



**Universidad Autónoma de Querétaro**  
Facultad de ingeniería

Desarrollo de sistemas expertos para diagnóstico en micro redes eléctricas mediante unidades de monitoreo fasorial sincronizadas

**Tesis**

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de:

**Doctor en Mecatrónica**

**Presenta:**

M. en I. José Roberto Razo Hernández

**Asesor:**

Dr. Martín Valtierra Rodríguez

**Co-Asesor**

Dr. David Granados Lieberman



Universidad Autónoma de Querétaro  
Facultad de Ingeniería  
Doctorado en Mecatrónica

**Desarrollo de sistemas expertos para diagnóstico de micro redes eléctricas mediante unidades de monitoreo fasorial sincronizadas.**

**Tesis**

Que como parte de los requisitos para obtener el Grado de  
Doctorado en Mecatrónica

**Presenta:**

M. I. José Roberto Razo Hernández

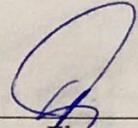
**Dirigido por:**

Dr. Martín Valtierra Rodríguez

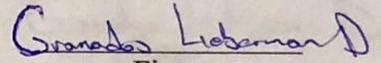
**Co-dirigido por:**

Dr. David Granados Lieberman

Dr. Martín Valtierra Rodríguez  
Presidente

  
Firma

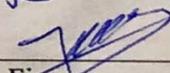
Dr. David Granados Lieberman  
Secretario

  
Firma

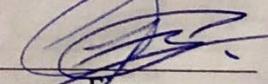
Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos  
Vocal

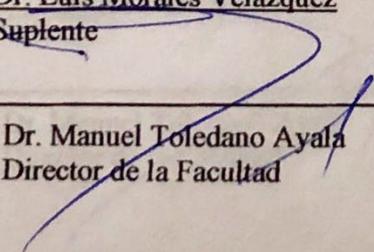
  
Firma

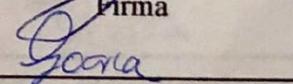
Dr. Juan Primo Benítez Rangel  
Suplente

  
Firma

Dr. Luis Morales Velázquez  
Suplente

  
Firma

  
Dr. Manuel Toledano Ayala  
Director de la Facultad

  
Dra. Ma. Guadalupe Flavia Loarca Piña  
Directora de Investigación y Posgrado

Centro Universitario  
Querétaro, Qro.  
Febrero 2019

## RESUMEN

Este trabajo presenta una nueva metodología para la elaboración de un sistema experto que puede ser utilizado tanto en micro redes eléctricas ( $\mu$ RE) como en partes específicas de un sistema eléctrico, como son transformadores o líneas de transmisión entre otras. Esta metodología combina la utilización de algoritmos basados en unidades de medición fasorial (PMU's), y algoritmos de clasificación difusos. De los algoritmos PMU se obtiene la información fasorial para frecuencias fundamentales, así como para cualquier armónico, extendiendo al algoritmo PMU a algoritmos PMU armónicos; por consiguiente, se muestran las áreas de oportunidad para el desarrollo de nuevos y mejores algoritmos PMU's, para cualquier clase, ya sea P o M, ya sea en diseño, carga computacional, mayor precisión, entre otras. Estos algoritmos están desarrollados para el cumplimiento de la norma IEEE C37.118.2014, sin perder precisión ni el corto tiempo de respuesta requeridos. El sistema experto utiliza un algoritmo PMU combinado con un clasificador difuso, a fin de detectar la severidad de la falla bajo diferentes condiciones de carga y de condiciones reales como son desviaciones de frecuencia, cambios en magnitud, presencia de cambios abruptos como escalones, entre otras. Todas estas ventajas benefician el monitoreo del sistema eléctrico, la operación y diagnóstico de las  $\mu$ RE de manera automática, online y en tiempo real.

**(Palabras clave:** PMU, HPMU, monitoreo y diagnóstico, clasificación, sistema experto)

## SUMMARY

This work presents a new methodology for the development of an expert system that can be used in micro electrical networks or in specific parts of an electrical system, such as transformers or transmission lines. This methodology combines the use of algorithms based on phasor measurement units (PMU's) and a fuzzy logic-based classification algorithm. From the PMU algorithms, the phasor information is obtained for the fundamental frequency as well as for any harmonic, extending the PMU concept to the harmonic PMU algorithm. In this sense, this work shows the potential for the development of new and better PMU algorithms, for any class, P or M, either in design, computational load, greater precision, or other features. These algorithms are developed in compliance with the IEEE C37.118.2014 standard, without losing accuracy or the short response time. The expert system uses a PMU algorithm combined with a fuzzy classifier, to determine the fault severity under different load conditions and real-life scenarios such as frequency deviations, changes in magnitude, presence of changes abrupt as steps, among others. All these advantages benefit the monitoring of the electrical system, the operation and diagnosis of the  $\mu$ RE in an automatic way, online and in real time.

**(Key words:** PMU, HPMU, Monitoring and Diagnosis, Classification, Expert System)

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por bendecirme con la vida, por guiarme a lo largo de nuestra existencia, ser el apoyo y fortaleza en aquellos momentos de dificultad y de debilidad.

A mis padres Virgilio y Mura quienes con su amor, paciencia esfuerzo y consjos me han ayudado a cumplir hoy un sueño más, gracias por inculcar en mi el ejemplo de esfuerzo y dedicación día a día y así no temer las adversidades, mi mas grande amor y respeto.

Al Programa para el Desarrollo del Profesorado (PRODEP), así como al Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, por la beca otorgada ITESI-012.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por la beca otorgada con número 401639, así como a la Universidad Autónoma de Querétaro por la oportunidad otorgada.

Al Dr. Martín Valtierra Rodríguez, por guiarme en este proceso, confiar en mi, darme las palabras necesarias de apoyo, compartir todo tu conocimiento sin guardarte nada, así como tu amistad.

Al Dr. David Granados Lieberman, gracias por todo tu apoyo, todas esas llamadas por teléfono, Skype o correo, esa presión que de repente es necesaria (solo a veces, no exageres ), de verdad aunque no lo parezca te lo agradezco mucho.

Al Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos. Gracias Doctor, por todas las facilidades y apoyos brindadas.

A todos mis amigos, que mencionarlos uno por uno seria imposible, pero les agradezco a todos, por mencionar a alguien Carlitos, Daniel, Irving, Basurto, Omar, Jean, Isra, Artur.. tantos y tantos mas del posgrado. A mis amigos de Irapuato, Jacinto, Gilberto, Isra, etc. A mis amigos de la la vieja escuela , Erik, Cesar, Hugo, Chava, ... etc. A mis amigos de ITESI, Gaby Eli, Zarazua, Akira, Diana J., Eduardo Bermudez, etc. Todos mil gracias por su apoyo.

## TABLA DE CONTENIDOS

<b>1.</b>	<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>14</b>
<b>1.1</b>	<b>ANTECEDENTES .....</b>	<b>15</b>
<i>1.1.1</i>	<i>PMU's y sus aplicaciones .....</i>	<i>15</i>
<i>1.1.2</i>	<i>Estimación de estados .....</i>	<i>16</i>
<i>1.1.3</i>	<i>Monitoreo y protecciones .....</i>	<i>17</i>
<i>1.1.4</i>	<i>Detección de fallas .....</i>	<i>18</i>
<i>1.1.5</i>	<i>Análisis de la calidad de la energía eléctrica .....</i>	<i>21</i>
<i>1.1.6</i>	<i>PMU's Armónicos .....</i>	<i>21</i>
<i>1.1.7</i>	<i>Sistemas Expertos .....</i>	<i>22</i>
<b>1.2</b>	<b>PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....</b>	<b>24</b>
<b>1.3</b>	<b>HIPÓTESIS Y OBJETIVOS .....</b>	<b>25</b>
<i>1.3.1</i>	<i>Hipótesis .....</i>	<i>25</i>
<i>1.3.2</i>	<i>Objetivo general .....</i>	<i>25</i>
<i>1.3.3</i>	<i>Objetivos particulares .....</i>	<i>25</i>
<i>1.3.4</i>	<i>Justificación .....</i>	<i>26</i>
<b>1.4</b>	<b>PLANTEAMIENTO GENERAL DEL PROBLEMA .....</b>	<b>27</b>
<b>2.</b>	<b>MARCO TEÓRICO .....</b>	<b>30</b>
<b>2.1</b>	<b>MICRO REDES .....</b>	<b>30</b>
<b>2.2</b>	<b>NORMATIVA DE MONITOREO ELÉCTRICO .....</b>	<b>31</b>
<b>2.3</b>	<b>PMU's .....</b>	<b>32</b>
<i>2.3.1</i>	<i>Definiciones generales .....</i>	<i>32</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Pruebas de cumplimiento de los PMU .....</i>	<i>35</i>
<b>2.4</b>	<b>DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN TRANSFORMADORES .....</b>	<b>41</b>
<b>2.5</b>	<b>TÉCNICAS ESPECTRALES .....</b>	<b>44</b>
<i>2.5.1</i>	<i>Transformada rápida de Fourier .....</i>	<i>44</i>
<i>2.5.2</i>	<i>Transformada Hilbert .....</i>	<i>44</i>
<b>2.6</b>	<b>ALGORITMOS INTELIGENTES .....</b>	<b>45</b>
<i>2.6.1</i>	<i>Lógica Difusa .....</i>	<i>46</i>
<b>3.</b>	<b>METODOLOGÍA .....</b>	<b>50</b>
<b>3.1</b>	<b>METODOLOGÍA GENERAL .....</b>	<b>51</b>
<b>3.2</b>	<b>DESARROLLO DE ALGORITMOS PMU's .....</b>	<b>51</b>

3.2.1	<i>Algoritmo PMU, para la clase P, basado en la transformada Hilbert</i> .....	51
3.2.2	<i>Algoritmo de compensación para filtros de la clase M de la norma C37.118</i> .....	56
3.2.3	<i>Algoritmo PMU basado en filtros complejos para clase P y M</i> .....	63
3.3	<b>DESARROLLO DEL SISTEMA EXPERTO BASADO EN PMU'S ARMÓNICOS</b> .....	68
4.	<b>EXPERIMENTACIÓN Y RESULTADOS</b> .....	<b>72</b>
4.1	<b>CASO DE ESTUDIO 1: ALGORITMOS PMU PARA DIFERENTES CLASES</b> .....	72
4.1.1	<i>Algoritmo para PMU, clase P, basado en Transformada Hilbert</i> .....	72
4.1.2	<i>Algoritmo PMU tipo M, con desviaciones de frecuencias amplias</i> .....	80
4.1.3	<i>Caso de estudio 3; Algoritmo PMU clase P y M, con filtros complejos</i> .....	96
4.2	<b>CASO DE ESTUDIO 2: SISTEMA EXPERTO PARA LA DETECCIÓN DE FALLAS DE CORTO CIRCUITO ENTRE ESPIRAS EN TRANSFORMADORES</b> .....	105
4.2.1	<i>Puesta de experimento</i> .....	105
4.2.2	<i>Resultados de HPMU</i> .....	106
4.2.3	<i>Resultados de FL</i> .....	111
5.	<b>CONCLUSIONES</b> .....	<b>116</b>
6.	<b>REFERENCIAS</b> .....	<b>118</b>
7.	<b>ANEXOS</b> .....	<b>127</b>

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1. Requerimientos de medición para condiciones de estado estable. ....	37
Tabla 2-2. Requerimientos para mediciones dinámicas. ....	38
Tabla 2-3. Requerimientos de tiempo bajo condiciones escalón. ....	39
Tabla 3-1 PARÁMETROS PARA FILTROS CLASE M. ....	60
Tabla 3-2. Requerimientos de frecuencia para PMU's clase M. ....	61
Tabla 4-1. Valores Numéricos de Pruebas estáticas y dinámicas. ....	75
Tabla 4-2. Tiempos de respuesta al escalón. ....	76
Tabla 4-3. Coeficientes para el modelo de ajuste. ....	81
Tabla 4-4. Rangos de compensación para diferentes rangos de reporte. ....	85
Tabla 4-5. Rangos de compensación para diferentes tasas de reporte en pruebas dinámicas. ....	88
Tabla 4-6. Resultados para pruebas reales y comparativa con valores de referencia. ....	95
Tabla 4-7. Errores máximos para pruebas estáticas. ....	98
Tabla 4-8. Valores máximos de error para pruebas dinámicas. ....	102
Tabla 4-9. Resultados del cambio de paso. ....	104
Tabla 4-10. Media y desviación estándar. ....	111
Tabla 4-11. Reglas if-then. ....	113
Tabla 4-12. Matriz de confusión. ....	113

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1. Planteamiento general del problema.....	28
Figura 2-1 Micro red eléctrica.....	31
Figura 2-2 Tiempos de respuesta y retardo. ....	34
Figura 2-3. Modelo de referencia de la norma de una sola fase. ....	39
Figura 2-4. Ejemplo de los coeficientes del filtro para el modelo de referencia de 15 muestras. .	40
Figura 2-5. Modelo de referencia para diseño del filtro tipo M. ....	41
Figura 2-6 Transformador tipo núcleo.....	42
Figura 2-7. Sistema clasificador difuso. ....	47
Figura 2-8. Funciones de membresía triangulares.....	47
Figura 3-1. Metodología general. ....	50
Figura 3-2. Diagrama a bloques del algoritmo PMU basado en TH. ....	52
Figura 3-3. Respuesta a la frecuencia para el filtro PB, a) Magnitud, b) Zoom de la magnitud y c) fase. ....	53
Figura 3-4. Respuesta a la frecuencia para el filtro Hilbert, a) Magnitud, b) Fase.....	54
Figura 3-5. Representación de la atenuación del componente imaginario en la señal analítica. ...	55
Figura 3-6. a) Algoritmo de procesamiento propuesto por la norma b) Compensación propuesta para PMU clase M. ....	58
Figura 3-7. a) Metodología de Compensación para algoritmos M, b) Rangos de frecuencias, c) Frecuencias dilatadas, d) Zoom para los rangos de frecuencia de 10,12, y 15. ....	61
Figura 3-8. Metodología Propuesta basada en filtros complejos. ....	63

Figura 3-9.a) Metodología propuesta para el diseño de filtros FIR complejos y respuesta a la frecuencia para (b) Clase P y (c) Clase M..... 66

Figura 3-10. Metodología detección y clasificación de fallas en transformadores..... 69

Figura 3-11 HPMU..... 70

Figura 4-1. Resultados para pruebas estáticas: (a) Frecuencia, (b) Magnitud de voltaje, (c) de corriente, (d) fase, y (e) THD. .... 73

Figura 4-2. Prueba de Modulación y Rampa: (a) Magnitud y (b) Fase, (c) Rampa Positiva y (d) Rampa negativa..... 74

Figura 4-3. Prueba de escalón: (a) Ejemplo de la preparación de la prueba de escalón y resultados en(b) Magnitud y (c) fase. .... 76

Figura 4-4. Pruebas reales: (a) Puesta de Experimento (b) Circuito equivalente..... 77

Figura 4-5. Señales reales: (a) voltaje y (b) corriente. .... 78

Figura 4-6. Resultados del PMU: (a) voltaje y (b) Corriente..... 80

Figura 4-7. Resultados de ajuste 3D : (a) Superficie 3D (b) Error del polinomio de ajuste. .... 82

Figura 4-8. Errores absolutos y relativos para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps, y (g) 120 fps. .... 82

Figura 4-9. Resultados de Magnitud y de TVE para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps y (g) 120 fps..... 85

Figura 4-10. Resultados de magnitud y TVE para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps y (g) 120 fps..... 86

Figura 4-11. Resultados de magnitud y TVE para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps y (g) 120 fps..... 89

Figura 4-12. Configuración experimental utilizando un RTD. .... 90

Figura 4-13. Pruebas experimentales en estado estacionario: (a) Frecuencia de cambios estáticos y (b) Prueba de distorsión armónica. .... 91

Figura 4-14. Pruebas experimentales en condiciones dinámicas: (a) rampa positiva, (b) rampa negativa y (c) prueba de oscilación sinusoidal de baja frecuencia..... 92

Figura 4-15. Puesta de experimento para desviación en frecuencia..... 93

Figura 4-16. Señales reales: (a) Señal de voltaje, (b) Resultados de frecuencia, y (c) Resultados de magnitud. .... 93

Figura 4-17. Pruebas estáticas para una PMU: clase P y clase M. (a) Prueba de magnitud de voltaje, (b) Prueba de magnitud de corriente, (c) Prueba de fase, (d) Prueba de frecuencia, (e) Prueba de fuera de banda (solo clase M) y (f) prueba de THD. .... 97

Figura 4-18. Pruebas dinámicas para PMU: clase P y clase M: (a) prueba de modulación de magnitud, (b) prueba de modulación de fase, (c) prueba de rampa positiva y (d) prueba de rampa negativa..... 101

Figura 4-19. Prueba de cambio de paso para PMU's. (a) Referencia para la prueba bajo escalones, (b) Ejemplo de prueba para el tiempo de retardo (c) Ejemplo de prueba para el tiempo de respuesta. .... 104

Figura 4-20. Puesta de experimento para transformadores..... 105

Figura 4-21. Resultados del HPMU para señales sintéticas..... 106

Figura 4-22. Ejemplo para señales de corriente y voltaje para 5 vueltas en corto circuito. a) Corriente del primario, b) Corriente del secundario c) Voltaje del primario, d) Voltaje del secundario. ... 107

Figura 4-23. Magnitud para 7 armónicos. a) Corriente primaria, b) Corriente secundaria c) Voltaje primario, d) Voltaje secundario. .... 108

Figura 4-24. Armónicos Obtenidos con el HPMU a) Saludable, b) 5, c) 10, d) 15, e) 20, f) 25, cortocircuito entre espiras..... 110

Figura 4-25. Evolución en magnitud de las fallas en (a) tercer armónico y (b) quinto armónico. .... 110

Figura 4-26. Gaussianas para condiciones de falla, a) Tercer armónico, b) Quinto armónico....	111
Figura 4-27. Diseño del clasificador difuso. ....	112
Figura 4-28. Clasificador Online HPMU. ....	114

# Capítulo 1

## 1. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda eléctrica por parte de los sectores industriales, públicos y de servicios, así como el creciente aprovechamiento de fuentes de energía alternativas (solar-fotovoltaica, eólica, biomasa, hidráulica, etc.) han originado un nuevo concepto de red eléctrica llamado micro red eléctrica ( $\mu$ RE) (Yazdani et al., 2009), la cual puede formar parte de la red de distribución o funcionar de forma aislada. Esta consiste de diversas cargas y generadores eléctricos, donde estos últimos pueden ser conformados por fuentes de energía alternativas y fuentes convencionales. En este sentido, el objetivo de la contribución de energía eléctrica de parte de las diversas fuentes generadoras es mantener un suministro confiable, continuo, robusto y seguro que sea capaz de atender las necesidades de uso y consumo de las cargas eléctricas de la  $\mu$ RE. No obstante, el garantizar su correcto funcionamiento es una tarea bastante desafiante, ya que por la propia naturaleza de los equipos que conforman la red eléctrica, se presentan diversas problemáticas causadas tanto por los generadores como por las cargas eléctricas entre otras (Marrano et al., 2001). Por parte de las fuentes alternativas como paneles fotovoltaicos, aerogeneradores, entre otros, que dependen sobre todo de condiciones climáticas variantes, introducen problemas de intermitencia, no continuidad, variación de potencia, desincronización para la interacción con el sistema de potencia, variaciones de magnitud en las señales de voltaje-corriente, etc. Por lo tanto, generan una gran afectación en el funcionamiento de las cargas eléctricas como motores, fuentes de iluminación, protecciones y controladores eléctricos, equipos de cómputo, electrodomésticos, etc. (Blaabjerg et al., 2006). Por otro lado, las mismas cargas eléctricas son fuente de una gran cantidad de perturbaciones eléctricas que afectan directa e indirectamente al funcionamiento de toda la  $\mu$ RE, así como de sus elementos más importantes como los transformadores o la misma eficiencia de la red. Estas perturbaciones eléctricas, tales como depresiones de voltaje, desbalances, armónicos, oscilaciones temporales de voltaje, etc., son debidas principalmente a los dispositivos electrónicos que conforman a los distintos equipos y a la operación aleatoria de las cargas, generando fallas en diferentes etapas de la red. Dichas perturbaciones o disturbios eléctricos se encuentran definidos en distintos estándares internacionales como lo son: IEEE Standard 1159 (2009), EN 50160 (2002), entre otras. Desde este punto de vista, para diagnosticar y asegurar la fiabilidad de una  $\mu$ RE se requiere contar con el monitoreo de los elementos más importantes de la red, para poder actuar e intervenir de manera correcta y oportuna. Uno de los elementos clave son los transformadores ya que son fundamentales para la operación del sistema eléctrico (Zao et. al, 2017). Contar con un

adecuado monitoreo permite evitar daños y pérdidas económicas cuantiosas. La información proveniente de las variables eléctricas que componen el sistema, tales como voltajes y corrientes, así como vibraciones y termografía son de los datos más utilizados para realizar diagnóstico, monitoreo y detección de fallas en máquinas eléctricas (Mehala et al. 2009 and Zhang et al. 2008). Estas tareas desafiantes han sido atacadas con diferentes técnicas y algoritmos, la mayoría de ellos utilizando procesamiento digital de señales, aunado a esto, una herramienta que ha tomado fuerza para resolver las problemáticas antes mencionadas ha sido la unidad de medición fasorial (PMU, del inglés *phasor measurement unit*), debido a su naturaleza de proporcionar magnitud, fase y frecuencia en tiempo real y de manera sincronizada. De manera similar, nuevas variaciones de este tipo de dispositivos se han desarrollado recientemente, tales como las unidades de medición fasorial armónica (HPMU's, por sus siglas en inglés *Harmonic Phasor Measurement Unit*), las cuales han demostrado ser una herramienta poderosa y confiable (Chakir et al. 2014) para resolver la problemática de los sistemas eléctricos de potencia ante condiciones de contaminación armónicas.

## **1.1 ANTECEDENTES**

### **1.1.1 PMU's y sus aplicaciones**

En el sentido práctico, la medición de voltajes y corrientes en una  $\mu$ RE debe hacerse en diversos puntos de está para tratar de estimar y conocer el comportamiento de todos los elementos y así poder ofrecer un diagnóstico de la misma. En décadas pasadas se ha intentado realizar mediciones de voltajes y corrientes dentro de la red eléctrica para la localización de fallas, estimación de flujos de potencias, control, etc. (Altuve et al., 2010); no obstante, en los últimos años el uso PMU han tenido bastante impacto en estas tareas ya que proporcionan información de magnitud fase y frecuencia de señales de corriente y voltaje en diferentes puntos de la red; donde una parte medular de su éxito se centra en el hecho de que estas mediciones son sincronizadas (realizadas o referenciadas a un mismo instante de tiempo) y las cuales son obtenidas mediante una representación fasorial (vectorial), formando así el concepto de sincrofasor, por lo que es de gran utilidad contar con este tipo de sistemas como una herramienta poderosa para recabar información de las condiciones eléctricas de las  $\mu$ RE.

Por su parte, un fasor es la representación en magnitud y fase de una señal oscilatoria es decir de una señal sinusoidal que puede ser de corriente o voltaje (Phadke et al., 2008); por lo tanto, los PMU's proveen información fasorial sincronizada en múltiples puntos de la red eléctrica, e.g.

líneas de transmisión, distribución, e incluso en elementos específicos. Los valores provenientes de la medición vienen acompañados de una etiqueta de tiempo debido al sincronismo con un sistema de posicionamiento global (GPS, del inglés *Global Positioning System*), el cual está referido a un tiempo de referencia universal (UTC, del inglés, *Coordinated Universal Time*). Con el objetivo de normalizar y estandarizar estas mediciones y los protocolos que los rigen, estándares como el IEEE C37.118, (2011) y sus subversiones o modificaciones como la IEEE C37.118 (2014), han sido propuestos, tomando en cuenta los protocolos de comunicación, errores de medición en magnitud, fase y frecuencia; Así mismo incluyen diferentes pruebas de validación, emulando problemas típicos como desviaciones de frecuencia, cambios de magnitudes, cambios de fase, distorsión armónica, modulación de amplitud y fase entre otros. Por otro lado, consideraciones como latencia, tiempo de retardo, nivel de sobre impulso, etc. son razones inherentes del algoritmo usado y deben ser consideradas para un mejor desempeño de cualquier aplicación.

Entre las diferentes aplicaciones de los PMU's sobre modelos de optimización y diagnóstico se encuentran las siguientes: estimación de estado de la red (Meliopoulos et al., 1996; jiang, 2008; Liu et al., 2012; Hu et al., 2011; Albu et al., 2011; Florea et al., 2011), monitoreo y activación de protecciones (Mozina 2001; Ding et al., 2012; Ishibashi et al., 2004; Borghetti et al., 2011; Tripathy et al., 2010; Ghahremani et al., 2011; Brahma et al., 2003), detección de fallas en redes eléctricas (Brahma, 2011; El Din et al., 2005; Pereira et al., 2004; He et al., 2011; Chaudhuri et al., 2011; Chih, et al., 2011 ), modelado del sistema de potencia (Alinejad et al., 2012; Yanhui et al., 2011; Ledwich et al), control de compensadores eléctricos (Kamwa, et al., 2011 Chaudhuri et al., 2010 ), entre otras, y las cuales serán discutidas dentro de este trabajo más adelante.

### **1.1.2 Estimación de estados**

La evaluación de parámetros eléctricos, tales como potencia, niveles adecuados de operación de voltaje y corriente, en sistemas eléctricos de potencia conformado por múltiples generadores, buses eléctricos y cargas, se realiza a través de la estimación de estados. El conocer en tiempo real el estado de la red es de suma importancia para poder actuar de manera adecuada por medio de los centros de control de la energía eléctrica. En general hay dos enfoques matemáticamente equivalentes para incluir mediciones de sincrofasores en estimadores de estados (Zhou et al., 2006): 1) diseñar el estimador a partir de mediciones combinadas de PMU's y de otros aparatos de medición convencionales, y 2) añadir mediciones de fasores por medio de un paso de

post-procesamiento. Aunque el primer caso es el enfoque más directo, el segundo caso resulta en una estimación con diferentes técnicas que pudieran llegar a facilitar su implementación en sistemas especializados o definidos para una tarea específica. Para el primer caso existen diferentes ejemplos tales como lo que se propone en el trabajo de Paul et al. (2018), en este trabajo se realiza una combinación de un conjunto de filtros Kalman extendidos (EKF, por sus siglas en inglés *Extended Kalman filter*) con datos provenientes de un PMU para una estimación dinámica de una planta completa. En este trabajo se utilizan señales de referencia tanto de potencia como de voltaje, proporcionadas por el centro de control de la red a la planta de energía. El enfoque de post-procesamiento es usado por Tang et al. (2018) se construye un modelo de evaluación de la estabilidad transitoria basado en la máquina de aprendizaje extremo (ELM, por sus siglas en inglés *Extrem Learning Machine*) y el ajuste de trayectoria, para determinar el criterio de puesta en marcha para isla controlada. Este modelo funciona a través del juicio rápido del estado de estabilidad con ELM y la enmienda de resultados selectivos con trayectoria de ajuste para garantizar que la evaluación sea eficiente y precisa haciendo uso de PMU. Por otra parte, Albu et al. (2011) y Florea et al. (2011) estudiaron el impacto del modelo de incertidumbres sobre los parámetros y estimaciones de estado. Por su parte, Arefi et al. (2011) proponen un estimador de estado de distribución armónica, el cual es desarrollado usando un algoritmo de búsqueda llamado optimización de enjambre de partículas modificado. Este método utiliza datos de PMU y los parámetros de la línea de la red para estimar los armónicos fasoriales a través de la minimización del error entre las mediciones PMU y los valores estimados. De la misma forma, Bahabadi, et al (2011) aplican un algoritmo de mínimos cuadrados ponderados junto con la descomposición de valor singular para estimar los armónicos en conjunto a un método de optimización con algoritmos genéticos para optimizar la ubicación y la cantidad de unidades de medición de fasores, minimizando costos y asegurando la observabilidad completa.

### **1.1.3 Monitoreo y protecciones**

El monitoreo en redes o sistemas eléctricos de potencia se ha realizado en señales en estado estable, pero muchas otras ocasiones se realiza en condiciones transitorias. Donde una importante labor es el análisis de estas señales para la activación de protección, salvaguardando las condiciones de los equipos y de los sistemas eléctricos. Por ejemplo, Mozina (2001) y Ding et al. (2012) reportan que cuando se utiliza monitoreo sincronizado en los sistemas de generación distribuida se puede detectar rápidamente condiciones de isla, con el fin de evitar problemas como la sobretensión

temporal, reconexión fuera de sincronismo, y daños a la generación distribuida debidas a fluctuaciones o condiciones transitorias dinámicas de la red. Una propuesta de lo anteriormente mencionado, sobre el monitoreo y activación de protecciones, la presentan Brahma, et al. (2003), la cual es desarrollada como parte de un esquema de protección adaptiva y tiene como objetivo hacer frente a los problemas de coordinación de protección en los circuitos de distribución, con una alta penetración de generación distribuida. Por lo tanto, puede ser notado que la utilización de los PMU como herramientas precisas de monitoreo en condiciones estacionarias y más aún en condiciones dinámicas es aprovechada para una correcta activación de protecciones. Otro artículo en donde se compilan varios trabajos y se exponen cómo múltiples fuentes de datos de sincrofasores y los sistemas de comunicaciones asociados es el presentado por Blair et al. (2018), el cual manifiesta que los PMU's pueden aprovecharse para habilitar nuevas formas de protección de área amplia y localización de fallas, donde el principal objetivo es permitir una respuesta de acción rápida a los eventos del sistema de potencia para una operación estable de la red. Los esquemas basados en PMU se utilizan para habilitar nuevas funciones del sistema tales como el control de frecuencia de acción rápida en sistemas de inercia baja y variable, así como paradigmas de control distribuido. Marcando una tendencia sobre el uso de datos de PMU's al monitoreo y protección en tiempo real de los sistemas de energía.

#### **1.1.4 Detección de fallas**

Dentro de las numerosas propuestas sobre metodologías, o algoritmos para la localización y detección de fallas, esta sección se centra en las basadas en PMU's. Un ejemplo claro de esto, es la detección de fallas de corto circuito en líneas de transmisión como es mencionado por Brahma (2011), donde se establece que, en condiciones dinámicas del sistema como oscilaciones, los voltajes y corrientes de falla no pueden ser expresadas como una función senoidal estándar, entonces las características en las formas de onda resultantes permiten generar algoritmos de localización de fallas, tales como interrupciones, cortos circuitos, entre otros. Así mismo, Nilanjan (2011) muestra una técnica para la estimación de amortiguación en tiempo real desarrollada bajo condiciones transitorias, midiendo en cada instante de tiempo las señales expresadas en fasores y utilizando valores corregidos de frecuencia, el coeficiente de amortiguación o tasa de cambio de las oscilaciones se obtiene de la variación exponencial de la magnitud del fasor estimada usando una ventana móvil de mínimos cuadrados. Por otro lado, Lin et al. (2004) muestran una técnica de localización de fallas en líneas de transmisión aéreas y cables subterráneos utilizando PMU's y

otros conmutadores digitales embebidos. Brahma (2011) presentó un método que no depende de los dispositivos de protección para localizar fallas, sino que utiliza mediciones PMU de voltaje y corriente para calcular los circuitos equivalentes de Thevenin para impedancias de secuencia positiva, negativa y cero. Estas mediciones se utilizan en conjunción con la matriz de impedancias trifásica en el bus de la subestación para calcular la ubicación de la falla basada en la comparación de las diferencias de tensión en todo el circuito.

La mayoría de los algoritmos para la ubicación de las fallas en las redes eléctricas se basan en modelos con parámetros eléctricos que se encuentran en función de la distancia respecto a algún nodo o al sistema de monitoreo, por lo que es de gran importancia conocer la ubicación de cada una de las unidades de medición a lo largo del sistema eléctrico. Referente a ello se encuentran diversos trabajos, tales como el de Liu et al. (2012), donde los algoritmos genéticos son aplicados para determinar la infraestructura de medición óptima y su ubicación en un sistema de distribución genérico, minimizando los costos financieros y respetando los límites en general de incertidumbre del estimador de estados. También, la colocación óptima de los PMU en un sistema de distribución basado en un criterio de "nodos con las características más suaves" se explica en el trabajo de Naumann et al. (2010), donde se utilizó el método de colocar seis PMU en un parque industrial en los niveles de media y baja tensión. El experimento citado produce los datos de monitoreo con alta precisión para analizar el sistema en condiciones normales y de perturbación. Esta referencia también muestra que, con un seguimiento preciso, la localización de las perturbaciones en el sistema se facilita a través del análisis del retraso de la señal de voltaje.

#### **1.1.4.1 Detección de fallas en transformadores**

En términos generales, el transformador se usa para proporcionar niveles adecuados de voltaje, lo cual en los sistemas de transmisión disminuye notablemente las pérdidas por efecto Joule en las líneas de transmisión y distribución; Sin embargo, este tipo de equipos se encuentran expuestos a diferentes entornos, así como a variaciones de tensiones eléctricas, electromagnéticas, dieléctricas, mecánicas, térmicas o químicas que pueden llevar a la disminución de su vida útil, lo que resulta en un aumento de la incidencia de fallas y su gravedad. Entre las principales fallas que puede tener el transformador se encuentran la deformación axial, la deformación radial, la variación del espacio de disco, el movimiento de bobinas a granel, entre otros.

Dado que el transformador es uno de los elementos más importantes en el sistema eléctrico, ya que está presente en los sistemas de generación, transmisión y distribución, su monitoreo es una tarea que debe realizarse continuamente. Recientemente, muchos investigadores se han centrado en el desarrollo de nuevas metodologías para evaluar las condiciones del transformador en línea utilizando técnicas de procesamiento digital de señales mediante la extracción de características que pueden asociarse a una falla específica. Una de las técnicas más empleadas es el análisis de respuesta a la frecuencia (FRA, por sus siglas en inglés, *Frequency Response Analysis*). FRA es una técnica de diagnóstico, operada en una forma fuera de línea que procesa las mediciones y da una interpretación de los registros para proporcionar una evaluación adecuada de la condición; evidentemente, la técnica no puede usarse para la detección de fallas online aplicándose solamente en casos de salidas programadas, mantenimiento o antes de la puesta en operación del equipo. Un intento de superar esta limitación se da en Zhongyong et al. (2017), donde los autores emplean el análisis de respuesta de frecuencia de impulso (IFRA, por sus siglas en inglés, *Impulse Frequency Response Analysis*). Este método utiliza un algoritmo de aprendizaje automático para identificar y clasificar las diferentes fallas mecánicas en el devanado. Otra modificación se presenta con Xiaozhen et al. (2017), donde se estudia la detección de la deformación del devanado. La detección de deformación se lleva a cabo analizando la respuesta del transformador a señales transitorias de sobretensión, así como el espectro de energía estimando sus firmas de FRA. Por otra parte, Las interferencias externas, como los impulsos producidos por los circuitos de conmutación, se estudian en el trabajo de Mohseni et al. (2017). Los autores simulan el transformador y sus fallas empleando un modelo de elementos finitos (FEM, por sus siglas en inglés, *finite element method*) y análisis de circuitos. Las señales obtenidas se analizan utilizando la transformada S modificada para obtener la impedancia. Otros trabajos que detectan fallas internas en transformadores es el trabajo de Haghjoo et al. (2017) donde utilizan la medida del flujo magnético entre el núcleo y la primera capa de aislamiento. De esta forma, se detectan las fallas entre espiras. Los autores de Bhowmick et al. (2015) hacen uso de los valores de voltaje en el valor primario, así como de la corriente de línea para generar un modelo. Se debe señalar que el modelo se genera utilizando datos de un estado saludable. Desafortunadamente, para generar el modelo más adecuado, es necesario conocer parámetros como la inductancia, el flujo magnético, las corrientes de magnetización, entre otros, que son difíciles de estimar en las condiciones prácticas.

### **1.1.5 Análisis de la calidad de la energía eléctrica**

Muchas otras aplicaciones de calidad de la energía pueden encontrarse en el trabajo de Sánchez et al., (2013). Donde algunos de los rasgos a tomar en cuenta en la calidad de la energía son los disturbios eléctricos, los cuales no necesariamente reflejan la ausencia de tensión, sino que se manifiestan como variaciones en la forma de onda de voltaje. Lo cual afecta el funcionamiento de los diversos tipos de equipos conectados al sistema. Estos disturbios pueden ser deformaciones en la onda, los cuales se llegan a presentar en magnitud o en frecuencia. Los disturbios eléctricos más comunes que se tienen en los sistemas eléctricos son los siguientes: Interrupciones, alto voltaje de corta duración (swells), alto voltaje constante, baja tensión de corta duración (sags) y baja tensión constante, picos de alto voltaje, ruido eléctrico, variaciones en la frecuencia y distorsión armónica (Monedero, 2007).

### **1.1.6 PMU's Armónicos**

Otro problema de la actualidad y que es parte del análisis de la calidad de la energía eléctrica, es la presencia de armónicos y que a pesar de que los equipos pertenecientes a una red eléctrica deben cumplir con los límites de emisión de armónicos establecidos por las normas de servicios públicos o de la industria, los efectos acumulativos y las interacciones de los armónicos inyectados por un gran número de dispositivos electrónicos pueden causar impactos negativos en el sistema de potencia y cargas alimentadas. La existencia de los armónicos debe ser identificada con precisión gracias a la tecnología basada en los sistemas expertos y de monitoreo eléctrico, lo cual lleva a un nuevo concepto PMU armónico (HPMU). Como lo mencionan Enslin et al. (2004) y Carta et al. (2009), donde se describen los conceptos de sincrofasores armónicos. En este sentido una técnica de medición para evaluar la amplitud y fase de los componentes armónicos es la que presentan los anteriores autores, donde utilizan hardware modular, para poder mejorar una estrategia de reducción de costos específicamente aplicado a circuitos de distribución. Como este trabajo, se han desarrollado diferentes modificaciones y mejoras para los algoritmos HPMU, pero es importante resaltar que aún falta un estándar que establezca las reglas para los algoritmos HPMU. Para superar este problema, algunas metodologías han decidido utilizar el estándar IEEE C37.118.1, para adoptar las reglas principales propuestas para la frecuencia nominal y aplicarlas para la obtención de la información de cualquier armónico. En este sentido, trabajos como el de Chakir et al. (2004), donde presentan un HPMU que utiliza los requisitos de filtrado establecidos por el estándar C37.118.1. En este trabajo, se ofrece un banco de filtros de Kalman (KF, por sus siglas en inglés *Kalman filter*)

y una metodología basada en el filtro de respuesta de impulso finito (FIR, por sus siglas en inglés *Finite Impulse Response*) de cinco ciclos para estimar los armónicos. Además, también se presenta una comparación de la velocidad de cálculo y el rendimiento con un algoritmo de transformada rápida de cuatro ciclos de Fourier. Los autores concluyen que las HPMU pueden ser una buena elección en la estimación del estado armónico. En consecuencia, Carta et al. (2009) emplean una estimación de parámetros de señal mediante técnicas de invarianza rotacional (ESPRIT, por sus siglas en inglés, *Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*) utilizando muestras de datos de medio ciclo; los fasores armónicos se calculan con referencia a la señal nominal y sincronizados con un GPS.

### **1.1.7 Sistemas Expertos**

De acuerdo a Liao (2004) los sistemas expertos (SE) se empezaron a popularizar a partir del año de 1995 a la fecha, pudiéndose clasificar en diferentes categorías, sistemas basados en reglas, sistemas basados en el conocimiento, redes neuronales, lógica difusa, metodología orientada a objetos, razonamiento basado en casos, arquitectura de sistemas, sistemas de agentes inteligentes, metodología de la base de datos, modelado y ontología. Sahin (2012), discute varias de las aplicaciones de los sistemas expertos en diferentes campos de investigación, realizando énfasis en las técnicas utilizadas en dichos campos. La capacidad de cambiar continuamente y obtener nuevo conocimiento es la fuerza motriz de las metodologías de los SE, fusionando diferentes técnicas, para una toma de decisiones de manera automática, sin la necesidad de un usuario experto. Por lo que se han realizado múltiples trabajos sobre el tema, entre los cuales destacan revisiones del estado del arte e investigaciones como las que presentan Sahin et al. (2012), en la cual realizan una presentación de SE híbridos, basados en sistemas neuro difusos, dentro de esta publicación destacan artículos utilizando estas técnicas en detección de fallas y problemas industriales. De manera similar se ha realizado la utilización de un algoritmo llamado optimización de enjambre de partículas modificado para estimar las variables en estado armónico donde Arefi et al. (2011) lo aplican en redes de distribución, el propósito es la estimación de amplitud y fase de cada armónico de corriente por la minimización de errores entre los valores medidos entre los PMU y los calculados por la estimación de parámetros. Otro método muy utilizado son los algoritmos de búsqueda como el que menciona Alinejad et al. (2012), donde se utiliza el algoritmo de búsqueda armónico HSA (por sus siglas en inglés, *Harmony Search Algorithm*), utilizado para la estimación de cargas en la red de distribución, basada en mediciones de PMU. Existen trabajos donde se hace revisiones del estado

del arte, un ejemplo de ellos es el trabajo de Sánchez et al. (2013) donde exploran la contribución de las mediciones fasoriales que pueden proporcionar a la manipulación que representa la penetración de la generación distribuida intermitente, la cual puede tener efectos notables en los alimentadores de distribución. Otra recopilación es el que presentan Feng et al. (2012) sobre las aplicaciones de las mediciones fasoriales en las funciones de la red de distribución, así mismo presentan varias simulaciones que han sido realizadas con el fin de desarrollar un sistema automático de diagnóstico basado en mediciones sincronizadas.

Varias organizaciones como la *Western Electricity Coordinating Council* (WECC) y la *North American Synchrophasor Initiative* (NASPI) han establecido reglas de funcionamiento, protocolos e interfaces referente a las mediciones sincronizadas utilizados en muchos SE, por lo que hay trabajos que se centran en dar un marco para el diseño de algoritmos de filtrado de estas mediciones, que cumplan con los requerimientos puestos por estas organizaciones. Un ejemplo de esto es el de Kamwa et al. (2011) donde emulan un sistema experto utilizando un filtro adaptivo pasa bandas complejo derivado de una teoría de banco de filtros modulado exponencialmente, construido de prototipos libres de filtros pasa bajas que cumplen con estas organizaciones y al mismo tiempo se logra un tiempo de respuesta transitoria óptimo. Hammad et al. (2009) atienden la preocupación de generar y transmitir una mejor y más limpia energía eléctrica, mejorando la calidad, eficiencia y fiabilidad de la energía eléctrica transmitida, por lo que el trabajo ofrece soluciones emergentes mediante la utilización de los avances y las tecnologías actuales en el área de sistemas de energía eléctrica inteligente y en la toma de decisiones de forma automática.

Los sistemas expertos también son utilizados para la detección de fallas donde se analizan los datos provenientes de mediciones eléctricas para la mejora de monitoreo, protección y control de redes eléctricas, tales como la presencia de eventos y en qué momento se suscitan, para así poder determinar la localización de ciertas fallas. Algunos trabajos de lo anteriormente mencionado, son por ejemplo el de Liu et al. (2012) donde presentan la localización de fallas en líneas de transmisión con la técnica multisección de dos terminales, que combina líneas aéreas y cables subterráneos, utilizando mediciones sincronizadas para la activación de relevadores digitales, o por algoritmos de sincronización de datos, tal cual lo haría un sistema experto. Otro algoritmo de búsqueda combinado con mediciones de los PMU es el llamado algoritmo de búsqueda Tabu, que es utilizado por Pereira et al. (2004) donde presentan la localización de fallas en sistemas de distribución. En este sentido

Tan et al. (2000) realiza un estudio de sistemas expertos donde utilizan, "factores de acción" para combatir la incertidumbre a fin de identificar la ubicación de la falla.

## **1.2 Planteamiento del problema**

Debido a la tendencia de optimización, en conjunto con el avance tecnológico, se prevé que, en próximos años, los nuevos diseños de los PMU's serán de bajo costo y estarán disponibles en mayor medida para el monitoreo de líneas de generación, transmisión y distribución, así como en micro redes eléctricas, incrementando notablemente el ya gran uso de los PMU's en sus diversas aplicaciones (Skok et al. 2007). Esto abre un gran panorama para el desarrollo de nuevos y mejores algoritmos de PMU's. Debido a que los PMU proporcionan información del fasor de voltaje y corriente en el sistema eléctrico, la información provenientes de estos, pueden ser utilizados para determinar el estado real de un sistema de potencia, combinando estas mediciones con algún algoritmo inteligente o selector, obteniendo una gran rama de aplicaciones como son: estimación de estado, supervisión dinámico de estabilidad, la predicción de la inestabilidad y el control, protecciones eléctricas y localización de fallas, así como en el monitoreo de calidad de la energía eléctrica. En general, sobre los antecedentes presentados, los investigadores se han enfocado en las diversas aplicaciones de los sistemas de monitoreo eléctrico y el gran beneficio que otorgan para el manejo de la  $\mu$ RE. Es conveniente mencionar que, en las aplicaciones antes mencionadas, además del uso de los PMU's, ya se han reportado por separado avances en las técnicas de procesamiento para estimación fasorial y en el desarrollo de algoritmos inteligentes para diagnóstico y localización de fallas en la red, control, optimización en: el modelado de la red, la ubicación y/o colocación de los PMU's, determinación de la cantidad de PMU's y puntos a monitorear, entre otras. Sin embargo, se tiene como necesidad el contar con sistemas expertos que realicen este tipo de tareas por medio de algoritmos de procesamiento digital de señales combinados con inteligencia artificial, de forma que se vean beneficiada la operación y diagnóstico de las  $\mu$ RE por medio de sistemas automáticos y en tiempo real, así como generar contribuciones en el ámbito científico a través de nuevas metodologías con mejoras en tiempos de respuesta, carga computacional, mayor precisión en la realización de algoritmos para PMUs y PMU's armónicos demostrando nuevos aprovechamientos en sistemas eléctricos.

## **1.3 Hipótesis y objetivos**

### **1.3.1 Hipótesis**

El desarrollo de sistemas expertos basados en técnicas de análisis tiempo-frecuencia y algoritmos inteligentes permitirá diagnosticar de manera automática la presencia de fallas eléctricas en  $\mu$ Re o componentes de esta, ante diversas condiciones de operación gracias a la información proveniente de unidades de monitoreo eléctrico sincronizados.

### **1.3.2 Objetivo general**

Desarrollar e implementar un sistema de monitoreo experto de una  $\mu$ RE para el diagnóstico y monitoreo de una  $\mu$ RE o parte de ella a partir de la información proveída por unidades de monitoreo eléctrico sincronizados y algoritmos de análisis inteligentes.

### **1.3.3 Objetivos particulares**

- ✓ Integrar los elementos básicos de generación y monitoreo eléctrico para implementar una  $\mu$ Red eléctrica.
- ✓ Generar fundamentos tecnológicos para el desarrollo de un producto de monitoreo eléctrico sincronizado que cumpla con las especificaciones de la norma IEEE. C37.1118-2011 y/o modificaciones de la norma, para responder a las necesidades de la industria y soportar investigaciones posteriores en el campo del estudio y análisis de  $\mu$ REs.
- ✓ Generar bases de datos de señales eléctricas de distintos escenarios de funcionamiento normal y de falla de la  $\mu$ RE que sirvan de base de análisis para distintas técnicas y metodologías que se propongan en esta área.
- ✓ Investigar y extraer mediante técnicas de procesamiento de señales nuevos esquemas de HPMUs para la obtención de firmas eléctricas que caractericen el funcionamiento de transformadores.
- ✓ Aplicar técnicas de inteligencia artificial tales como redes neuronales o sistemas difusos para reconocimiento y caracterización de patrones de operación normal y falla de la  $\mu$ RE, para optimización y planeación de estrategias de tiempos de operación, puntos de monitoreo.

- ✓ Desarrollar un sistema experto para el monitoreo y diagnóstico de fallas de una  $\mu$ RE o parte de ella, el cual consista de técnicas de procesamiento tiempo-frecuencia y técnicas de inteligencia artificial

#### 1.3.4 Justificación

La principal motivación para la realización de este trabajo es la creciente tendencia de los sistemas eléctricos de potencia hacia las redes inteligentes (*smart grids*), el desarrollo constante de micro redes eléctricas con fuentes de energía renovables y convencionales, así como a la necesidad de contar con un suministro eléctrico confiable y robusto desde el punto de vista usuario y proveedor.

Donde este último punto de vista es de suma importancia a través del desarrollo de sistemas expertos para el diagnóstico de  $\mu$ RE, ya que un fallo en la línea eléctrica provoca demasiadas pérdidas de tiempo, dinero y desgaste de componentes, para esto, el sistema experto basado en el monitoreo de la red por medio de PMU's podrá establecer el estado de la  $\mu$ RE o simplemente componentes de esta misma. Resultando de manera automática la mejor opción para la óptima operación de la  $\mu$ RE. El sistema propuesto, es de vital importancia actualmente, debido a las nuevas tendencias en la generación distribuida y de las nuevas reformas legislativas en materia energética en México, como a nivel mundial, en donde pequeñas empresas y familias desde sus hogares pueden manejar subsidios cuando generan y devuelven esa energía al sistema eléctrico, pero esto puede provocar la generación de diferentes perturbaciones en la señal eléctrica, así como armónicos.

El diagnóstico de la  $\mu$ RE propuesto consiste en evaluar el estado de la red en términos de las potencias consumidas por las cargas lineales y no lineales, con el objetivo de proveer la mayor confiabilidad de suministro al usuario de la misma. Además, este monitoreo y su evaluación permitirá diagnosticar posibles fallas en la red o en componentes principales de la misma como lo son transformadores, en base a los parámetros medidos como caídas en la producción de potencia por lo generadores, consumo excesivo de alguna carga eléctrica, distorsiones en la forma de onda de voltaje o corriente, etc., lo cual es de vital importancia para asegurar el correcto funcionamiento de toda la red.

En este sentido, los diversos aportes científicos y tecnológicos que se realizarán en este trabajo doctoral justifican plenamente su desarrollo. Por ejemplo, desde el punto de vista

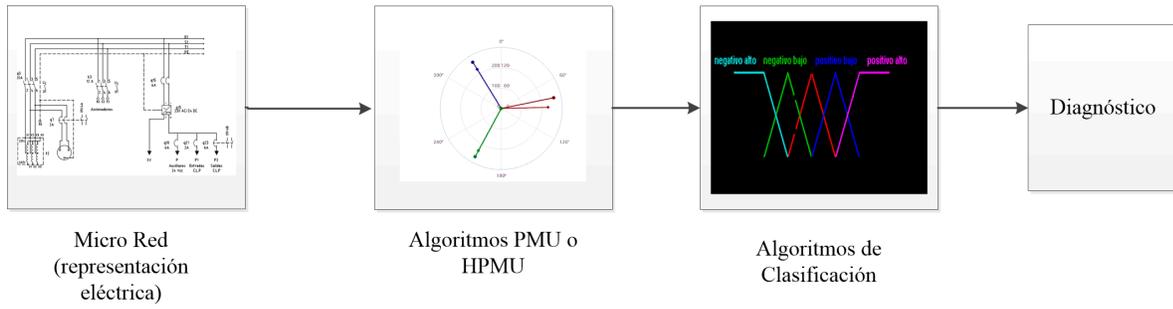
tecnológico: El sistema propuesto permitirá contar con el desarrollo de sistemas expertos en la operación y clasificación de fallas de una  $\mu$ RE o en componentes más importantes como lo son los transformadores, que incluye, el manejo de datos provenientes de una red o sistemas de monitoreo y la implementación de algoritmos en plataformas digitales.

Desde el punto de vista científico, se propondrán técnicas y metodologías de sistemas expertos para el diagnóstico automático de fallas de transformadores, en función de la información dada por PMU's. Es conveniente mencionar que en los sistemas expertos típicamente consisten de una técnica de análisis (DFT, wavelets, etc.) y algún algoritmo inteligente (redes neuronales, lógica difusa, algoritmos genéticos, etc.) para el diagnóstico automático de los datos. Así mismo, una parte importante es el análisis y estudio de diversos disturbios eléctricos que comúnmente se presentan en las  $\mu$ RE.

#### **1.4 Planteamiento General del problema**

La Figura 1.1, ilustra el problema general identificado en este trabajo, así como los pasos necesarios para resolverlos.

De manera general un sistema experto es aquel que emula el conocimiento de una persona con los conocimientos necesarios para definir una tarea específica. En este sentido el problema general a resolver es la necesidad de contar con un sistema confiable por medio de monitoreo y diagnóstico. Como se puede observar en la Figura 1.1, se parte de una  $\mu$ RE, en la cual se pueden realizar mediciones de variables eléctricas como pueden ser, voltajes o corrientes. En el siguiente paso ya con las mediciones eléctricas se procede al desarrollo de algoritmos PMU's o HPMU, empleando técnicas de procesamiento tiempo-frecuencia avanzadas y que además cumplan con todos los requisitos de las normas vigentes. A partir de la información proporcionada por los PMU's (magnitud, fase y frecuencia) se pueda realizar un diagnóstico y detección de fallas de la  $\mu$ RE o de componentes específicos de ella como son los transformadores. Un plus de este trabajo, es la implementación de un clasificador, el cual se puede realizar con técnicas de algoritmos inteligentes como pueden ser redes neuronales o lógica difusa, para que finalmente se proporcione un diagnóstico real y confiable del estado de la red, o de componentes específicos como pueden ser los transformadores o cualquier otro dispositivo que se monitoreo.



**Figura 1-1. Planteamiento general del problema.**

# Capítulo 2

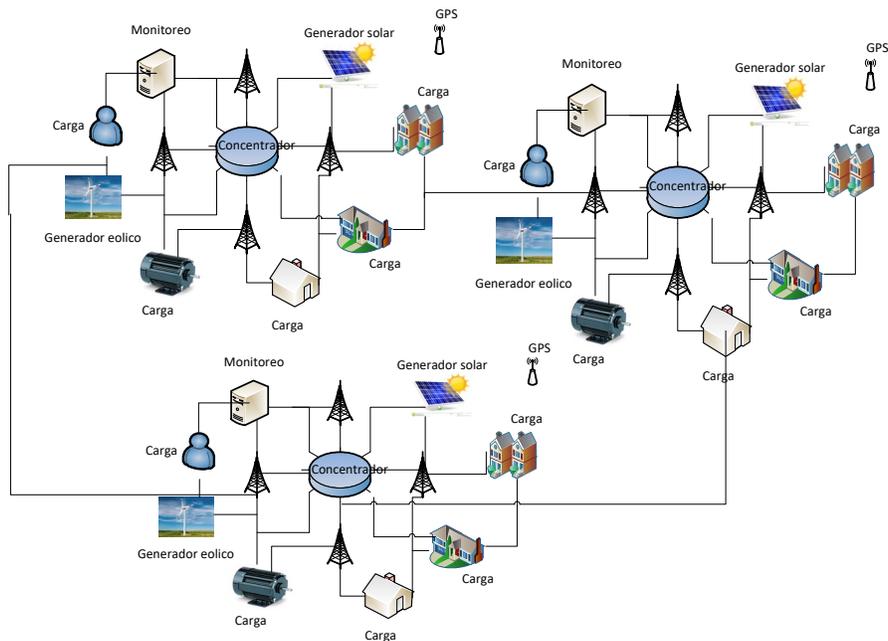
## 2. Marco Teórico

En este capítulo se presenta una breve revisión del estado del arte, así como las herramientas matemáticas necesarias para el desarrollo de la investigación propuesta.

### 2.1 Micro Redes

La gestión apropiada del suministro eléctrico ha sido un problema desde hace mucho tiempo y para poder resolver este problema los investigadores han optado por el concepto de redes eléctricas inteligentes, buscando una mayor confiabilidad y mejorar la eficiencia de la red eléctrica, existiendo diferentes propuestas para dicho mejoramiento en las diferentes etapas (generación transmisión o distribución), centrándose muchos de los trabajos en la colocación de equipos electrónicos inteligentes (IED's, por sus siglas en inglés, *Intelligent Electronic Device*) para los sistemas de protecciones en conjunto con el empleo de protocolos de comunicación aplicados para realizar cortes y reconexiones ágiles y confiables del suministro eléctrico (Inga, 2012).

Al unir varios campos tanto científicos como tecnológicos se puede transformar una red eléctrica convencional en una red de alta interconectividad en la que converjan redes de comunicación industrial, sistemas inteligentes, fuentes de energía renovables, así como generación distribuida. Según Díaz (2011) describe que una Smart Grid puede llegar ofrecer al cliente el control de electrodomésticos, ahorro de energía, reducción de costos, etc. Es decir, ayudar al cliente a decidir el cómo y cuándo consumir de forma responsable el suministro eléctrico. La  $\mu$ RE está compuesta como se puede ver en la Figura 2.1, por un conjunto de cargas y generadores operando como un sistema único capaz de proporcionar potencia y calor.



**Figura 2-1 Micro red eléctrica.**

## 2.2 Normativa de monitoreo eléctrico

Referente a la normativa para la correcta utilización de unidades de monitoreo sincronizadas, aspectos de comunicación y sus aplicaciones se encuentran de manera histórica una gran evolución de dichos estándares. Primeramente, el término sincrofasor se viene manejando desde el estándar IEEE 1344, el cual se completó en 1995, y fue reafirmada en 2001. En 2005, fue reemplazado por el IEEE C37.118-2005, que era una revisión completa y la cual se ocupó de cuestiones relativas al uso de las unidades de gestión de los sistemas de energía eléctrica. La especificación describe las normas para la medición, el método de cuantificación de las mediciones, las pruebas y los requisitos de certificación para la verificación de la precisión, el formato de transmisión de datos y el protocolo para la comunicación de datos en tiempo real. Esta norma no era integral al no hacer frente a todos los factores que pueden detectar las unidades de gestión en el sistema de energía dinámica. Una nueva versión de la norma fue lanzada en diciembre de 2011, que dividió a la norma IEEE C37.118-2005 en dos partes: C37.118-1(2011) que se ocupan de la estimación fasorial y C37.118-2 (2011) del protocolo de comunicaciones. También introdujo dos clasificaciones de PMU (M - medición y P – Protección). La clase M es estrecha en los requisitos de rendimiento, lo cual es basado en el estándar original 2005, principalmente para la medición de estado estacionario. Clase P ha relajado algunos requisitos de desempeño y se pretende capturar el comportamiento del sistema dinámico.

Por último, se modificó la norma IEEE C37.118-2011 a una versión C37.118-2014 donde se aconseja realizar cambios en algunas pruebas tanto dinámicas como estáticas, ya que en la versión previa era muy complicado el poder alcanzar los límites establecidos por esta norma. En definitiva, el IEEE Standards Association ha desarrollado normas para facilitar el uso en todo tipo de aplicaciones encargadas de la gestión y control de la energía eléctrica.

Algunos otros estándares que establecen reglas para pruebas y utilización de PMU's pueden ser los siguientes:

- La fundación formalmente conocida como Vinculación e incrustación de objetos para Control de procesos (OPC, por sus siglas en inglés *Object Linking and Embedding for Process Control*), en sus versiones de acceso de datos y acceso de datos histórico (OPC-DA/OPC-HDA, por sus siglas en inglés, *Data Access and Historical Data Access*, respectivamente). El cual es un protocolo de Microsoft Windows basado en la interfaz el cual está siendo generalizado por el uso de XML para ejecutarse en ordenadores.
- Por la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, por sus siglas en inglés, *International Electrotechnical Commission*). En su versión IEC-61850, corresponde al estándar para la automatización de la subestación eléctrica.
- Por la administración de energía de Bonneville (BPA, por sus siglas en inglés, *The Bonneville Power Administration*). Para el concentrador de datos fasorial (PDCStream, por sus siglas en inglés, *Phasor Data Concentrator*). El cual provee una variante de IEEE 1344 utilizado por los PDC Bonneville Power Administration y el software de interfaz de usuario.

## 2.3 PMU's

Como se especificó en la sección anterior los estándares que rigen los sincrofasores se han ido actualizado con el tiempo, en donde existen las bases generales de estos, así como reglas dinámicas y estáticas para diferentes pruebas.

### 2.3.1 Definiciones generales

Una forma de onda sinusoidal pura en los sistemas de potencia puede ser definida por  $x(t) = X_m \cos(\omega t + \varphi)$ , donde  $X_m$  es la amplitud,  $\omega = 2\pi f$  es la frecuencia angular que utiliza la

frecuencia fundamental,  $f$ . La representación del fasor,  $X$ , se puede definir según la norma como sigue:

$$X = \left( X_m / \sqrt{2} \right) e^{j\varphi} = \left( X_m / \sqrt{2} \right) (\cos \varphi + j \sin \varphi) = X_r + jX_i \quad (1)$$

donde la magnitud,  $X_m/\sqrt{2}$ , es el valor raíz cuadrático medio (RMS, por sus siglas en inglés *Root Mean Square*), donde el valor de  $\varphi$  es el ángulo de fase y los subíndices  $i$  y  $r$ , significan la parte real e imaginaria del valor complejo en componentes rectangulares. Por otro lado, un PMU también proporciona la información de la frecuencia, la cual puede estimarse de la siguiente manera:

$$f(t) = \left( 1 / 2\pi \right) \left( d\psi(t) / dt \right) \quad (2)$$

donde  $\psi(t) = \omega_0 t + \varphi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t) = 2\pi [f_0 t + \varphi(t) / 2\pi]$ , el cual es el argumento de la función  $x(t)$ , donde un sincrofasor siempre es calculado en base a la frecuencia nominal del sistema  $f_0$ . En este sentido, la fórmula de frecuencia se convierte en:

$$f(t) = f_0 + \frac{d[\varphi(t) / 2\pi]}{dt} = f_0 + \Delta f(t) \quad (3)$$

donde  $\Delta f(t)$  es la desviación en frecuencia de la frecuencia nominal. Para evaluar la correcta medición del sincrofasor, en el estándar se considera una cantidad llamada vector total de error (TVE, por sus siglas en inglés *Total Vector Error*). El TVE es un valor que indica la diferencia entre un valor ideal (valor teórico) y un valor medido del sincrofasor y está definido por:

$$\text{TVE}(t) = \sqrt{\frac{\left( \widehat{X}_r(t) - X_r(t) \right)^2 + \left( \widehat{X}_i(t) - X_i(t) \right)^2}{\left( X_r(t) \right)^2 + \left( X_i(t) \right)^2}} \quad (4)$$

donde  $\widehat{X}_r(t)$  y  $\widehat{X}_i(t)$  son los valores medidos de las pruebas reales, y  $X_r(t)$  y  $X_i(t)$  son los valores ideales o teóricos. Además, el estándar define la razón de cambio de frecuencia (ROCOF, por sus siglas en inglés, *rate of change of frequency*), así como sus errores, error en frecuencia (FE, por sus siglas en inglés, *Frequency error*) y error del ROCOF (RFE, por sus siglas en inglés, *rate of change of frequency error*) como:

$$\text{ROCOF} = df(t)/dt \quad (5)$$

$$FE = |f_{verdadero} - f_{medido}| \tag{6}$$

$$RFE = |(df/dt)_{verdadero} - (df/dt)_{medido}| \tag{7}$$

Otros parámetros definidos y considerados por el estándar IEEE C37.118.2, son los límites de precisión en tiempo como son el tiempo de respuesta y el tiempo de retardo. El tiempo de respuesta es la diferencia que existe entre el momento en que la medición deja un límite de precisión especificado y el tiempo que le lleva alcanzar y mantenerse nuevamente dentro de ese límite cuando se aplica un cambio de escalón a la entrada del PMU. De la misma manera, el tiempo de retardo se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que se aplica un escalón a la entrada del PMU y transcurre el 50% de su valor final en estado estacionario tal como se ilustra en la Figura 2.2.

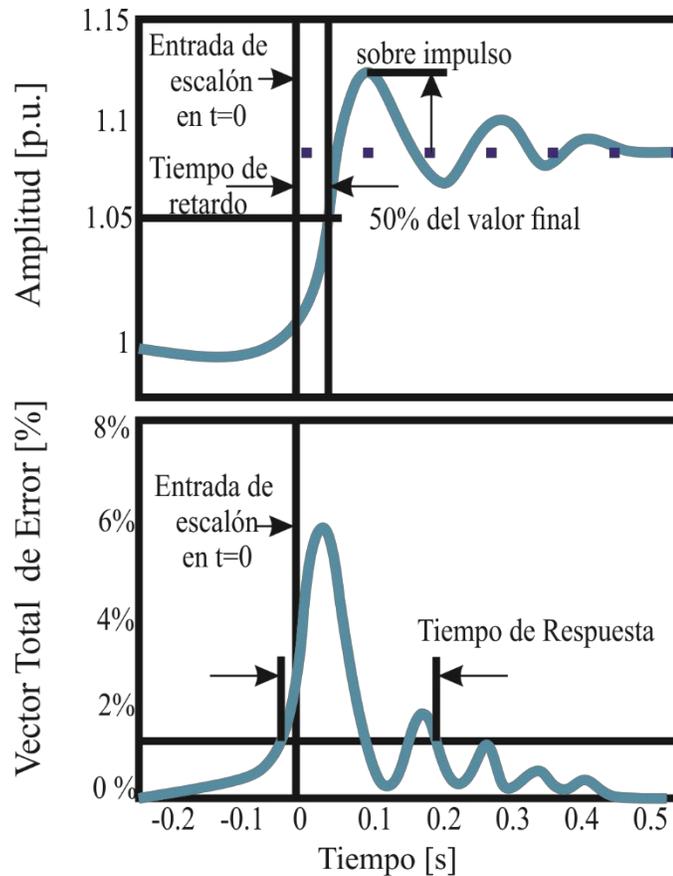


Figura 2-2 Tiempos de respuesta y retardo.

## **2.3.2 Pruebas de cumplimiento de los PMU**

El estándar IEEE C37.118.1 establece las pruebas que verifican el cumplimiento del estimador fasorial. En general, las pruebas se pueden dividir en: estado estacionario, dinámico y desempeño dinámico bajo cambios de escalón. Para cumplir estas pruebas, se deben considerar diferentes parámetros dependiendo del tipo de prueba que se realizará, es decir, frecuencia, distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés *Total Harmonic Distortion*), magnitud, fase, modulación y rampa. Además, el estándar establece las condiciones y límites para las pruebas de paso en magnitud y fase. Vale la pena señalar que algunos parámetros dependen de la tasa de informe utilizada dada en fps (fps, por sus siglas en inglés *Frames Per Second*).

### **2.3.2.1 Pruebas de estado estable**

Las pruebas de estado estacionario consisten en evaluar los parámetros estáticos de magnitud, fase y frecuencia durante intervalos de tiempo. Estas pruebas permiten el análisis de la estimación fasorial en diferentes condiciones tales como la desviación de frecuencia, la distorsión armónica entre otros.

#### **2.3.2.1.1 Prueba de Magnitud**

La prueba de magnitud se lleva a cabo evaluando la amplitud de una señal sinusoidal sintética que varía de 80 a 120 % para la clase P y de 10 a 120% para la clase M. para aplicaciones de voltaje y de 10 a 200% para aplicaciones de corriente. La precisión permitida para la estimación del fasor está limitada a un valor de TVE del 1%.

#### **2.3.2.1.2 Prueba de fase.**

En esta prueba, las condiciones de fase cambian en el rango de  $\pm \pi$  rad se logran mediante desviaciones de frecuencia tales que no sobrepasen 0.25 Hz. Lo cual provee una variación del ángulo de fase lenta que simplifica el cumplimiento sin efectos externos significantes. En donde la precisión se evalúa mediante los valores de TVE no mayores a 1% todos estos valores se enumeran en la Tabla 2.1.

### **2.3.2.1.3 Prueba de frecuencia.**

La prueba de frecuencia se usa para evaluar el fasor y la estimación de frecuencia bajo desviaciones de frecuencia por medio de señales con cambios en la frecuencia fundamental que varían en  $\pm 2$  Hz para la clase P y de  $\pm 5$  Hz para la clase M y con un reporting rate mayor a 25. A diferencia de las anteriores pruebas, la precisión de la estimación fasorial es limitada con un valor de TVE de 1%, un máximo de FE de 0.005 Hz y RFE de 0.4 Hz/s para clase P, y de 0.005 Hz y 0.1 Hz/s para FE y RFE respectivamente para la clase M.

### **2.3.2.1.4 Prueba de interferencia fuera de banda**

La prueba de interferencia fuera de banda evalúa la inmunidad a la contaminación inter-armónica, que es un problema importante para la clase M. Esta prueba es una de las más desafiantes. Para esta prueba, se deben probar señales sinusoidales con varios valores de interferencia fuera de banda. La interferencia fuera de banda corresponde a señales con 10% de la magnitud del componente fundamental, que varía de 10 a 120 Hz, pero omite el rango dentro de la frecuencia de Nyquist  $\pm f_{ps}/2$  alrededor de la frecuencia fundamental. Los límites presentados para esta prueba es de 1.3 % máximo para el TVE, 0.01 Hz de FE, cabe aclarar que esta prueba solo se realiza para la clase M.

### **2.3.2.1.5 Prueba de distorsión armónica total**

La prueba de distorsión armónica total (THD) se lleva a cabo mediante la construcción de una señal con componentes armónicos que pueden ir hasta el 50vo armónico, de modo que se obtenga una THD del 1% para cada armónico para la clase P y del 10% para la clase M. Donde los niveles de error propuestos para la clase P son de 1 % 0.005 Hz y 0.4 Hz/s para TVE, Fe y RFE respectivamente y para la clase M son 1% 0.025 Hz para el TVE y el FE respectivamente.

**Tabla 2-1. Requerimientos de medición para condiciones de estado estable.**

Prueba	Error requerimientos					
	Clase P			Clase M		
Magnitud para voltaje	Rango			Rango		
	80% a 120%			10% a 120%		
	TVE=1[%]	FE--	RFE --	TVE=1 [%]	FE --	RFE --
Magnitud para corriente	Rango			Rango		
	10% a 200%			10% a 200%		
	TVE=1[%]	FE --	RFE --	TVE=1[%]	FE --	RFE --
Frecuencia	Rango			Rango		
	$\pm 2.0\text{Hz}$			$\pm 5.0\text{Hz}$ para $F_s \geq 25$		
	TVE=1[%]	FE=0.005[Hz]	RFE=0.4[Hz/s]	TVE=1 [%]	FE=0.005[Hz]	RFE=0.1[Hz/s]
Ángulo de fase con $ f_{in} - f_o  < 0.25\text{Hz}$	Rango			Rango		
	$\pm \pi$ radianes			$\pm \pi$ radianes		
	TVE=1[%]	FE --	RFE --	TVE=1[%]	FE --	RFE --
Interferencia fuera de banda	Rango			Rango		
	No aplica			10% de magnitud de la señal de entrada para $F_s \geq 10$ .		
	TVE=++	FE++	RFE++	TVE=1.3[%]	FE=0.01[Hz]	RFE **
Distorsión Armónica	Rango			Rango		
	1% cada armónico hasta el 50vo			10% cada armónico hasta el 50vo		
	TVE 1 [%]	FE=0.005[Hz]	RFE=0.4[Hz/s]	TVE=1[%]	FE=0.025[Hz]	RFE **
-- No aplica; **Suspendido; ++ Ninguno						

### 2.3.2.2 Pruebas dinámicas

Para la evaluación del rendimiento dinámico, la norma presenta diferentes tes como son la modulación de amplitud y fase y los cambios de rampa de frecuencia. La prueba de modulación se utiliza para determinar el ancho de banda del sincrofasor, mientras que la prueba de rampa de frecuencia se usa para medir el rendimiento durante los cambios de frecuencia usando una rampa de frecuencia lineal con pendiente positiva y negativa.

#### 2.3.2.2.1 Prueba de modulación de amplitud y fase

La prueba de modulación se realiza de acuerdo con el estándar, la cual se lleva a cabo realizando un barrido de la entrada con cambios en amplitud y fase. Matemáticamente, las señales de entrada pueden representarse mediante:

$$X = X_m[a + K_x \cos(\omega t)] \cos[\omega_0 t + k_a \cos(\omega t - \pi)] \quad (8)$$

donde  $X_m$  es la amplitud de la señal de entrada,  $\omega_0$  es la frecuencia del sistema de potencia nominal,  $\omega$  es la frecuencia de modulación en radianes/s,  $f_m = \omega/2\pi$  es la frecuencia de modulación en Hz,  $k_x$  es el factor de modulación de amplitud, y  $k_a$  es el factor de modulación del ángulo de fase. Los

valores de error para para los límites establecidos en la norma son de 3%, 0.06 Hz y 0.3 Hz/s para TVE, FE, y RFE para clase P y de 3% 0.3Hz y 14 Hz/s para la clase M. En la Tabla 2.2, se resumen los límites establecidos por la norma para todas las condiciones dinámicas.

### 2.3.2.2.2 Pruebas de rampa positivas y negativas

Este tipo de prueba se deberá realizar con una rampa lineal de frecuencia, donde el barrido de frecuencia se realiza en un rango de  $\pm 2$  Hz a partir de la frecuencia nominal a una tasa de  $\pm 1$ Hz para la clase P y de  $\pm 5$  Hz para la clase M. Matemáticamente se puede expresar como:

$$X = X_m \cos[\omega t + \pi R_f t^2] \quad (9)$$

donde  $X_m$  es la amplitud de la señal de entrada,  $\omega_0$  es la frecuencia del sistema de potencia nominal, y  $R_f=(df/dt)$  es la rampa de frecuencia en Hz/s y puede ser positiva o negativa.

**Tabla 2-2. Requerimientos para mediciones dinámicas.**

Prueba	Cantidad	Condición de Referencia	Limite	clase P	clase M
Modulación	$k_x=0.1, k_a=0$ (radianes)	Clase P: modulación frecuencia 0.1 a $F_s/10$ Hz clase M: modulación frecuencia 0.1 a $F_s/5$ Hz	TVE	3 %	3 %
			FE, $F_s>20$	0.06 Hz	0.3 Hz
			RFE, $F_s>20$	2.3 Hz/s	14 Hz/s
	$k_x=0, k_a=0.1$ (radianes)		TVE	3 %	3 %
			FE, $F_s>20$	0.06 Hz	0.3 Hz
			RFE, $F_s>20$	2.3 Hz/s	14 Hz/s
Rampa	Rampa lineal de Frecuencia	Rango de la Rampa > Clase P: $\pm 2$ Hz, Clase M: $\pm 5$ Hz	TVE	1 %	1 %
			FE	0.01 Hz	0.01 Hz
			RFE	0.4 Hz/s	0.2 Hz/s

### 2.3.2.3 Pruebas bajo condiciones de escalón.

La evaluación del rendimiento de tiempo se lleva a cabo mediante la evaluación de cambios de escalón en fase y magnitud. La prueba de escalón utiliza la transición entre dos estados para establecer la respuesta y los tiempos de retardo, así como el sobre impulso en las mediciones. Respecto a esto, se utiliza un conjunto de escalones desplazados por una fracción constante del intervalo de notificación. Es importante mencionar que los tiempos de respuesta y retardo son pequeños en comparación con los tiempos de reporte del PMU. Por lo tanto, los resultados de cada escalón se pueden intercalar para tener una curva de respuesta con una resolución más alta (Kenneth, 2015). Donde el tiempo de retardo corresponde al tiempo cuando el parámetro escalonado alcanza un valor de 50% entre los valores de estado estable inicial y final. Por otro lado,

el tiempo de respuesta se define como la diferencia entre el tiempo en que la señal deja un límite de precisión especificado y el tiempo en el que regresa y permanece dentro de este límite. Sus límites establecidos por el estándar se resumen en la tabla 2.3.

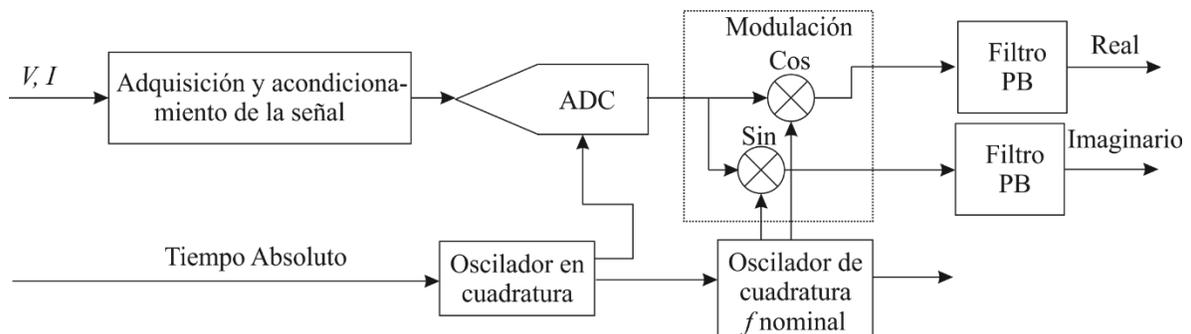
**Tabla 2-3. Requerimientos de tiempo bajo condiciones escalón.**

Prueba	Cantidad	Limite	Clase P	Clase M
Magnitud	Magnitud $\pm 10\%$ $k_x = \pm 0.1, k_a = 0$ (radianes) Ángulo $\pm 10^\circ$ $k_x = 0, k_a = \pm \pi/18$ (radianes)	Tiempo de Respuesta (s)	$2/f_0 = 0.033$	$7/F_s = 0.116$
		Tiempo de Retardo (s)	$1/(4 * F_s) = 0.004166$	$1/(4 * F_s) = 0.004166$
Máximo sobre-impulso		5% de escalón magnitud	10% de escalón magnitud	
Error de Frecuencia del tiempo de respuesta(s)		$4.5/f_0 = 0.075$	$14/f_0 = 0.23$	
ROCOF del tiempo de respuesta (s)		$6/f_0 = 0.1$	$14/f_0 = 0.23$	
Ángulo				

### 2.3.2.4 Modelo de referencia de la norma IEEE C37.118

Como se ha demostrado dentro del estado del arte, existen diferentes algoritmos para la obtención de magnitud fase y frecuencia, dentro de los cuales la norma propone un modelo de referencia, el cual es el mismo para las dos clases de PMU, tipo P y tipo M, pero con la diferencia en el tipo de filtro y orden utilizado para cada clase.

El modelo de referencia presentado por la norma es el que se muestra en la Figura 2.3, en la cual muestra los pasos de procesamiento típicos realizados dentro del PMU. Se asume que el muestreo de frecuencia fija se sincroniza con una referencia de tiempo absoluto, seguido de la multiplicación compleja con el portador de frecuencia nominal.

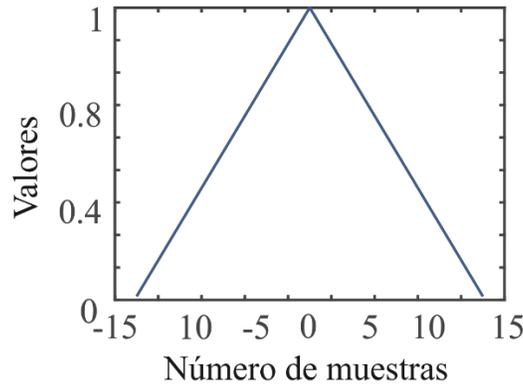


**Figura 2-3. Modelo de referencia de la norma de una sola fase.**

Los coeficientes del filtro para la clase P están dados por:

$$W(k) = (1 - \frac{2}{N+2}|k|) \quad (10)$$

Donde  $k=-N/2:N/2$ , valores enteros solamente,  $N$  es el orden del filtro. Por ejemplo, para 15 muestras por ciclo se obtienen los siguientes coeficientes:



**Figura 2-4. Ejemplo de los coeficientes del filtro para el modelo de referencia de 15 muestras.**

El filtro de clase P funciona bien a la frecuencia nominal para todo excepto rechazo fuera de banda. Para la frecuencia no nominal, el período de estimación no coincide con el período real de la señal. La estimación de fase funciona bien porque la señal se centra en la estimación. Sin embargo, la magnitud estimada se dispara y necesita una compensación. El rechazo armónico es excelente cuando la conversión coincide con la frecuencia del sistema.

Una de las grandes diferencias entre la clase P y la M es que en la clase M necesita filtros para aplicaciones que requieren alto rechazo a señales con alias y atenué al menos 20 dB a las señales que están por encima de la frecuencia de Nyquist. Este filtrado dará lugar a retrasos o a tasas de reporte más grandes, pero también reducirá la probabilidad de aliasing. Debido al filtrado requerido, la clase M puede producir una precisión algo mayor, un hecho que se refleja en los requisitos.

Los requisitos de clase M para la banda de paso y el filtrado de banda de paso se muestran en la Figura 2.5. La Figura se basa en los requisitos de clase M y especificaciones de frecuencia vinculadas a las tasas de reporte del PMU. Esta máscara se usa como máscara para diseñar el filtro de referencia. Se utilizó una implementación de filtro FIR para lograr una respuesta de fase lineal. Los coeficientes del filtro de referencia se obtuvieron utilizando la metodología de diseño de filtro

de "pared de ladrillo" (brick Wall) basada en la función "sinc" multiplicada por una ventana de Hamming. El orden del filtro se ajusta para cumplir con los requisitos de respuesta de frecuencia. Donde los coeficientes para este tipo de filtro están dados por:

$$W(k) = \frac{\sin(2\pi \frac{2F_{fr}}{F_{sampling}} k)}{(2\pi \frac{2F_{fr}}{F_{sampling}} k)} h(k) \quad (11)$$

Donde  $k = -N/2:N/2$ ,  $N$  es el orden del filtro,  $F_{fr}$  es la frecuencia de referencia para el filtro pasa bajas,  $F_{sampling}$  es la frecuencia de muestreo del sistema,  $h(k)$  es la función hamming y  $W(0)$  debe ser remplazado por 1.

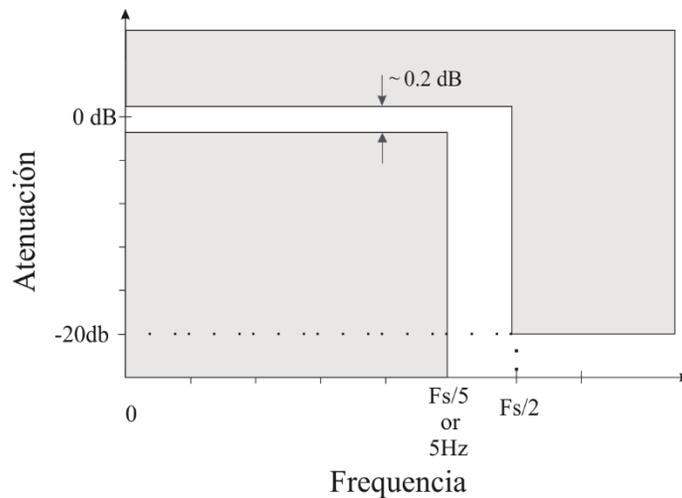


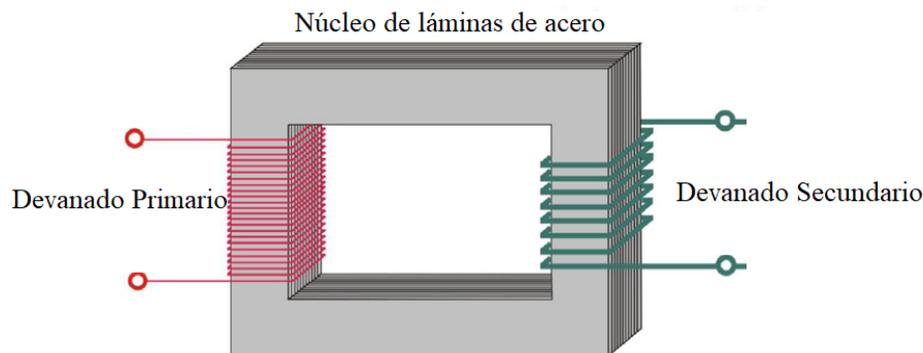
Figura 2-5. Modelo de referencia para diseño del filtro tipo M.

## 2.4 Diagnóstico de fallas en transformadores

El transformador es un dispositivo eléctrico que permite modificar la tensión eléctrica de corriente alterna con otro determinado valor de tensión manteniendo el nivel de potencia de casi el mismo valor, esto es, con pocas pérdidas. Son de los dispositivos más utilizados en sistemas de distribución y generación principalmente. Existen transformadores elevadores y reductores, cuando se requiere transportar energía eléctrica, desde los centros de generación hacia los de consumo, se eleva la tensión y se efectúa la transmisión mediante líneas aéreas o subterráneas con menor corriente, ya que la potencia en ambos lados del transformador es prácticamente igual, lo cual reduce

las pérdidas de transmisión. En la etapa de distribución se utilizan transformadores reductores ya que la tensión se reduce a los valores más manejables y seguros.

El transformador monofásico está compuesto por un núcleo compuesto de láminas de hierro y dos bobinas, a los cuales se les denomina devanados primario y secundario, respectivamente. Este tipo de transformador se representa en la Figura 2.6.



**Figura 2-6 Transformador tipo núcleo.**

Cuando se trabaja con un transformador, muchas de las ocasiones se manejan como ideal, para simplificar cálculos y tener un mejor entendimiento, y se deben tener en cuenta las siguientes aseveraciones:

- Las bobinas primaria y secundaria no tienen resistencia óhmica.
- Todo el flujo magnético se encuentra en el núcleo de láminas de acero.
- El núcleo no tiene pérdidas por corrientes parásitas ni por histéresis.

La relación de transformación de un transformador ideal se puede establecer como:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (12)$$

donde  $V_1$  y  $V_2$ , son los voltajes del devanado primario y secundario, respectivamente; y  $N_1$  y  $N_2$ , de igual manera son el número de espiras del primario y el secundario.

- $a > 1$  La tensión aplicada es superior a la tensión en el secundario, el tipo de transformador es reductor de tensión.
- $a < 1$  La tensión aplicada es inferior a la tensión en el secundario, el tipo de transformador es elevador de tensión.

- $a = 1$  Las dos tensiones son iguales, y se lo utiliza para aislar tensiones en sistemas de protección o medición.

Como se mencionó anteriormente el transformador es uno de los equipos fundamentales en cualquier sistema eléctrico; por lo tanto, es deseable desarrollar metodologías que pueda proporcionar un diagnóstico rápido y confiable, ya que esto, produciría ahorros monetarios y prevención de daños tanto en el propio equipo, como en cualquier parte sistema en donde este se encuentre, evitando la inestabilidad del sistema de energía. Uno de los usos principales del transformador en los circuitos eléctricos es cambiar y aislar el voltaje que fluye en el circuito. Las estadísticas muestran que el 70-80% de los daños de los transformadores de potencia son causados por fallas internas (Faiz et al. 2014), donde las fallas en el embobinado son de las más comunes. Si el usuario del transformador no detecta rápidamente esta falla, se convertirá en una falla más grave, lo que resultaría en daños catastróficos para el transformador. En este sentido, las metodologías desarrolladas para el diagnóstico de transformadores utilizan principalmente el método de corrientes diferenciales. Esta técnica consiste en medir las corrientes del transformador primario ( $I_P$ ) y secundario ( $I_S$ ). En condiciones ideales, la suma de estas corrientes es cero:

$$I_P + I_S = 0 \quad (13)$$

En condiciones no ideales este valor no es exactamente cero. Este valor puede representar perdidas y corrientes de falla, y queda expresado como:

$$I_{OP} = I_P - I_S \quad (14)$$

Para condiciones ideales, la corriente producida por la falla ( $I_F$ ) en cualquiera de los lados del devanado se puede expresar como:

$$I_F = I_P - I_S \quad (15)$$

Esta ecuación puede ser propuesta considerando el hecho de que las corrientes del primario y secundario son iguales. Finalmente, las corrientes convertidas se restan, donde el valor obtenido se usa para detectar la presencia de una falla.

## 2.5 Técnicas espectrales.

Como se puede observar en la revisión del estado del arte, existen diversas técnicas de análisis de señales que transforman del dominio de tiempo a otros dominios como la frecuencia. Las cuales permiten analizar la información de las señales provenientes de los sistemas de monitoreo para su aprovechamiento en la conformación de sistemas expertos, ya sea desde la obtención de parámetros de manera cuantitativa hasta rasgos o características de las señales de forma cualitativa. Algunas de estas técnicas son utilizadas en este trabajo de tesis y se presentan a continuación:

### 2.5.1 Transformada rápida de Fourier.

La forma más común para conocer las componentes armónicas en una señal es mediante el uso de la transformada de Fourier. La transformada discreta de Fourier (DFT, de sus siglas en inglés *Discrete Fourier Transform*), descrita en la ecuación (13), es optimizada aprovechando su periodicidad, lo que se conoce como la Transformada Rápida de Fourier (FFT, de sus siglas en inglés *Fast Fourier Transform*). La FFT debe su éxito al hecho que el algoritmo reduce el número de multiplicaciones y adiciones requeridas en el cálculo respecto a la DFT.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

Dicha transformada proporciona el espectro de una señal en frecuencia, desde 0 Hz hasta la mitad de la frecuencia de muestreo de acuerdo con el teorema de Nyquis (Granados, 2013), la cual es dividida entre el número de muestras adquiridas con lo que se obtiene la resolución  $\Delta f$  del algoritmo, esto es mostrado en la siguiente ecuación:

$$\Delta f = \frac{fs}{N} \quad (17)$$

Dónde:  $fs$  es la frecuencia de muestreo,  $N$  es el número de muestras adquiridas.

### 2.5.2 Transformada Hilbert

La transformada de Hilbert es una herramienta matemática que conforma la señal con la mitad de la información en el dominio del tiempo y la otra mitad en el dominio de la frecuencia (Huang et al., 1998). Esta transformada se define como:

$$s^*(t) = \frac{1}{\pi} \int \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (18)$$

Que es lo equivalente a realizar una rotación de  $90^\circ$  en la fase de cada uno de los componentes armónicos de la señal, lo cual define una convolución de la señal  $s(t)$  con  $1/t$ , y esta puede definirse de diferentes maneras a parte de la ya mencionada, las cuales tienen ciertas propiedades que pueden ser más convenientes en ciertas aplicaciones, algunas formas para la obtención de la transformada Hilbert son:

- A partir de  $s(t)$  aplicando el operador lineal de convolución (operador normalizado de la transformada Hilbert)

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \frac{\sin^2(\pi t / 2)}{t}, \quad t \neq 0 \text{ y } h(t) = 0, \quad n = 0 \quad (19)$$

- Haciendo uso de la transformada discreta

$$H\{s(t)\} = \frac{2}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t-n\Delta t) \frac{\sin^2(\pi n / 2)}{n}, \quad n \neq 0 \quad (20)$$

- A partir de una señal senoidal reduciéndola a su representación fasorial si  $s(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$  entonces  $s^*(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$  para valores reales de  $A$  y  $\varphi$  con  $\omega > 0$  (Taner et al., 1979).
- A partir de la transformada de Fourier, pasando al dominio de frecuencia la señal analítica, es decir;  $F\{\hat{s}(t)\}$ , donde  $\hat{s}(t) = s(t) + i0$ , luego se multiplica por un escalón unitario y finalmente haciendo la transformación inversa de Fourier.

Mediante un filtro FIR de fase lineal sobre la señal se obtiene la componente en cuadratura.

## 2.6 Algoritmos Inteligentes

El manejo de gran cantidad de datos es muy importante para los sistemas eléctricos de potencia ya que, se requiere procesar una gran cantidad información proveniente de diferentes buses o puntos de medición. Para optimizar los sistemas es necesario elaborar una búsqueda de patrones para simplificar la complejidad, esta búsqueda reduce las demandas computacionales del sistema particularmente en la fase de adquisición del conocimiento.

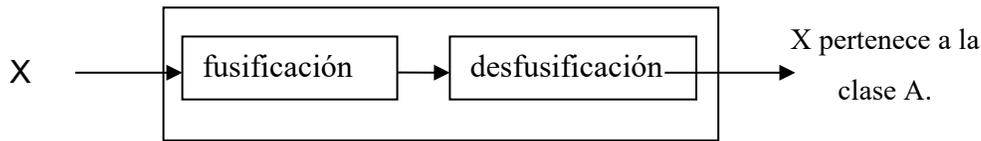
Los modelos de computación suave, sistemas inteligentes o sistemas expertos, particularmente la lógica difusa, las redes neuronales o modelos híbridos, brindan la posibilidad de

evaluar dentro del sistema una gama cantidad de casos prácticamente infinita; estos sistemas realizan su evaluación en un universo continuo (difuso) en lugar de un universo discreto. El objetivo del desarrollo de sistemas de algoritmo inteligentes contemporáneos no es el reemplazo completo de la toma de decisiones de los humanos, pero sí duplicarlas para ciertos tipos de problemas definidos.

Dentro de los algoritmos inteligentes se pueden desglosar varias categorías, por ejemplo, en robótica es utilizada en el desarrollo de dispositivos mecánicos o de computación que tengan la capacidad de realizar funciones y/o tareas que requieran de un alto grado de precisión, tediosas o impliquen riesgo de peligro para los seres humanos. En sistemas de visión son utilizados en equipos y software que les permite a las computadoras capturar, almacenar y manipular imágenes visuales y fotografías. En sistemas de aprendizaje les dan la aplicación en la combinación de software y equipos que le permiten a la computadora cambiar su modo de funcionar o reaccionar ante diversas situaciones en base a la retroalimentación que reciben. En redes neuronales como su nombre lo dice, son sistemas de computación que pueden actuar en la misma forma que funciona el cerebro humano, o simularlo. Las redes neuronales pueden procesar muchas cantidades de información al mismo tiempo y aprender a reconocer patrones. En la lógica difusa permite a un sistema manejar mejor la ambigüedad, esto es muy útil para reflejar cómo tienden a pensar las personas, en términos relativos, no absolutos. Otra rama son los algoritmos genéticos como lo mencionan Gerbex et al., (2001) son métodos de búsqueda dirigida basada en probabilidad, dando la aplicación en programas de computadora que automáticamente revisan enormes cantidades de datos, seleccionando y entregando la información más adecuada para el usuario, de acuerdo con requisitos contextuales ó específicos

### **2.6.1 Lógica Difusa**

La lógica difusa generaliza la lógica clásica (si-no) a través de estados intermedios (definitivamente si, probablemente sí, quizás, probablemente no, definitivamente no u otros) para resolver situaciones o problemas que no pueden ser solucionados con los estados tradicionales (si-no). Un gran campo de aplicación de la lógica difusa se encuentra en el control de procesos, clasificación y reconocimiento de patrones. Un sistema clasificador difuso (Figura 2.7) ésta formado principalmente por los bloques de fusificación y defusificación (Chilukuri et al., 2004).

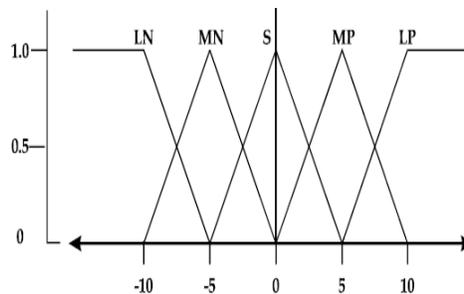


**Figura 2-7. Sistema clasificador difuso.**

Al proceso de convertir la entrada  $X$  en un conjunto de variables difusas se le conoce como fusificación. Esto se hace asignando valores a partir de un conjunto de funciones de membresía o pertenencia. Los valores de cada función de pertenencia se etiquetan mediante  $\mu(x)$  y son determinados por el valor de la señal  $X$  y la gráfica de cada función de membresía. Un clasificador difuso divide los rangos posibles en los cuales puede clasificarse el valor de la señal  $X$ . Un ejemplo el cual puede generalizarse, para una entrada  $X$  y se pudieran obtener las siguientes variables difusas:

- LP:  $X$  es largo positivo.
- MP:  $X$  es medio positivo.
- P:  $X$  es pequeño.
- MN:  $X$  es medio negativo.
- LN:  $X$  es largo negativo.

Las funciones de membresía para MP y LP se muestran una forma triangular. Las clases (MN y LN) tienen la misma forma que MP y LP, pero con el eje  $x$  en forma inversa. La Figura 2.8 muestra todas las funciones de membresía en el mismo eje.



**Figura 2-8. Funciones de membresía triangulares.**

Las funciones de membresía mostradas en la Figura 2.8 son llamadas funciones triangulares, también existen las de tipo trapezoidal, gaussianas y algunas otras menos usadas, las cuales pueden ser o no usadas en forma combinada. La elección del tipo de función depende de la experiencia del diseñador, en variadas ocasiones el diseño es a prueba y error. Se debe mencionar que la Figura 2.8

muestra las funciones de membrecía para una solo entrada, es decir, si se tiene un vector de n entradas se tendrán n gráficas de funciones de membrecía.

Para una entrada  $X$  al sistema difuso se tendrán valores ( $\mu_{LP}(X)=A1$ ,  $\mu_{MP}(X)=A2$ ,  $\mu_{P}(X)=A3$ ,  $\mu_{MN}(X)=A4$ , y  $\mu_{LN}(X)=A5$ ) que indican el grado de pertenencia en cada clase. Obtenido lo anterior se pasa el bloque defusificador para tener un valor de salida. El método más simple y ampliamente usado es el método de centro de gravedad y está dado por la siguiente ecuación:

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (21)$$

Donde  $\mu_i$  son los valores de las funciones de membrecía para las distintas clases difusas y  $u_i$  son los valores centrales de estas clases (Valtierra 2014).

# Capítulo 3

### 3. METODOLOGÍA

En este capítulo se muestra la metodología general utilizada en el presente trabajo. Como se menciona anteriormente el objetivo principal de este trabajo, es la obtención de un sistema experto mediante metodologías fasoriales sincronizadas que combinadas con algún clasificador realicen las tareas de un sistema experto para el diagnóstico o condición de un sistema eléctrico. El monitoreo, detección y clasificación de fallas de una micro red o de algún componente de la micro red (como lo es el transformador o las líneas de transmisión), se realizan con diferentes técnicas y algoritmos específicos basados en diferentes señales como lo son: voltajes, corrientes, temperaturas, vibraciones, entre muchas otras. Específicamente para este trabajo se manejan las mediciones de voltajes y corrientes y además se definen algunas modificaciones y/o mejoras para algoritmos PMU tanto para la clase P, M y ambas, así como su extensión para HPMU. Que finalmente combinando estos algoritmos con lógica difusa se logra el diagnóstico y condición eléctrica, obteniendo así un sistema experto.

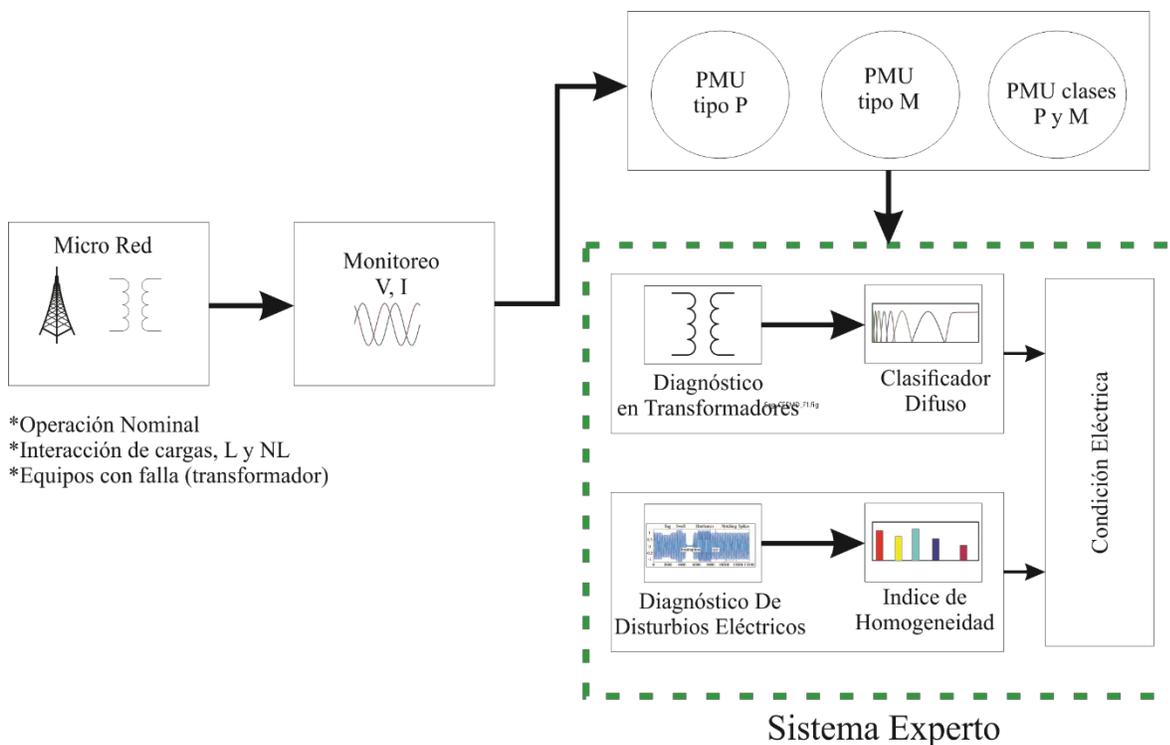


Figura 3-1. Metodología general.

### **3.1 Metodología general**

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama con la metodología general a seguir de este trabajo de tesis. En donde el objetivo principal es obtener un sistema experto que emule, como su nombre lo dice, a un experto con el conocimiento necesario para poder discernir entre la información obtenida las condiciones eléctricas de una micro red o partes de esta, particularmente en este caso el diagnóstico de fallas en los transformadores. Por otra parte, para el análisis de la información con señales de voltaje y corriente, en el transcurso de este trabajo se propusieron diferentes algoritmos PMU's, así como mejoras para el estándar que rigen estos algoritmos. Se definieron algoritmos para la clase P, la clase M y un algoritmo para ambas clases, para que con esto se pueda tener una amplia gama de algoritmos que puedan ser utilizados para monitoreo y diagnóstico de fallas y su aplicación en sistemas de potencia reales.

### **3.2 Desarrollo de Algoritmos PMU's.**

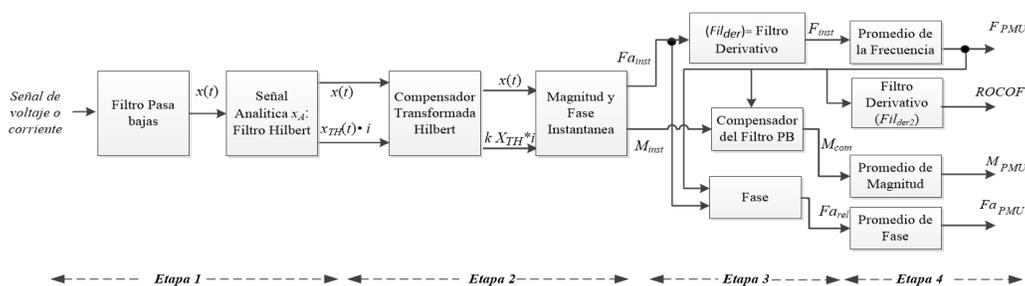
Siguiendo con la metodología propuesta, el primer paso es obtener algoritmos PMU's, capaces de cumplir con todos los requisitos que se necesitan en los sistemas de potencia actuales. Es por esta razón que se deben realizar mejoras en tiempo de respuestas, menor carga computacional, en general algoritmos más robustos en todos los sentidos.

#### **3.2.1 Algoritmo PMU, para la clase P, basado en la transformada Hilbert.**

Debido a las necesidades de los sistemas actuales de precisión y velocidad de procesamiento, nace la necesidad de algoritmos que proporcionen información de magnitud fase y frecuencia de un sistema en el menor tiempo posible y con una precisión muy buena, es por esta razón que los algoritmos PMU son de las herramientas que más ampliamente han sido utilizadas para este objetivo, debido a las ventajas sobre algoritmos ya propuestos, ya sea en su carga computacional, tiempo de respuesta o en cualquier otra característica que represente ventaja o mejoría sobre otro tipo de equipos ya existentes.

Como primer caso de estudio, se propone una metodología basada en la transformada de Hilbert (TH) para la estimación fasorial (magnitud y ángulo de fase), frecuencia y ROCOF con la finalidad de mejorar tiempo de respuesta y carga computacional. Esta metodología, satisface todos los requisitos para la clase P en condiciones estáticas y dinámicas de acuerdo con el estándar IEEE C37.118.1. En general, la respuesta rápida requerida para la Clase P se puede lograr debido a la implementación de la TH como un filtro de bajo orden de un ciclo. A diferencia de otras técnicas y metodologías presentadas en la literatura, la propuesta basada en filtros no requiere un modelo

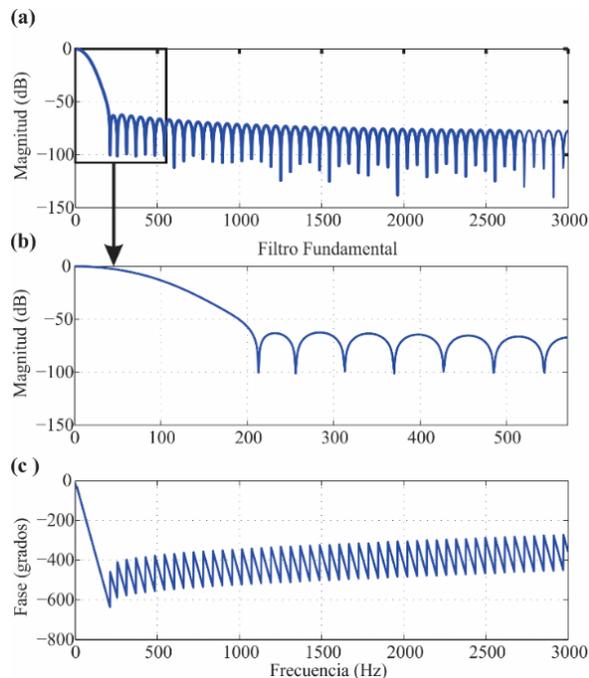
matemático, una transformación de dominio, un tiempo de convergencia ni un algoritmo adaptativo, lo que implica una reducción en la carga computacional. Además, la propuesta se prueba utilizando una tasa de reporte de 60 fps, que es uno de los fps más altos presentados en dicho estándar. Por otro lado, la precisión de los resultados se logra principalmente, gracias a una etapa de compensación simple y de bajo nivel de complejidad para magnitud y fase. Esta etapa de compensación es muy importante ya que, cualquier oscilación de estos valores puede afectar directamente los parámetros FE y RFE de algunas pruebas. Para validar la propuesta de este nuevo algoritmo PMU, se utilizan por un lado señales sintéticas que en un ámbito experimental pueden ser las provenientes de la micro red o del transformador, las cuales están en diferentes condiciones como desviaciones de frecuencia, cambios de fase, presencia de armónicos y pueden representar las condiciones de rendimiento establecidas en el estándar. Por otro lado, también se analizan las señales de tensión y corriente reales de una línea de distribución simulada con la interacción de diferentes cargas eléctricas. El algoritmo propuesto para la estimación fasorial basado en la transformada Hilbert se representa en la Figura 3.2. En general, consta de cuatro pasos o etapas. En el primer paso, la señal, voltaje o corriente adquirida, se filtra utilizando un filtro FIR pasa bajas (PB) de orden 100 ( $N_{LP}$ ) y una frecuencia de corte de 52 Hz para eliminar componentes frecuenciales indeseables. En este trabajo, las estructuras de filtro utilizan la estructura transpuesta de forma directa II (Proakis 1996 y Gopi 2009), el cual se implementa utilizando el software Matlab. Esta implementación usa  $N_{LP}+1$  multiplicaciones y  $N_{LP}$  sumas, para obtener la respuesta. En este sentido, el filtro LP requiere 101 multiplicaciones y 100 sumas.



**Figura 3-2. Diagrama a bloques del algoritmo PMU basado en TH.**

La respuesta de frecuencia del filtro PB se presenta en la Figura 3.3. En donde la Figura 3.3(a) muestra la magnitud de la respuesta en frecuencia, considerando una frecuencia de muestreo ( $F_{sampling}$ ) de 6000 muestras/s (un ancho de banda de 3000 muestras/s según el teorema de Nyquist). Es importante mencionar que la atenuación obtenida en algunas frecuencias de interés se compensa

posteriormente. La Fig. 3.3(b) muestra un zoom en el área de interés, donde se puede observar que la ganancia de atenuación es inferior a -20 dB para la frecuencia central. La Fig. 3.3 (c) representa la respuesta de fase, donde se ve que hay una fase lineal en el rango de interés. El diseño de este filtro permite un bajo retraso y una baja carga computacional.

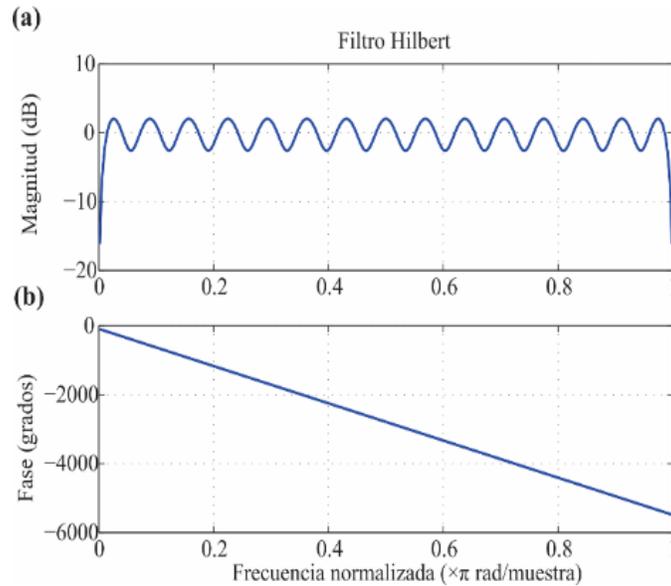


**Figura 3-3. Respuesta a la frecuencia para el filtro PB, a) Magnitud, b) Zoom de la magnitud y c) fase.**

Continuando con el diagrama a bloques del algoritmo PMU basado en la transformada Hilbert, se obtiene la señal analítica  $x_A$  representada por:

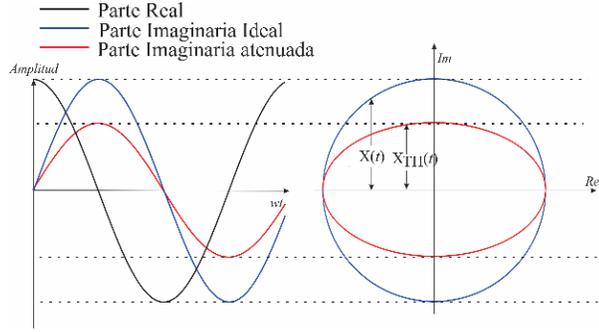
$$x_A(t) = x(t) + x_{TH}(t)i \tag{22}$$

donde  $x_{TH}(t)$  es la TH del vector real  $x(t)$ . La transformada Hilbert se implementa como un filtro FIR de orden 60 utilizando el algoritmo Parks-McClellan. Este orden implica 61 multiplicaciones y 60 sumas. Su respuesta a la frecuencia se muestra en la Fig. 3.4, en donde la respuesta de magnitud se observa en la Fig. 3.4 (a) y su fase lineal en todas las muestras en la Figura 3.4 (b).



**Figura 3-4. Respuesta a la frecuencia para el filtro Hilbert, a) Magnitud, b) Fase.**

La parte imaginaria,  $x_{TH}(t)$ , es una versión de la señal original,  $x(t)$ , con un desplazamiento de fase de  $90^\circ$ . Como resultado de la TH basada en filtro, la parte real,  $x(t)$ , se retrasa para obtener los componentes en cuadratura. Es importante mencionar que la aplicación de este filtro afecta la amplitud y la fase de la señal original, lo que genera una estimación imprecisa de estos parámetros en las siguientes operaciones. Los errores en la estimación de magnitud están asociados a las variaciones en la respuesta de frecuencia de magnitud del filtro (ver Fig. 3.4 (a)). De una manera práctica, este efecto negativo se puede representar como se muestra en la Fig. 3.5, donde la representación fasorial es utilizada para una mejor explicación. Si las partes real e imaginaria (color negro y azul, respectivamente), tienen la misma amplitud, la estimación puede considerarse correcta tal como se representa con el círculo color azul; sin embargo, si la parte imaginaria se atenúa o aumenta, debido al filtro, se producirá una elipse (color rojo), que generará errores en la estimación de los parámetros antes mencionados.



**Figura 3-5. Representación de la atenuación del componente imaginario en la señal analítica.**

Cabe señalar que la respuesta del filtro de magnitud se puede mejorar aumentando el orden del filtro; sin embargo, el tiempo de respuesta se ve afectado negativamente. En este sentido, se usa un filtro de orden bajo con una estrategia de compensación simple realizada en la siguiente etapa. El bloque de compensador de la TH, como el nombre lo indica realiza una compensación, calculando un factor de compensación,  $k$ , que permite corregir la amplitud de la señal imaginaria. Este factor viene dado por:

$$k = \max |x(t)| / \max |x_{TH}(t)| \quad (23)$$

De esta forma, la magnitud y fase instantáneas,  $M_{inst}$  y  $Fa_{inst}$ , respectivamente, se pueden estimar con precisión utilizando:

$$M_{inst} = \sqrt{x^2(t) + k^2 * x_{TH}^2(t)} ; \quad Fa_{inst} = \tan^{-1} \left( \frac{k * x_{TH}(t)}{x(t)} \right) \quad (24)$$

En la siguiente etapa, la desviación de frecuencia instantánea,  $\Delta_{f_{inst}}$ , se calcula utilizando la ecuación (3). La operación derivada se lleva a cabo utilizando un filtro FIR derivativo de cuarto orden dado por:

$$Fil_{der} = [1 \ -8 \ 0 \ 8 \ -1] * F_{muestreo} / 12 \quad (25)$$

Vale la pena señalar que este tipo de filtro evita transiciones abruptas y grandes errores. En el cuarto paso de la metodología para este algoritmo, la frecuencia reportada por el PMU,  $F_{PMU}$ , se obtiene por medio del promedio de los valores de  $F_{inst}$  contenidos en el frame analizado. También a partir de este valor, se calcula el ROCOF utilizando la ecuación (5) y realizando la derivada con un filtro derivativo de primer orden dado por:

$$Fil_{der2} = [1 \ -1] * F_{muestreo} \quad (26)$$

Como se mencionó anteriormente,  $M_{inst}$  también se compensa para eliminar los efectos del filtro PB debido a las desviaciones de frecuencia de su valor nominal. El bloque de compensador de filtro PB, realiza la compensación de la magnitud instantánea la cual se lleva a cabo a través de la evaluación de  $F_{PMU}$  en la función de transferencia del filtro, donde la magnitud obtenida  $M_{com}$  se modifica para obtener una ganancia unitaria como en un filtro ideal. Además, el bloque de fase estima la fase relativa,  $Fa_{rel}$ , utilizando el  $F_{PMU}$  de acuerdo con:

$$Fa_{rel} = Fa_{inst} - 2\pi F_{PMU}t \quad (27)$$

Finalmente, los valores de  $Fa_{rel}$  y  $M_{com}$  se promedian para proporcionar la magnitud,  $M_{PMU}$  y fase  $Fa_{PMU}$ , del algoritmo PMU.

### 3.2.2 Algoritmo de compensación para filtros de la clase M de la norma C37.118.

Los PMU son elementos importantes en todos los sistemas eléctricos, para regular su rendimiento, el estándar IEEE C37.118.1 establece dos clases: P y M, donde la estimación fasorial se lleva a cabo utilizando un oscilador de cuadratura y un filtro pasa bajas (PB) para modulación y demodulación, respectivamente.

El filtro PB desempeña el papel más importante ya que determina la precisión, el tiempo de respuesta y la capacidad de rechazo de los armónicos y de señales con alias. En particular, un filtro de clase M está destinado a aplicaciones que de alguna manera requieren una mayor precisión. Para cumplir con los requisitos antes mencionados a diferentes tasas de informe o reporting rate, el estándar presenta parámetros específicos para los filtros de clase M. A pesar de ser herramientas poderosas, pueden degradar su rendimiento bajo las desviaciones de frecuencia, si la respuesta de frecuencia PB no se considera adecuadamente.

La siguiente mejora que propone este trabajo doctoral es realizar un modelo general para la compensación de magnitud bajo amplias desviaciones de frecuencia, para los filtros de la clase M a las diferentes tasas de reporte o reporting rates. De acuerdo con el estándar IEEE C37.118.1. los filtros de la clase M que propone dicha norma para diferentes tasas de reporte, consideran principalmente la capacidad de rechazo de los componentes con alias. Es por esta razón, que el diseñar un modelo de compensación general no es una tarea sencilla, ya que se deben tomar en

cuenta, las diferentes tasas de reporte, así como las características de cada uno de los filtros para cada tasa, así como la desviación de frecuencia, la tasa de informe y las respuestas de frecuencia de magnitud. El modelo propuesto toma en cuenta todas estas características, además, como principal ventaja, ofrece la compensación de magnitud para amplios rangos de desviación de frecuencia, superando los rangos establecidos por la norma y de muchos trabajos. Esta característica es muy importante debido a las condiciones generales actuales de los sistemas de potencia que pueden provocar grandes desviaciones de frecuencia. Para demostrar tanto la efectividad de la propuesta para compensar las desviaciones de frecuencia amplia como su cumplimiento con la norma mencionada, se llevan a cabo la prueba de frecuencia en estado estacionario y la rampa de frecuencia lineal como prueba dinámica. Estas pruebas se eligen porque están directamente relacionadas con la propuesta, es decir, la propuesta tiene como objetivo compensar la magnitud en función de las desviaciones de frecuencia. No se llevan a cabo otras pruebas de cumplimiento, como fuera de banda, modulación y cambio de escalón, ya que la propuesta utiliza como base los modelos de procesamiento de señal proporcionados en el estándar (filtros de clase M), que se utilizan para verificar los requisitos de rendimiento antes mencionados. Un plus que tiene este modelo de compensación es que, aunque las pruebas para oscilaciones sinusoidales de baja frecuencia no son consideradas en el estándar, este trabajo las toma en cuenta, ya que estos se presentan comúnmente en los sistemas de potencia (Ma 2010, Korba 2010 y Aminifar 2015). Los resultados obtenidos para las pruebas realizadas muestran que TVE es menor que 1% para un amplio rango de desviación de frecuencia. También se analizan las señales de voltaje reales con frecuencias no nominales.

La Fig. 3.6(a) muestra la estructura general del algoritmo de procesamiento para un PMU propuesto en el estándar IEEE C37.118.1. Este proceso está descrito en el mismo estándar, pero en general, el algoritmo se puede describir de la siguiente manera: primero, la señal de voltaje o corriente,  $V$  o  $I$ , se modulan mediante una multiplicación compleja con la frecuencia nominal como portadora, el cual se implementa usando un oscilador en cuadratura (señales de seno y coseno). A continuación, el filtro PB para cada señal se usa para la demodulación. Observe que una ganancia de compensación,  $Gf$ , es necesaria para tener una ganancia unitaria en el componente de DC (0 Hz). La cual se obtiene sumando los coeficientes de los filtros PB. Las salidas del filtro PB representan las partes reales  $Re$  e imaginarias  $Im$  de una señal compleja,  $Re+Im \cdot i$ . Por lo tanto, la magnitud  $M$  y el ángulo de fase  $\theta$ , se obtienen de la siguiente manera:

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}, \quad \theta = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \right) \quad (28)$$

La desviación de frecuencia puede estimarse por:

$$\Delta_{Frec}(n) = \frac{6[\theta(n) - \theta(n-1)] + 3[\theta(n-1) - \theta(n-2)] + [\theta(n-2) - \theta(n-3)]}{20\pi / F_{muestreo}} \quad (29)$$

donde  $\theta(n-m)$ , para  $m=0,1,2$  y  $3$ , representa los resultados del ángulo de fase en la muestra indicada por  $(n-m)$ .

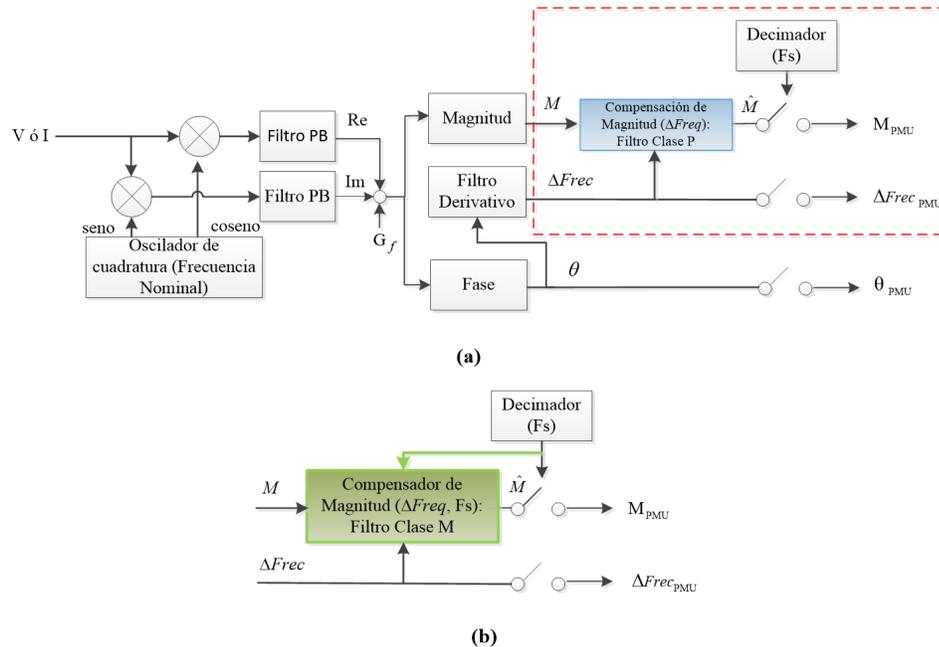


Figura 3-6. a) Algoritmo de procesamiento propuesto por la norma b) Compensación propuesta para PMU clase M.

La compensación del bloque de magnitud, ver la Fig. 3.6(a), es una estrategia para compensar los errores asociados a las desviaciones de frecuencia. La compensación de magnitud se lleva a cabo por:

$$\hat{M} = \frac{M}{Modelo_{Clase\_del\_filtro}} \quad (30)$$

donde  $M$  es la magnitud real,  $\hat{M}$  es la magnitud compensada, y  $Modelo_{Clase\_del\_filtro}$  es la ganancia o factor de compensación del filtro. Vale la pena mencionar que la norma solo proporciona el modelo

de compensación para los filtros de clase P. En este sentido, la compensación de magnitud para las desviaciones de frecuencia, de acuerdo con el estándar IEEE C37.118.1, se lleva a cabo utilizando:

$$Modelo_{Clase P} = \sin\left(\frac{\pi(f_o + K_C \Delta Frec(i))}{(2f_o)}\right) \quad (31)$$

donde la función seno es el modelo que proporciona la respuesta de frecuencia de magnitud del filtro clase P dentro de un rango de frecuencia limitado,  $\Delta Frec$  es la desviación de frecuencia medida,  $f_0$  es la frecuencia nominal, y  $K_C = 1.625$  el cual es un factor obtenido experimentalmente según la norma.  $Modelo_{Clase P}$  representa  $Modelo_{Clase\_del\_filtro}$  en (30) para esta clase de PMU tipo P.

Finalmente, en la Figura 3.6(a), los valores de magnitud ( $M_{PMU}$ ), ángulo de fase ( $\theta_{PMU}$ ) y frecuencia ( $\Delta Freq_{PMU}$ ) son valores diezmos de la información proporcionada por el PMU. En general, el PMU admite tasas de informe de datos en submúltiplos de la frecuencia nominal de la línea de alimentación. La tasa de informe debe ser seleccionable por el usuario; para sistemas de 60 Hz, los valores  $Fs$  son 10, 12, 15, 20, 30, 60 y 120 fps.

A diferencia del diseño del filtro de clase P, el filtro de clase M debe atenuar al menos 20 dB cualquier componente que esté por encima de la frecuencia de Nyquist para el reporting rate correspondiente ( $Fs/2$ ). Los coeficientes de filtro,  $W(k)$ , se obtienen mediante la metodología de diseño de brick Wall, que se basa en una función "sinc". Además, la función del filtro se multiplica por una ventana de Hamming  $h(k)$  para la reducción de ondulación y la mejora del factor de atenuación de la banda de paso. Además, el orden del filtro se ajusta para cumplir los requisitos de respuesta de frecuencia. Los coeficientes se determinan usando:

$$W(k) = \frac{\sin\left(2\pi \frac{2F_{fr}}{F_{muestreo}} k\right)}{2\pi \frac{2F_{fr}}{F_{muestreo}} k} \cdot h(k) \quad (32)$$

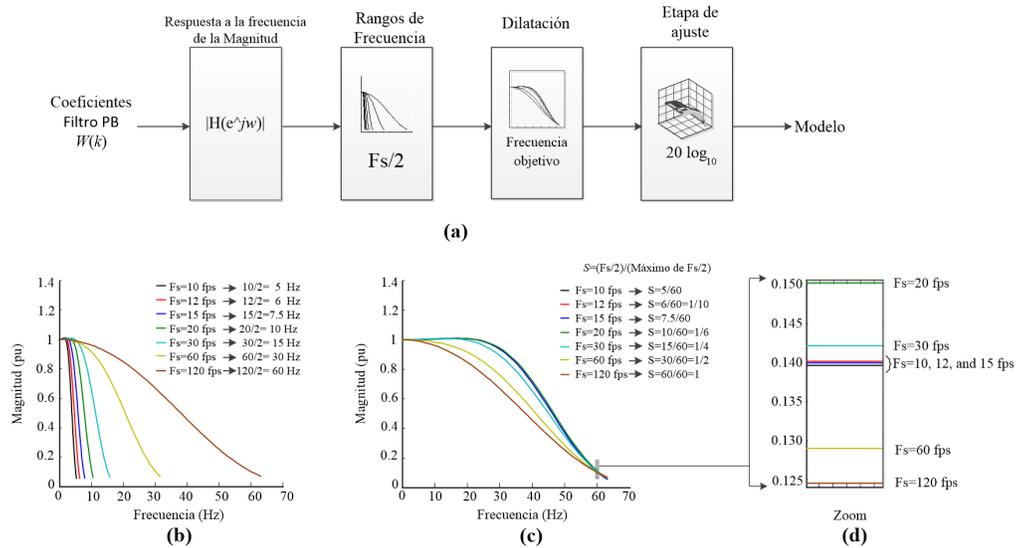
donde  $F_{fr}$  y  $N$  son la frecuencia de referencia del filtro PB y el orden del filtro, respectivamente. Estos valores están dados por la norma de acuerdo con la tasa de informe (Tabla 3.1). Finalmente,  $k$  toma valores desde  $-N/2$  hasta  $N/2$ , y el valor de  $W(k)$  para  $k=0$  se reemplaza por 1.

**Tabla 3-1 PARÁMETROS PARA FILTROS CLASE M.**

Tasa de Reporte, FS	Frecuencia de referencia del filtro, Ffr (Hz)	Orden del Filtro, N
10	1.920	794
12	2.304	660
15	2.880	528
20	3.840	396
30	5.616	238
60	10.320	96
120	10.960	40

En (31), se presenta la ecuación de compensación de magnitud para los PMU de clase P; sin embargo, los PMU de clase M requieren una solución más compleja ya que los coeficientes del filtro y el orden del filtro cambian respecto a la Fs. Además de eso, la función de compensación mostrada en (31) para filtros de clase P no sería suficiente para satisfacer los requisitos tanto de tiempo de respuesta como de precisión, de los filtros de clase M debido a las diferencias en las respuestas de frecuencia correspondientes. En este sentido, se debe proponer una nueva etapa de compensación de magnitud para el filtro de clase M, véase la Fig. 3.6(b). Esta etapa reemplaza el modelo de referencia PMU en los bloques denotados por el rectángulo rojo punteado en la Fig. 3.6(a). En esta Figura se observa que la nueva propuesta considera dos variables:  $\Delta Freq$  y Fs. Por lo tanto, la propuesta puede compensar la magnitud bajo las desviaciones de frecuencia usando diferentes Fs. Para cumplir con el estándar IEEE C37.118.1, se debe llevar a cabo un conjunto de pruebas en condiciones de medición estáticas y dinámicas.

Continuando con la metodología de compensación de magnitud para desviaciones de frecuencia, la cual no es presentada en el estándar C37.118, se consideran los siete filtros PB. En general la metodología se puede observar en la Figura 3.7, la cual consiste de 4 etapas, representadas en la Figura 3.7(a). Usando los coeficientes de filtro PB obtenidos de la ecuación (32) y los parámetros de requerimientos de frecuencia para PMU's clase M, la primera etapa de la metodología determina la respuesta de frecuencia de magnitud en el rango de frecuencia permitido (de 0 Hz a  $F_{muestreo}/2$ ) para cada filtro de la clase M. En otras palabras, determina la magnitud de cada función de transferencia de filtro PB evaluada en  $z=e^{j\omega}$ , donde  $\omega = 2\pi f$ .



**Figura 3-7. a) Metodología de Compensación para algoritmos M, b) Rangos de frecuencias, c) Frecuencias dilatadas, d) Zoom para los rangos de frecuencia de 10,12, y 15.**

**Tabla 3-2. Requerimientos de frecuencia para PMU's clase M**

Condición de Referencia	Cantidad de Influencia	Rango	Limite
<b>Condiciones para estado estable</b>			
Frecuencia Nominal ( $f_0$ )	$f_0 \pm \Delta Freq$	$\pm 2.0$ Hz para $F_s < 10$ ; $\pm F_s/5$ para $10 \leq F_s < 25$ ; $\pm 5$ Hz para $F_s \geq 25$	TVE=1%
<b>Condiciones para estado Dinámico</b>			
100% de la magnitud y $f_0$ , para el inicio o en algún punto durante la prueba	Frecuencia lineal de la rampa	Menores de $\pm (F_s/5)$ o $\pm 5$ Hz <sup>1</sup>	TVE=1%

La siguiente etapa de la metodología de compensación, selecciona un rango de desviación de frecuencia para cada caso de la tasa de respuesta. En este documento, se selecciona  $F_s/2$  para cada valor del  $F_s$ , ya que satisface los requisitos del teorema de Nyquist y logra una atenuación de al menos 20 dB en el primer lóbulo lateral de cada filtro del PB, que es donde se encuentra la información relevante (Fig. 3.7(b)). A continuación, se realiza una dilatación de las curvas, obtenidas en la etapa anterior, escalando a un punto común llamado frecuencia objetivo. Este punto representa el valor máximo en el rango permitido dado por  $F_s/2$ , es decir,  $120/2=60$ . La operación de dilatación para una función  $g(l)$  se define de la siguiente manera:

$$g(l) \rightarrow g(l \cdot \frac{1}{S}) \quad (33)$$

donde  $S$  es el factor de dilatación y  $l$  es la variable independiente. Esta operación se muestra en la Figura 3.7(c). El objetivo de esta etapa es obtener un modelo general que involucre las respuestas de frecuencia de magnitud para los siete filtros PB en el mismo rango de frecuencia (0 a 60 Hz). Además de eso, también se puede obtener una superficie más regular que simplifica el modelo de ajuste. Después de la dilatación, se observa que las curvas dilatadas de los casos  $F_s=10, 12$  y  $15$  tienen un comportamiento muy similar al que se muestra en la Figura 3.7(d). Por lo tanto, se pueden modelar como una sola curva ya que las diferencias de magnitud son insignificantes, entre estos casos. Finalmente, la etapa de ajuste de curva calcula un modelo 3D teniendo en cuenta las curvas de la Figura 3.7(c). Tenga en cuenta que estas curvas se convierten a decibeles (dB) para tener una mejor representación de magnitud en un plano logarítmico, lo que también permite obtener pequeños errores relativos en el modelo. El modelo de ajuste,  $M_{FIT}$ , se establece para representar un modelo lineal utilizando términos polinomiales con dos variables independientes. En este sentido, la forma general del modelo propuesto es la siguiente:

$$M_{FIT} = C_{0,0} + C_{1,0}x + C_{0,1}y + C_{2,0}x^2 + C_{1,1}xy + C_{0,2}y^2 + \dots + C_{n,0}x^n + C_{0,m}y^m \quad (34)$$

donde  $C_{n,m}$  con  $m=0, 1, 2, \dots, M$  y  $n=0, 1, 2, \dots, N$ , denota los coeficientes del modelo. Los índices  $m$  y  $n$  son el orden de las variables  $x$  e  $y$ , las cuales representan  $\Delta Frec$  y  $F_s$ , respectivamente. En este sentido, el modelo se puede expresar, usando matrices, como sigue  $M_{FIT}=A \cdot C_{m,n}$ , donde  $A$  contiene los términos polinomiales del modelo. De esta forma, el sistema puede resolverse por mínimos cuadrados (Lay 2006). Para hacerlo, se emplea el software Matlab que utiliza factorización de descomposición de valores singulares (SVD, por sus siglas en inglés, *Singular Value Decomposition*). Considerando que  $M_{FIT}$  se calcula por primera vez en dB de acuerdo con la Fig. 3.7(a),  $M_{FIT}=20\log_{10}(Model_{Clase-M})$  debe resolverse de la siguiente manera:

$$Model_{Clase-M} = 10^{(M_{FIT} / 20)} \quad (35)$$

donde  $Model_{Clase-M}$  es el modelo de compensación general propuesto para filtros de clase M con diferentes tasas de informes. Esta compensación es la que representa  $Modelo_{clase\_del\_filtro}$  en (30) para la clase M. En resumen, la compensación de magnitud de acuerdo con (30) es la siguiente: primero, estimar  $\Delta Frec$  y elegir  $F_s$ ; segundo, escalar  $\Delta Frec$  por el factor  $S$ ; tercero, calcule  $M_{FIT}$  usando (34) para  $F_s$  y el  $\Delta Frec$  escalado; cuarto, calcular el  $Modelo_{Clase-M}$  usando (35) y, finalmente, realice la

compensación usando (30). Para los casos  $F_s=10, 12$  y  $15$  fps, considerarlos como un solo caso, y se utiliza el valor de 15 fps.

### 3.2.3 Algoritmo PMU basado en filtros complejos para clase P y M.

En este apartado, se propone un nuevo algoritmo de PMU's para ambas clases basados en la construcción de filtros complejos. Este algoritmo reúne las características para aplicaciones que requieren una rápida respuesta, así como aplicaciones que requieren un alto rechazo de señales son aliasing. El cual se compara con el algoritmo base presentado en la norma y se puede observar las mejoras, en la mayoría de las pruebas bajo desempeño dinámico y estático.

La implementación del PMU propuesto para ambas clases, se divide principalmente en 3 etapas, como se muestra en la Fig. 3.8. Estas etapas son: i) la metodología de diseño del filtro pasa banda complejo brick-wall, ii) estimación de los parámetros instantáneos: magnitud, fase, frecuencia y ROCOF, y iii) decimación.

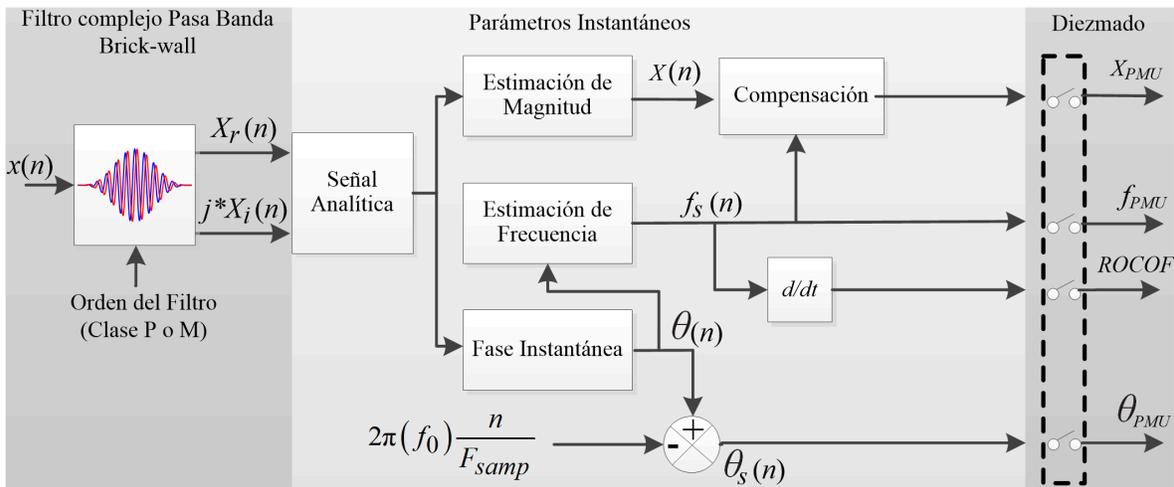


Figura 3-8. Metodología Propuesta basada en filtros complejos.

En la primera etapa, la estimación fasorial se lleva a cabo considerando una señal fundamental dinámica Bi T. et al (2015), expresada como:

$$x(n) = X(n) \cos \left( \sum_{n=0}^{N-1} 2\pi f(n) / F_{samp} + \phi_0 \right) = X(n) \cos \left( 2\pi f_0 n / F_{samp} + \sum_{n=0}^{N-1} 2\pi \Delta f(n) / F_{samp} + \phi_0 \right) \quad (36)$$

donde  $X(n)$  es la amplitud instantánea de la señal,  $f(n)$  es la frecuencia de la señal con fase inicial  $\phi_0$ ,  $f_0$  es la frecuencia nominal y  $\Delta f(n)$  es la desviación de frecuencia instantánea. En un marco de referencia complejo, la ec. (36) está representado por:

$$x(n) = X(n)e^{j\theta(n)} = X_r(n) + jX_i(n) \quad (37)$$

donde  $X_r(n)$  y  $X_i(n)$ , componentes de la señal analítica reales e imaginarios de la señal respectivamente, y  $\theta(n)$  es la fase instantánea que viene dada por:

$$\theta(n) = 2\pi f_0 n / F_{s\text{amp}} + 2\pi \sum_{n=0}^{N-1} \Delta f(n) / F_{s\text{amp}} + \phi_0 \quad (38)$$

De la ec. (37), la magnitud instantánea se puede calcular de la siguiente manera:

$$X(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{X_r^2(n) + X_i^2(n)} / \text{Gain} \quad (39)$$

donde *Gain* es un factor de compensación. Su valor varía según la desviación de frecuencia instantánea,  $\Delta f(n)$ . Esta compensación es necesaria porque la desviación de frecuencia afecta la estimación de la magnitud.

De manera similar, la fase instantánea se puede calcular a partir de la ecuación. (37). El ángulo de fase entre las dos señales en cuadratura,  $X_r(n)$  y  $X_i(n)$ , es:

$$\theta(n) = \tan^{-1}(X_i(n) / X_r(n)) \quad (40)$$

Es importante de mencionar que la fase corresponde al argumento de la función sinusoidal en la ecuación. (36); en este sentido, la fase se mide en un marco de referencia giratorio con una frecuencia angular de  $2\pi f_0$ . Para los sincrofasores, es habitual eliminar el primer término de la ecuación. (38) para obtener una fase instantánea,  $\theta_s(n)$ , en un marco de referencia estacionario según lo mencionan Bi T. et al (2015). En este caso, se estima de la siguiente manera:

$$\theta_s(n) = \theta(n) - 2\pi f_0 n / F_{s\text{amp}} \quad (41)$$

La frecuencia instantánea se estima derivando la fase instantánea,  $\theta(n)$ , que se realiza mediante una estructura de filtro FIR de tercer orden, con coeficientes  $b_k = \{12 \ -6 \ -4 \ -2\} / (20 / F_{s\text{amp}})$ . Este filtro derivativo se basa en el algoritmo de estimación de frecuencia presentado en el estándar IEEE C.37.118. Entonces, la frecuencia instantánea se obtiene de la siguiente manera:

$$f_s(t) = \frac{1}{2\pi} (d\theta / dt) \quad (42)$$

A partir de  $f_s$ , el *ROCOF* se calcula mediante:

$$\text{ROCOF}(t) = \frac{df_s(t)}{dt} \quad (43)$$

En la última etapa, la decimación de los valores instantáneos se realiza a la tasa de informe deseada, es decir,  $F_s=60$  fps, para obtener los resultados  $X_{PMU}$ ,  $\theta_{PMU}$ ,  $f_{PMU}$  y *ROCOF*.

Para el diseño de filtros complejos, la metodología propuesta se describe en la Fig. 3.9(a), que se aplica tanto para la clase P como para la clase M. En la primera etapa, los coeficientes del filtro pasan banda brick wall,  $h(k)$ , se obtienen utilizando la ecuación (11), donde, este filtro se multiplica por una función de Hanning, para reducir la ondulación en su respuesta de frecuencia de la siguiente manera:

$$h'_{LP}(k) = h_{LP}(k)H_{hann}(k)/G_{filter} \quad (44)$$

Después de eso, los coeficientes del filtro se normalizan a 0Hz dividiéndolos por su suma (ganancia a 0Hz,  $G_{filter}$ ). Los coeficientes del filtro pasa banda,  $h_{BP}$ , se pueden lograr como la diferencia de dos filtros de paso bajo, cada filtro se diseña utilizando la ecuación. (44). El primer filtro pasa bajas tiene una frecuencia de corte dada por el borde de la banda inferior,  $h'_{LP\_L}$ , y el segundo filtro tiene una frecuencia de corte dada por el borde de la banda superior,  $h'_{LP\_U}$ . Los coeficientes de filtro resultantes se definen como:

$$h_{BP}(k) = h'_{LP\_U}(k) - h'_{LP\_L}(k) \quad (45)$$

Donde las frecuencias de referencia  $F_{cL} - F_{cU}$  son 58/2 Hz - 62/2 Hz para la clase P y 55/2 Hz - 65/2 para la clase M. La frecuencia de muestreo,  $F_{samp}$ , es de 6000 muestras/s y un orden de 200 para la clase P y 900 para la clase M, respectivamente. Estos órdenes representan filtros de 2 y 9 ciclos, respectivamente, que son similares a los utilizados por IEEE Std. C37.118.1. El filtro pasa banda real se normaliza a la frecuencia nominal,  $f_0=60$  Hz, para obtener una ganancia unitaria en la magnitud en  $f_0$ . Este proceso se lleva a cabo dividiendo los coeficientes de filtro,  $h(k)$ , por la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro,  $|H(j\omega)|$ , en  $f_0$  de la siguiente manera:

$$h_{COS}(k) = h(k) / |H(j2\pi f_0)| \quad (46)$$

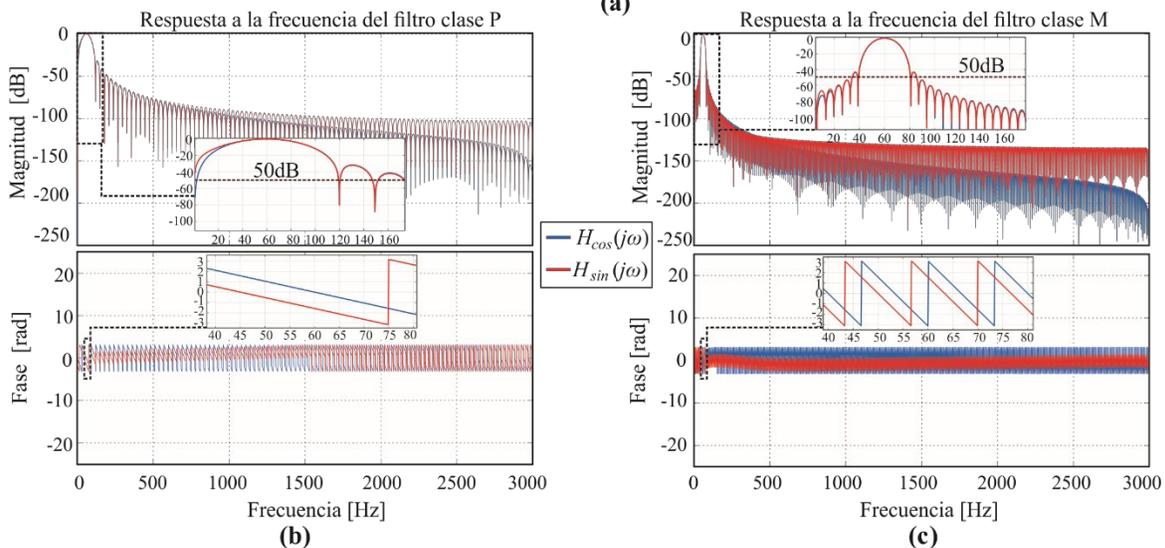
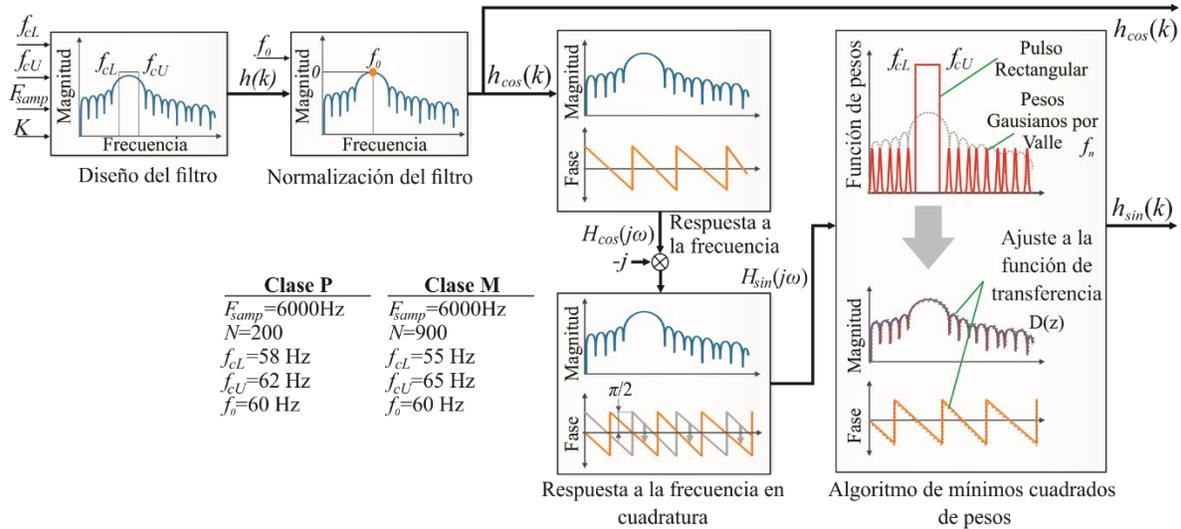


Figura 3-9.a) Metodología propuesta para el diseño de filtros FIR complejos y respuesta a la frecuencia para (b) Clase P y (c) Clase M.

donde  $h_{cos}(k)$  son los coeficientes normalizados y corresponden a los coeficientes reales del filtro complejo. Como se mencionó anteriormente, una rotación de la respuesta de frecuencia de  $h_{cos}(k)$  se lleva a cabo mediante la ecuación:

$$H_{sin}(j\omega) = -jH_{cos}(j\omega) \tag{47}$$

generando la misma respuesta de frecuencia de magnitud, pero con un cambio de fase de  $-\pi/2$ . Luego, la respuesta de frecuencia rotada,  $H_{sin}(j\omega)$ , se ajusta a una arquitectura de filtro FIR de orden  $K$ , definida por la ecuación:

donde  $h_{cos}(k)$  son los coeficientes normalizados y corresponden a los coeficientes reales del filtro complejo. Como se mencionó anteriormente, una rotación de la respuesta de frecuencia de  $h_{cos}(k)$  se lleva a cabo mediante la ecuación:

$$H_{sin}(j\omega) = -jH_{cos}(j\omega) \quad (47)$$

generando la misma respuesta de frecuencia de magnitud, pero con un cambio de fase de  $-\pi/2$ . Luego, la respuesta de frecuencia rotada,  $H_{sins}(j\omega)$ , se ajusta a una arquitectura de filtro FIR de orden  $K$ , definida por la ecuación:

$$D(z) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} a(k)z^{-k} \quad (48)$$

a través de la minimización de la función de costo dada por la ecuación:

$$J = \sum_{m=1}^F W(j\omega_m) |H_{sin}(j\omega_m) - D(j\omega_m)|^2 \quad (49)$$

La función de ponderación propuesta se sintoniza en los anchos de banda de cada filtro como una función de pulso rectangular con una magnitud de  $10 \times 10^8$ , que se calcula heurísticamente para obtener el mismo comportamiento de magnitud para las partes reales e imaginarias del filtro complejo en la región de banda de paso, es decir, se da un gran peso o importancia a la región de la banda de paso durante el ajuste, mientras que las otras regiones no son tan importantes. Este rango abarca el área de interés para la aplicación PMU, es decir,  $F_{cL} - F_{cU}$ . Además, se propone un tren de funciones gaussianas,  $f_n$ , en cada valle de los lóbulos laterales de acuerdo con la respuesta de frecuencia del filtro de magnitud. Se propone que estos pesos tengan un buen ajuste a lo largo de toda la respuesta de frecuencia del filtro, lo que permite un buen rechazo del contenido armónico en la banda de paro. Estas funciones gaussianas están definidas por:

$$f_{HN} = \sum_n M g e^{-\left(\frac{f-f_n}{2}\right)^2} \quad (50)$$

donde  $Mg$  es una constante de  $1 \times 10^5$ ,  $f$ , es un vector de frecuencia definido de 0 a  $F$ , y  $f_n$  corresponde a la frecuencia de cada valle de los lóbulos laterales. Estos valores deben ser estimados para cada clase de filtro. El resto de los pesos son unitarios. De manera similar, se elige un valor grande de  $Mg$  para obtener un buen ajuste en los lóbulos laterales. La Figura 3.9(b) muestra la respuesta de

frecuencia de magnitud para la clase P junto con un área ampliada, donde se puede observar que  $H_{cos}(j\omega)$  y  $H_{sin}(j\omega)$  tienen un gran ajuste en el componente fundamental y una respuesta de magnitud con una atenuación más de 50dB para el segundo armónico; además de eso, el cambio de fase deseado de  $-\pi/2$  se logra en el ancho de banda del filtro. Por lo tanto, aunque se propone un orden bajo para este filtro ( $K=200$ ), se cumplen los requisitos de alto rechazo de armónicos y baja latencia para la clase P. Por otro lado, se obtiene una respuesta más abrupta alrededor del ancho de banda cuando el orden del filtro es  $K=900$  (ver Fig. 3.9(c)), mejorando el rechazo de interferencias armónicas y fuera de banda; de hecho, se obtiene una atenuación superior a 50 dB para frecuencias más allá de la frecuencia de Nyquist (30Hz). Estas características son adecuadas para PMU de clase M. Aunque la latencia aumenta para la clase M debido al orden del filtro, no excede los límites permitidos. Finalmente, se obtienen los coeficientes,  $h_{cos}(k)$  y  $h_{sin}(k)$ , para los filtros complejos propuestos.

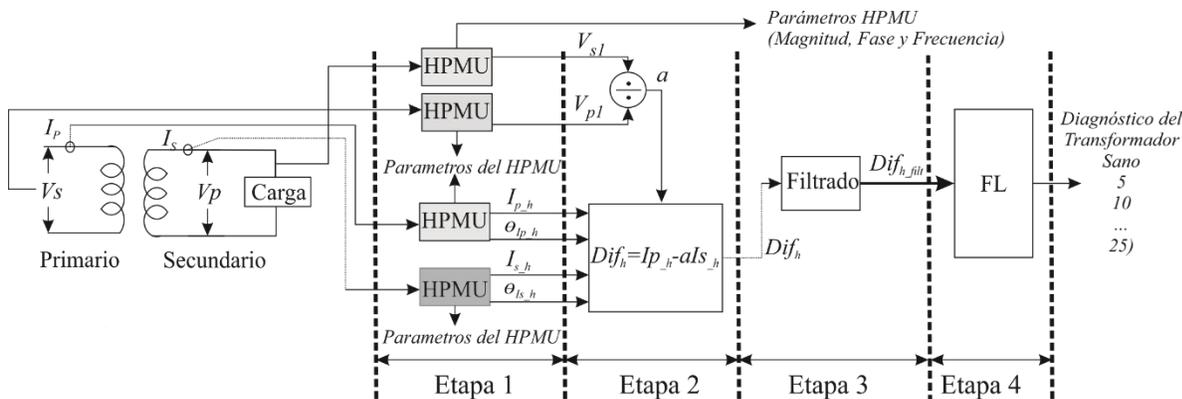
### **3.3 Desarrollo del sistema Experto basado en PMU's Armónicos.**

Debido a que los sistemas de potencia y sus componentes están sujetos a diferentes anomalías, la presencia de fallas es muy comunes, lo que ocasiona pérdidas económicas o hasta puede existir daños en el personal que se encuentre laborando en los alrededores. Es por eso que un monitoreo no invasivo y con muy buena precisión es necesario para un esquema de protección del sistema o componentes de la misma como el transformador.

En este apartado del trabajo doctoral se centra en la construcción del sistema experto, para la detección, clasificación de fallas y diagnóstico en transformadores, el cual se adapta de manera correcta a los objetivos de la tesis. Este sistema experto, aunque se basa principalmente en la detección de fallas en transformadores, se podría adaptar en micro redes. Como se mencionó anteriormente este apartado presenta una nueva metodología para la detección y clasificación en línea de fallas de cortocircuito entre espiras. La metodología utiliza mediciones de voltaje y corriente de ambos devanados del transformador y un HPMU propuesto para obtener las estimaciones de fasor fundamental y armónicos. Además, se obtiene un espectro de corriente diferencial entre las corrientes primarias y secundarias y se utiliza como firma para clasificar la severidad de la falla por medio de un clasificador difuso. Para probar la metodología, se usa un transformador monofásico de 1.5 KVA, con voltajes nominales de 120/240 V. Las condiciones de las fallas producidas en el transformador son 5, 10, 15, 20 y 25 vueltas en cortocircuito. Además,

se prueban diferentes condiciones de carga, como: i) sin carga, ii) carga lineal, iii) carga no lineal y iiiii) combinación de ambas.

La metodología para la detección y clasificación de condiciones de fallas, se describe en la Fig. 3.10, donde se observan 4 etapas: (1) estimación proveniente de HPMU, (2) filtrado, (3) diferencia de fasores armónicos y (4) clasificación. En particular, el primer paso obtiene los componentes del fasor armónico en el transformador: corriente del primario  $I_p$ , voltaje primario  $V_p$ , corriente del secundario  $I_s$  y voltaje secundario  $V_s$ ; Debe mencionarse, la metodología es capaz de obtener la cantidad de armónicos que desee el usuario, n-armónicos  $nH$ .



**Figura 3-10. Metodología detección y clasificación de fallas en transformadores.**

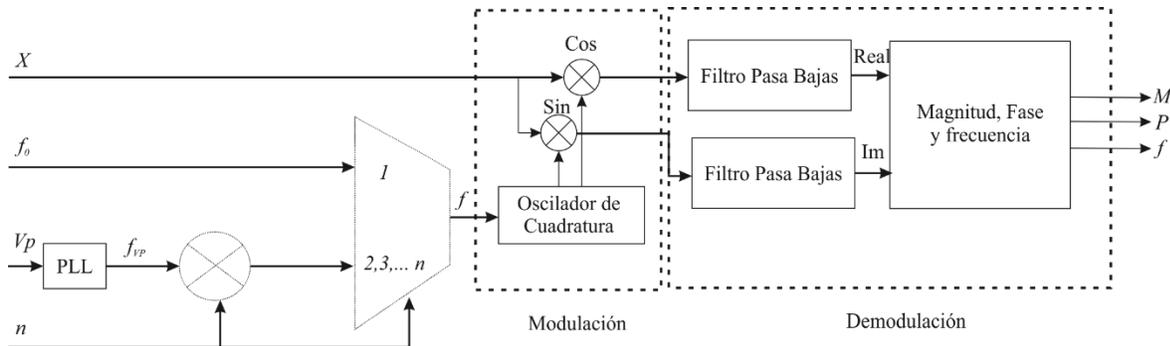
La información sobre la estimación de fasores armónicos se obtiene utilizando un algoritmo extendido que se basa en la metodología propuesta por la norma C37.118.1-2011, la cual es utilizada para obtener únicamente los componentes fundamentales. El proceso para obtener la información de magnitud, fase y frecuencia del componente fundamental, así como sus armónicos, se representa en la Fig. 3.11, donde se describe el HPMU. En esta etapa el HPMU obtiene como resultados la información del fasor. El HPMU utiliza la frecuencia fundamental ( $f_0$ ) para definir el valor de la frecuencia del oscilador en cuadratura si el proceso es para el primer armónico o fundamental. Si la información requerida es para algún armónico, la frecuencia se calcula utilizando la señal de voltaje del devanado primario a través de un PLL. Después, los pasos de modulación y demodulación se realizan por cada componente fundamental o armónico tal cual como lo establece el estándar. Siguiendo con la metodología propuesta (Figura 3.10), en la segunda etapa, se realiza una diferencia armónica, utilizando los fasores armónicos obtenidos en el primer paso. Además, la relación de transformación  $a$  se realiza dinámicamente para tener el menor error posible, debido a las variaciones de voltaje generadas por las cargas. Este cálculo dinámico de la relación de

transformación se obtiene a partir de las magnitudes de los voltajes fundamentales de los lados primario y secundario, de acuerdo con:

$$a = |V_{S_1}| / |V_{P_1}| \tag{51}$$

Finalmente, la magnitud de las diferencias de fasores armónicos  $Dif_h$  se realiza para cada componente armónico o fundamental, utilizando:

$$|Dif_h| = |Ip_h - a \cdot Is_h| \tag{52}$$



**Figura 3-11 HPMU.**

donde el subíndice  $h$  se refiere al orden armónico. En la tercera etapa, de la metodología, se utiliza un filtro para eliminar el ruido y suavizar la magnitud y la fase. Esto se hace empleando un filtro FIR de décimo orden. Finalmente, en la última etapa se utiliza el clasificador basado en lógica difusa para determinar el estado del transformador con la información de la magnitud de las diferencias de cada uno de los fasores. Para desarrollar el clasificador, se definen 6 reglas lingüísticas VS=Muy pequeño, S=Pequeño, NS=No pequeño, N=Normal NB=No tan grande y VB=muy grande. Cabe señalar que la media y la desviación estándar de los resultados se utilizan para desarrollar las funciones de membresía; en este sentido, se construyen 30 reglas. El clasificador genera las siguientes salidas: sano (0), 5, 10, 15, 20 y 25 espiras en corto circuito. Algo importante de señalar es que esta metodología es capaz de poder utilizarse de forma online, además que gracias a esta metodología se pueden obtener las firmas y valores utilizados en el FL, para cualquier transformador.

# Capítulo 4

## 4. Experimentación y Resultados

En este capítulo se presentan y discuten los resultados de los algoritmos PMU, presentados anteriormente, así como del sistema experto encargado de detectar y clasificar fallas en transformadores.

### 4.1 Caso de Estudio 1: Algoritmos PMU para diferentes clases

#### 4.1.1 Algoritmo para PMU, clase P, basado en Transformada Hilbert

##### 4.1.1.1 Pruebas estáticas y dinámicas de validación para PMU's

En esta sección, se presentan y discuten los resultados obtenidos para TVE, FE, RFE y otros límites establecidos por la norma utilizando el algoritmo basado en la transformada Hilbert. La Fig. 4.1. muestra los resultados gráficos para las pruebas estáticas, utilizando las especificaciones descritas en la norma C.37.118.

De esta Figura, se puede destacar que, gracias a la compensación en la etapa de magnitud, los resultados de estas pruebas muestran valores de TVE muy pequeños. Todos los resultados satisfacen los límites permitidos por el estándar, que están representados por una línea roja. En la Fig. 4.1 (a), muestra el caso de estudio para un rango de  $\pm 2$  Hz en estado estable de frecuencia. El límite de TVE es del 1% y todas las pruebas realizadas satisfacen este límite. Con respecto a FE y RFE, los límites son 0.005 Hz y 0.4 Hz / s, respectivamente, que también cumplen. La Fig. 4.1(b) ilustra el caso de estudio para las pruebas de magnitud en voltaje y sus valores de TVE. El límite de TVE también es del 1% y todas las pruebas lo satisfacen. De manera similar, la Fig. 4.1(c) muestra los resultados de las pruebas de magnitud en corriente. La prueba de fase aparece en la Fig. 4.1(d). Finalmente, la Fig. 4.1(e) representa el caso de estudio para THD, donde no se exceden los límites estándar de TVE, FE y RFE. El bajo nivel de error se debe principalmente a la atenuación del filtro PB.

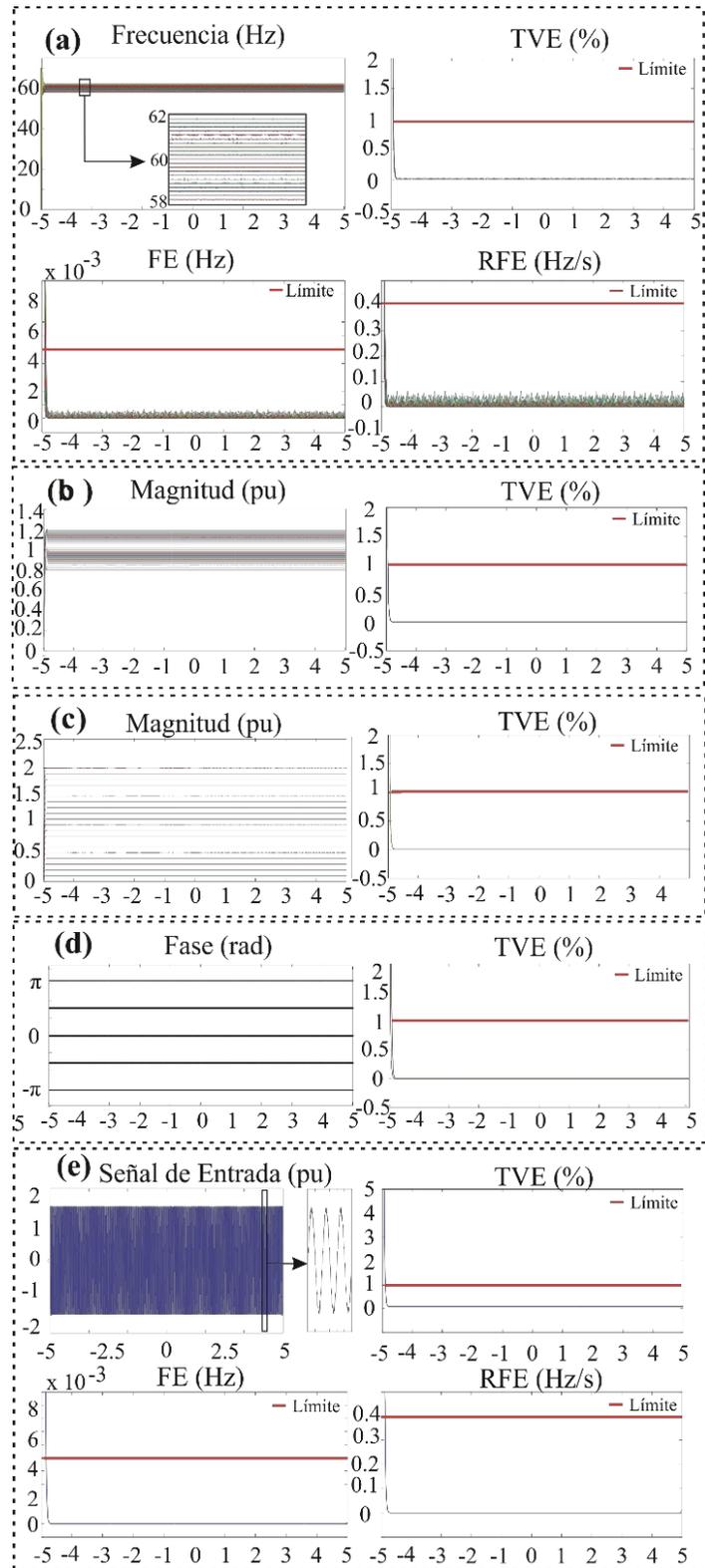
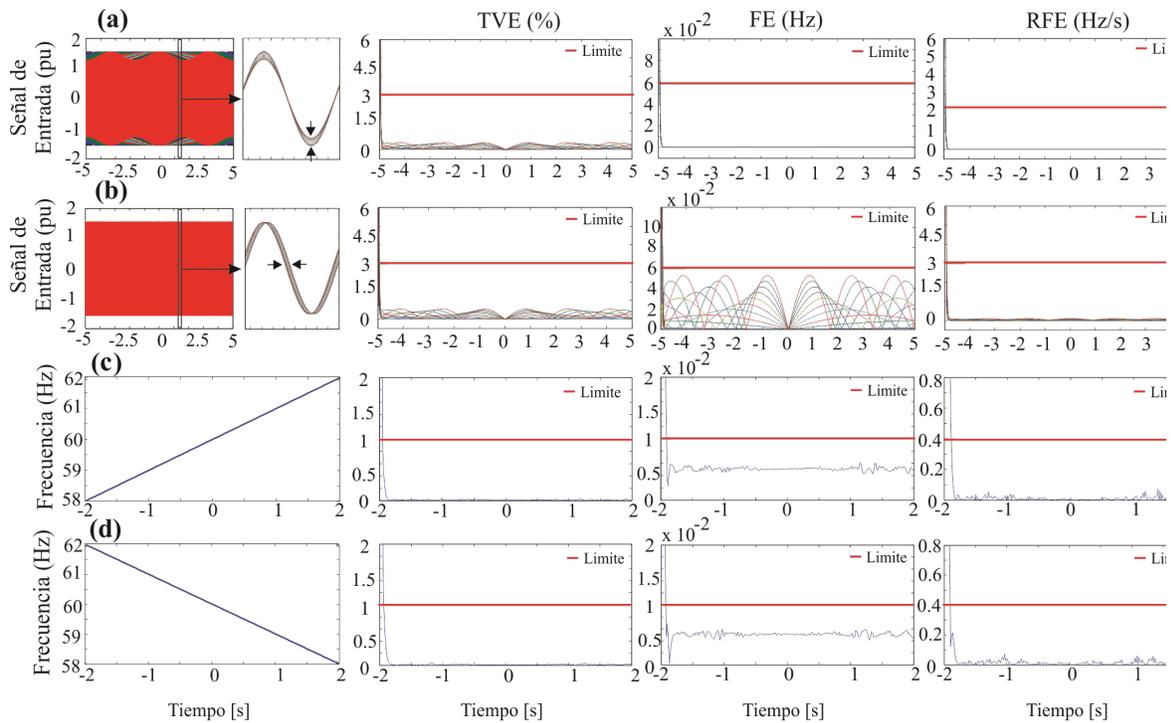


Figura 4-1. Resultados para pruebas estáticas: (a) Frecuencia, (b) Magnitud de voltaje, (c) de corriente, (d) fase, y (e) THD.

Con respecto a las pruebas dinámicas, la Fig. 4.2 muestra los resultados obtenidos para las pruebas de modulación y rampa. Todas las condiciones, características y límites para estas pruebas se presentan en la norma IEEE C37.118. Figs. 4.2(a)-(b) muestran las pruebas de modulación de



amplitud y fase, donde se puede ver que todas las pruebas están por debajo de los límites mencionados anteriormente. Los resultados de las pruebas de frecuencia de rampa se muestran en las Figs. 4.2(c)-(d).

**Figura 4-2. Prueba de Modulación y Rampa: (a) Magnitud y (b) Fase, (c) Rampa Positiva y (d) Rampa negativa.**

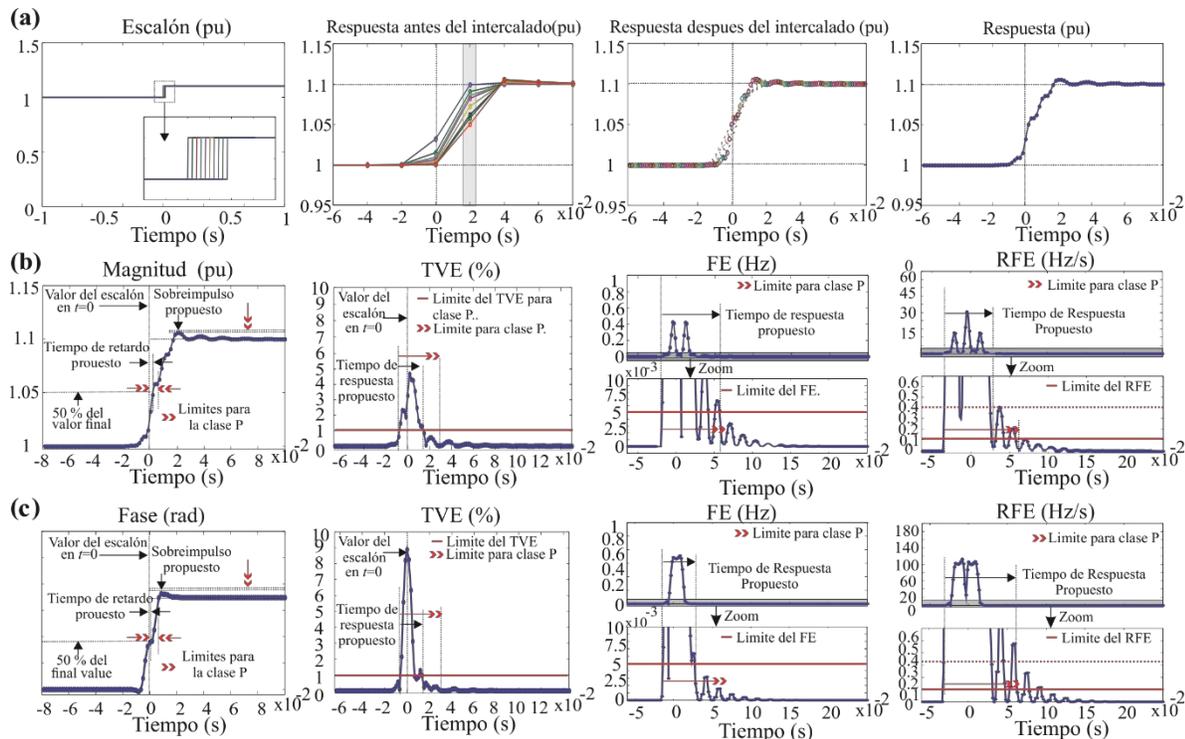
Las cuales también satisfacen los límites establecidos por la norma. Es importante tener en cuenta que la precisión en los resultados obtenidos se logra debido a las estrategias de compensación incluidas en la metodología propuesta, es decir, la compensación de magnitud a través de la evaluación de la función de transferencia del filtro PB. Para complementar los resultados gráficos mostrados en las Figs. 4.1 y 4.2. La Tabla 4.1 concentra los valores numéricos obtenidos para las condiciones de estado estable y estado dinámico. Estos valores corresponden a los valores máximos de todas las pruebas para cada caso de estudio. A partir de esta tabla, se puede afirmar que la propuesta cumple con todos los límites establecidos por la norma, ya que los valores obtenidos son más bajos que los límites establecidos por la norma IEEE C37.118.

**Tabla 4-1. Valores Numéricos de Pruebas estáticas y dinámicas.**

<b>Prueba para:</b>	<b>Clase P</b>		
	<b>TVE (%)</b>	<b>FE (Hz)</b>	<b>RFE (Hz/s)</b>
<b>Frecuencia</b>	0.0216	0.0011	0.064
<b>Magnitud-Voltaje</b>	0.0106	No especificado	No especificado
<b>Magnitud-Corriente</b>	0.0000564	No especificado	No especificado
<b>Contenido armónico total</b>	0.098	0.0004947	0.0148
<b>Fase</b>	0.0818	No especificado	No especificado
<b>Modulación en magnitud</b>	0.3791	0.0007831	0.0165
<b>Modulación en fase</b>	0.5527	0.0528	0.1317
<b>Rampa positiva</b>	0.0214	0.0063	0.0642
<b>Rampa Negativa</b>	0.0361	0.0058	0.0853

Para las pruebas de escalón y considerando que los límites mostrados en el estándar, los resultados obtenidos son pequeños en comparación con los intervalos de tasa de reporte del PMU, el estándar presenta un enfoque especial para evaluar la respuesta de escalón. En general, la idea es calcular las respuestas de un conjunto de escalones cambiados en el tiempo como se muestra en la Fig. 4.3 (a); luego, de acuerdo con la descripción de la norma, los resultados se deben intercalar alineando todos los escalones en el mismo punto para obtener una mayor resolución en la prueba de escalón. Una visión general en profundidad de este enfoque se puede ver en el trabajo de Ren et. Al 2009. La Fig. 4.3(b) muestra los resultados de la prueba escalonada en magnitud utilizando los parámetros presentados en el estándar. A diferencia de otras pruebas, los valores de tiempo de retardo, tiempo de respuesta y sobre impulso deben considerarse en la evaluación de la respuesta por escalón.

Para el tiempo de retardo, es necesario calcular la diferencia de tiempo entre el inicio del escalón y el momento en que alcanza el 50% de su magnitud, como se muestra en la Fig. 4.3(b). El sobre impulso se determina como el valor máximo entre la respuesta al escalón y el parámetro escalonado (magnitud o fase), como se muestra en las Figs. 4.3(b)-(c). Los límites también se representan utilizando flechas rojas. Para el tiempo de respuesta, se utilizan los límites del 1%, 0.005 Hz y 0.4 Hz/s para TVE, FE y RFE, respectivamente. Las mediciones se evalúan en estado estable y se consideran los valores dentro de los límites propuestos por la norma. En este sentido, las Figs. 4.3(b)-(c) muestran que los resultados obtenidos por la propuesta cumplen con los límites establecidos en la norma. Los valores numéricos obtenidos para este caso de estudio se resumen en la Tabla 4.2, donde se observa que el tiempo de respuesta, el tiempo de retardo y los valores de sobreimpulsos son más bajos que los valores límite establecidos por la norma.



**Figura 4-3. Prueba de escalón: (a) Ejemplo de la preparación de la prueba de escalón y resultados en (b) Magnitud y (c) fase.**

**Tabla 4-2. Tiempos de respuesta al escalón**

Prueba de Escalón	TVE Tiempo de respuesta (s)	Tiempo de retardo (valor absoluto) (s)	Sobreimpulso (%)	FE, Tiempo de respuesta (s)	RFE, Tiempo de respuesta (s)
Magnitud	0.02198	0.00164	4.78	0.075	0.066
Fase	0.01913	0.0001	4.41	0.0266	0.0521

#### 4.1.1.2 Comprobación del algoritmo PMU, con Señales reales

Para observar el desempeño de la metodología propuesta en condiciones reales (un sistema eléctrico típico en la industria) y para complementar las pruebas establecidas en la norma, se realizan casos de estudio experimentales, como se muestra en la Fig. 4.4(a). En este caso de estudio, los cambios en magnitud y fase son debidos a las cargas lineales, los armónicos son introducidos por la carga no lineal, las condiciones transitorias son debidas a la conmutación de cargas, el ruido en las líneas eléctricas y el ruido de cuantificación son debidos a la adquisición. Esta configuración experimental permite simular una línea de distribución (DL, de sus siglas en ingles *Distribution*

Line) de 100 m por medio de un analizador de red transitoria (TNA, de sus siglas en ingles *Transient Network Analyzer*), que utiliza los siguientes parámetros: resistencia DL,  $R_{DL} = 2.752 \Omega$  e inductancia DL,  $L_{DL} = 1.485 \text{ H}$ . Adicionalmente, se utilizan tres cargas eléctricas: i) una carga resistiva con un valor de  $R = 300$ ; ii) una carga capacitiva de  $8,88 \mu\text{F}$ , y iii) una carga no lineal (NL) compuesta por un autotransformador, un puente rectificador, un condensador de  $210 \mu\text{F}$  y una resistencia de  $300 \Omega$ . Estas cargas se manejan utilizando tres interruptores de estado sólido (Br) modelo GOLD-SAP4050D, que se activan a 2, 4 y 6 s en una prueba con duración de 8 s (cuatro etapas); En este sentido, las cargas son conectadas o desconectadas. El circuito eléctrico equivalente se muestra en la Fig. 4.4(b).

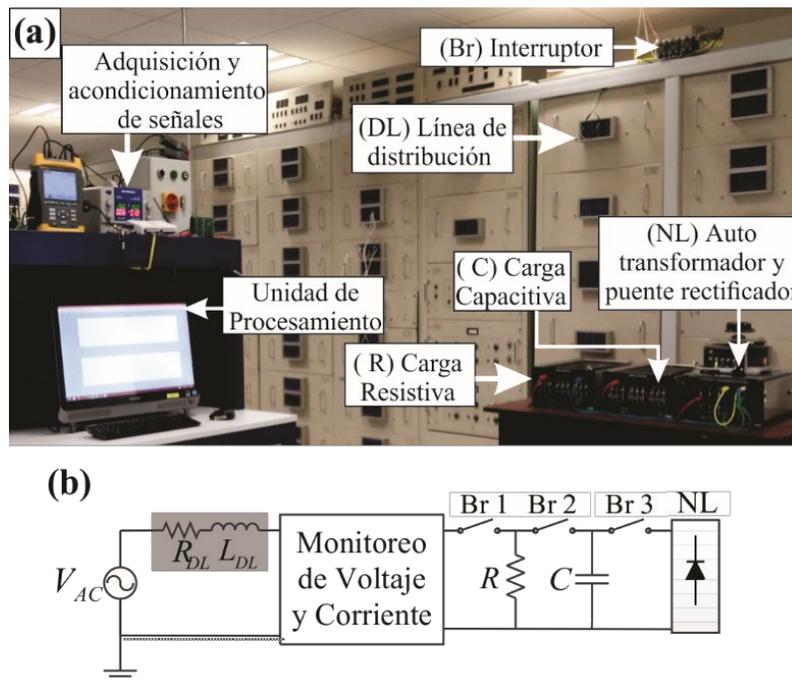
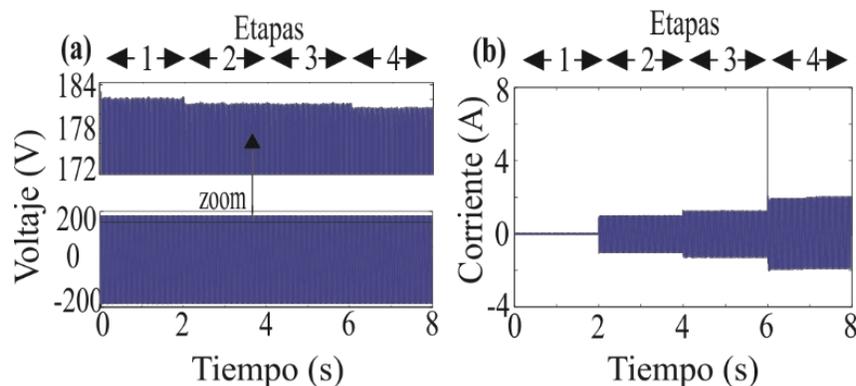


Figura 4-4. Pruebas reales: (a) Puesta de Experimento (b) Circuito equivalente.

Las señales de voltaje y corriente generadas se muestran en la Fig. 4.5, donde la Fig. 4.5(a) muestra un zoom de la señal de voltaje para observar claramente las variaciones de la magnitud de la señal. Para adquirir la señal, se requiere una etapa de acondicionamiento de señal. La señal de

voltaje se acondiciona usando un divisor de voltaje resistivo y un amplificador de aislamiento de precisión (modelo ISO124PND), así mismo se conjunta con un convertidor CC-CC (modelo DCV011515DP), que proporciona aislamiento galvánico entre el sistema de potencia y el convertidor analógico digital (ADC, de sus siglas en ingles *Analog Digital Converter*).



**Figura 4-5. Señales reales: (a) voltaje y (b) corriente.**

El sensor de corriente es una pinza Fluke i200s, además el equipo de medición de calidad de la energía Fluke 435-I es utilizado para fines de calibración. Una vez que ambas señales se miden por sus sensores respectivos, se digitalizan y se transfieren a una computadora personal (PC) mediante el uso de un sistema de adquisición de datos (DAS, de sus siglas en ingles *Digital Acquisition System*) basado en la placa National Instruments NI-USB 6211 que tiene un ADC de 16 bits. En la PC, las señales se procesan empleando el software Matlab.

Debe observarse que la configuración experimental propuesta permite generar cambios en magnitud y fase debido a las cargas resistivas y capacitivas, así como al contenido armónico debido a la carga NL. Por otro lado, la activación de las cargas eléctricas en momentos específicos utilizando los interruptores permite tener cambios de escalón. Vale la pena señalar que las cargas usadas son típicas en la industria, lo que hace de este banco de pruebas un caso representativo de operaciones de la vida real en condiciones dinámicas y de estado estable, y así poder complementar el estudio de casos anteriores que se realizaron con señales sintéticas. La Fig. 4.6 muestra los resultados obtenidos para la magnitud, fase, frecuencia y ROCOF utilizando el estimador de fasor propuesto y las señales reales (voltaje y corriente) generadas por el circuito eléctrico que se muestra

en la Fig. 4.4. Vale la pena señalar que TVE, FE Los valores de RFE, tiempo de retardo, tiempo de respuesta y sobreimpulso no se pueden evaluar ya que los valores teóricos no están disponibles en una medición real. De acuerdo con los tiempos de activación de las cargas eléctricas y con fines de explicación, las señales de voltaje y corriente se dividen en cuatro etapas (ver también la Fig. 4.5). En la Etapa 1, no hay cargas eléctricas conectadas. En la etapa 2: R está conectado. En la Etapa 3, C también está conectado y, finalmente, NL está conectado en la Etapa 4. En el gráfico de magnitudes para el voltaje (ver Fig. 4.6(a)), se observan los valores RMS, donde aparecen algunas variaciones debido a la activación de R, C y NL, lo que indica que la propuesta puede rastrear cambios de pasos en la magnitud. En el gráfico de fase para la señal de voltaje, se puede observar que el valor de la fase cambia ligeramente con el tiempo, lo que se asocia a la pequeña desviación de frecuencia existente (consulte el gráfico de frecuencia). Estos cambios se generan porque la frecuencia nominal no es exactamente 60 Hz y están asociadas a las condiciones reales en el sistema de energía provenientes del proveedor. En el gráfico de ROCOF, también se observan algunas oscilaciones. Estas oscilaciones son una consecuencia de las pequeñas variaciones de frecuencia en la señal real de voltaje. Por otro lado, la Fig. 4.6(b) representa los resultados obtenidos para la señal actual, donde los cambios son más notables que los observados en la señal de voltaje. En el gráfico de magnitud, hay apenas una evidencia de la señal actual con amplitud casi cero durante la primera etapa (no hay cargas conectadas), lo que genera una estimación de fase y frecuencia con pequeñas oscilaciones. En la transición entre la etapa 1 y la etapa 2, hay un alto cambio en la amplitud (cambio de paso), que genera altas variaciones en la estimación de la frecuencia y el ROCOF, como se puede ver en sus respectivos gráficos; sin embargo, estos valores se evalúan correctamente después del tiempo de transición. En la etapa 3, hay un cambio de fase y magnitud debido a la presencia del capacitor (C). Además de eso, en la transición entre la etapa 3 y la etapa 4, hay un cambio brusco de amplitud, que es efectivamente rastreado por el estimador de fasor propuesto como se muestra en el grafo de magnitud. Finalmente, en la última etapa, también hay un cambio de fase debido a la carga NL. En resumen, a pesar de los efectos negativos presentados en las señales de corriente y voltaje, los resultados obtenidos demuestran que el algoritmo propuesto para aplicaciones de PMU tiene una buena respuesta para todas las condiciones presentadas en las señales de voltaje y corriente, ya que un buen seguimiento de la magnitud, fase, frecuencia y ROCOF se obtienen.

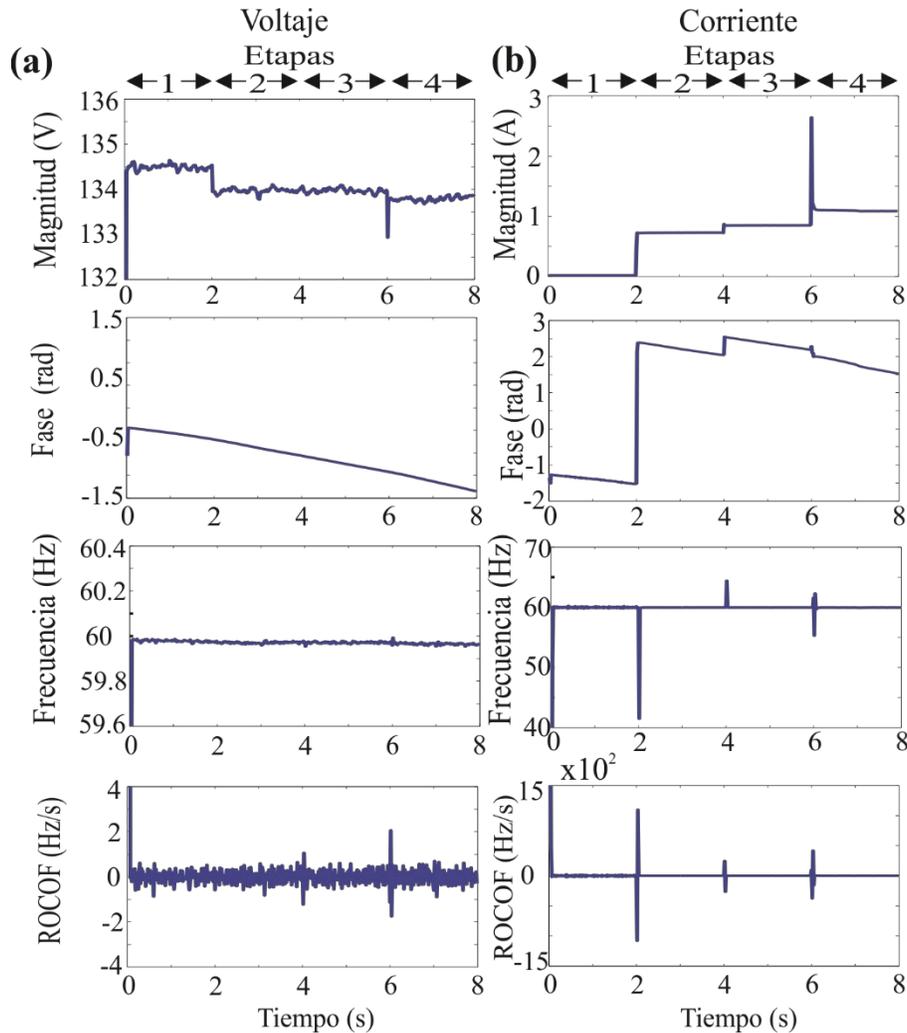


Figura 4-6. Resultados del PMU: (a) voltaje y (b) Corriente.

#### 4.1.2 Algoritmo PMU tipo M, con desviaciones de frecuencias amplias.

Como se vio anteriormente, el contar con algoritmos que cuenten con una buena precisión es de vital importancia en los sistemas eléctricos de la actualidad. Pero además de tener excelente precisión en los resultados se necesita que sean inmunes a variaciones de frecuencia dentro de determinado rango, ya que en la mayoría de los sistemas eléctricos están estrechamente relacionados con el equilibrio entre generación y demanda, por ejemplo si en un momento dado aumenta la carga, es decir la potencia eléctrica demandada en el sistema, entonces aumenta el par electromagnético en los generadores, éstos comienzan a frenarse, y la frecuencia eléctrica disminuye progresivamente es decir presentan desviaciones de frecuencia. Es por esta razón que el contar con algoritmos que mantengan la precisión dentro de un rango amplio de desviación de

frecuencias es importante, es por esto que fue la motivación de este segundo algoritmo, un modelo de ajuste bajo desviaciones de frecuencia.

#### 4.1.2.1 Resultados del modelo de ajuste.

Usando la metodología propuesta expuesta en el capítulo 3, el modelo resultante es una función polinomial de sexto orden en  $x$  y de cuarto orden en  $y$ , la cual está dada por:

$$\begin{aligned}
 M_{FIT} = & C_{0,0} + C_{1,0}x + C_{0,2}y^2 + C_{3,0}x^3 + C_{1,1}xy + C_{0,2}y^2 + \\
 & C_{3,0}x^3 + C_{2,1}x^2y + C_{1,2}xy^2 + C_{0,3}y^3 + C_{4,0}x^4 + \\
 & C_{3,1}x^3y + C_{2,2}x^2y^2 + C_{1,3}xy^3 + C_{0,4}y^4 + C_{5,0}x^5 + \\
 & C_{4,1}x^4y + C_{3,2}x^3y^2 + C_{2,3}x^2y^3 + C_{1,4}xy^4 + C_{0,6}y^6 + \\
 & C_{5,1}x^5y + C_{4,2}x^4y^2 + C_{3,3}x^3y^3 + C_{2,4}x^2y^4
 \end{aligned} \tag{53}$$

donde los coeficientes obtenidos utilizando la metodología propuesta se muestran en la Tabla 4.3.

**Tabla 4-3. Coeficientes para el modelo de ajuste.**

Coeficientes				
$C_{0,0}=0$	$C_{0,2}=-6.57461 \times 10^{-5}$	$C_{4,0}=-1.50513 \times 10^{-5}$	$C_{5,0}=2.20676 \times 10^{-7}$	$C_{6,0}=-1.41206 \times 10^{-9}$
$C_{1,0}=-6.0525 \times 10^{-2}$	$C_{3,0}=3.43959 \times 10^{-4}$	$C_{3,1}=-9.29113 \times 10^{-7}$	$C_{4,1}=2.07606 \times 10^{-8}$	$C_{5,1}=2.10556 \times 10^{-10}$
$C_{2,0}=-3.28595 \times 10^{-3}$	$C_{2,1}=1.83899 \times 10^{-4}$	$C_{2,2}=-1.04144 \times 10^{-5}$	$C_{3,2}=2.05616 \times 10^{-8}$	$C_{4,2}=-3.06276 \times 10^{-10}$
$C_{3,0}=3.4396 \times 10^{-4}$	$C_{1,2}=-1.86745 \times 10^{-4}$	$C_{1,3}=2.15466 \times 10^{-6}$	$C_{2,3}=1.50529 \times 10^{-7}$	$C_{3,3}=-5.62059 \times 10^{-12}$
$C_{1,1}=6.66086 \times 10^{-3}$	$C_{0,3}=1.27090 \times 10^{-6}$	$C_{0,4}=-6.51693 \times 10^{-9}$	$C_{1,4}=-8.33054 \times 10^{-9}$	$C_{2,4}=-6.75353 \times 10^{-10}$

La representación gráfica del modelo propuesto se representa en la Fig. 4.7(a), donde  $\Delta F_{rec}$  representado en el eje  $x$ , el eje  $y$  representa  $F_s$ , y el eje  $z$  es la magnitud en dB. A partir de este gráfico, se puede observar que, para todos los casos de  $F_s$ , el modelo de superficie 3D se adapta bien, en un rango amplio de frecuencias. La Fig. 4.7(b) muestra los errores absolutos, que se calculan utilizando:

$$E_{ABSOLUTO} = X_{Ajust} - X_{Ideal} \tag{54}$$

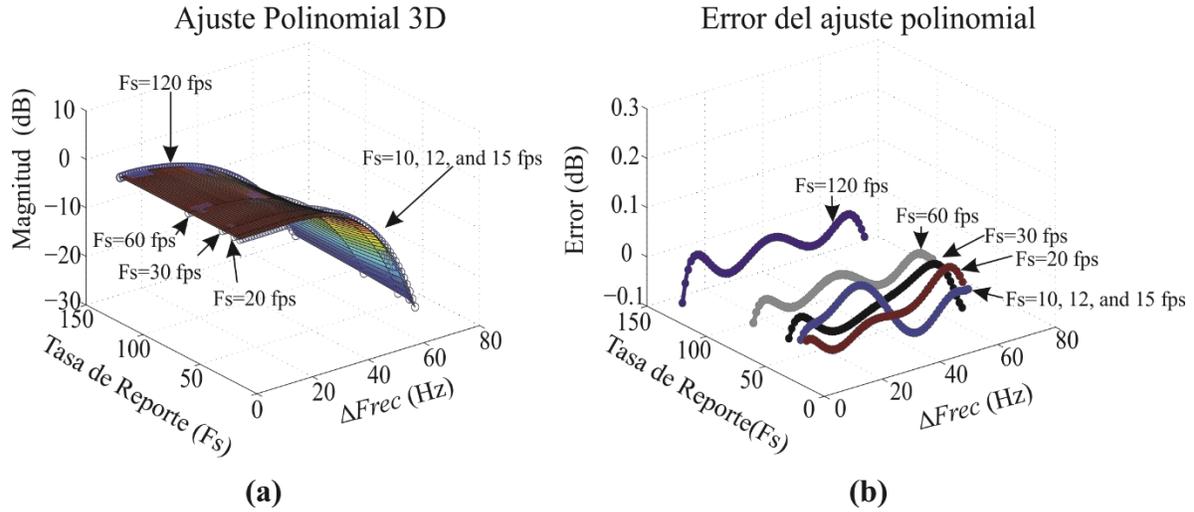


Figura 4-7. Resultados de ajuste 3D : (a) Superficie 3D (b) Error del polinomio de ajuste.

donde  $X_{Ajust}$  representa los datos obtenidos utilizando el modelo propuesto y  $X_{Ideal}$  denota los datos de referencia para cada  $F_s$ . Se puede observar que los errores entre el modelo propuesto y los datos de referencia son muy pequeños, ya que no superan los 0.05 dB en el rango de frecuencia de interés.

Para tener una visión más clara de estos valores, la Fig. 4.8 representa los errores de forma separada. Además, teniendo en cuenta que el IEEE Std. C37.118.1 presenta el TVE como un parámetro importante para cuantificar el error en la medición, se observa que el TVE, calculado usando la ecuación (4), también se puede reescribir en términos de un error relativo si el error del ángulo de fase es cero y  $X_{Prom} = X_{Ajust}$ . De esta manera, el error relativo viene dado por:

$$TVE(n) = \frac{|\bar{X}_{Prom} - \bar{X}_{Ideal}|}{|\bar{X}_{Ideal}|} \rightarrow E_{RELATIVO} = \frac{X_{Ajust} - X_{Ideal}}{X_{Ideal}} \quad (55)$$

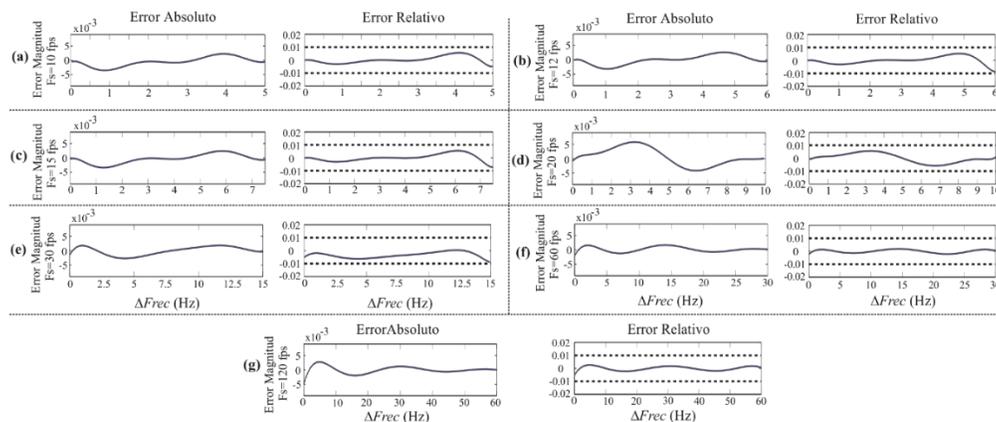


Figura 4-8. Errores absolutos y relativos para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps, y (g) 120 fps.

El estándar mencionado indica que el TVE no debe superar el 1%, lo que puede lograrse con un error en la magnitud menor al 1% [6]. Por esta razón, los valores de error relativos también se representan en la Fig. 4.8, ya que pueden compararse directamente con el TVE permitido por la norma. Vale la pena señalar que otros parámetros utilizados para verificar el cumplimiento del estándar, como FE y RFE, no se presentan por dos razones: i) el algoritmo del estimador fasorial utilizado es el de la norma, el cual cumple con los requisitos de la misma, y ii) la propuesta, ubicada después del estimador fasorial, es una etapa adicional dentro del PMU que tiene como objetivo compensar la magnitud y reducir el TVE ante desviaciones de frecuencia, por lo tanto no afecta a las estimaciones de frecuencia y errores FE o RFE. Los órdenes polinomiales en (53) son aquellos que satisfacen los límites superiores de error mencionados anteriormente. La Fig. 4.8 contiene los resultados de usar un rango de frecuencia de  $F_s/2$  para los siete valores de  $F_s$ , es decir, 10, 12, 15, 20, 30, 60 y 120 fps. Por ejemplo, la Fig. 4.8(a) muestra el primer caso,  $F_s=10$  fps, con una desviación de frecuencia de  $F_s/2=5$ Hz. En el lado izquierdo de la Fig. 4.8 (a), se presenta la magnitud del error absoluto, estimado utilizando (54). Esto muestra que el error no es mayor que 0.005, lo que indica que tanto los datos del modelo como los datos de referencia son notablemente similares. En el lado derecho de la Fig. 4(a), se representa el error relativo obtenido usando (55). Las dos líneas punteadas negras representan los límites de error máximos permitidos establecidos por la Norma, es decir, un valor de error máximo en magnitud de 0.01 representa un TVE de 1%. Evidentemente, el error relativo no supera estos límites. Se observan resultados similares para el resto de los valores de  $F_s$ , ver Figs. 4.8(b)-(g). Por lo tanto, se puede afirmar que los errores obtenidos por el modelo propuesto están dentro de los límites establecidos por el estándar. a diferentes  $F_s$ .

#### **4.1.2.2 Pruebas estáticas**

Para mostrar el cumplimiento de la propuesta con el estándar, se realizan las pruebas recomendadas en la norma IEEE C37.118 tanto estáticas como dinámicas. La Fig. 4.9 muestra los resultados obtenidos para diferentes valores de  $F_s$ , para pruebas estáticas. En el cual se utilizan señales sinusoidales con valores constantes de frecuencia en estado estacionario. Se debe tener en cuenta que el rango de desviación de frecuencia cambia de acuerdo con los valores presentados en la norma. En general, se pueden observar en la Fig. 4.9 dos tipos de resultados: magnitud y TVE, para cada tasa de reporte. Los resultados de magnitud y TVE representan los valores obtenidos

utilizando filtros de clase M compensados y no compensados. Por ejemplo, la Fig. 4.9(a) muestra, en el lado izquierdo, los resultados de magnitud y, en el lado derecho, los valores de TVE para  $F_s=10$  fps. En los resultados de magnitud, las magnitudes ideal, no compensada y compensada se representan con colores negro, rojo y azul, respectivamente. En los resultados de TVE, se observan los errores asociados a los resultados de magnitud anterior. El límite máximo permitido de TVE (1%) se denota mediante una línea negra punteada. Los colores verde y marrón denotan los resultados de TVE para magnitudes no compensadas y compensadas, respectivamente. El área gris representa el rango de desviación de frecuencia considerado por el estándar. Por ejemplo, el estándar indica un  $\Delta F_{rec}=F_s/5$  para  $10 \leq F_s < 25$  (IEEE C37.118. 2014), por lo tanto,  $\Delta F_{rec}$  es igual a 2 Hz para  $F_s=10$  al abarcar un rango de 58 a 62 Hz (vea la gráfica en el lado derecho de Fig. 4.9(a)). En general, se puede observar que los resultados obtenidos, utilizando el filtro de clase M no compensado (dado por el estándar), apenas satisfacen los límites permitidos. Por el contrario, la propuesta (resultados compensados) mejora en gran medida el rango de frecuencia que puede compensarse a medida que pasa, por ejemplo, de  $\pm 2$  Hz a  $\pm 5$  Hz para  $F_s=10$  fps. Esto representa una ventaja notable sobre el filtro propuesto por el estándar. Así mismo, se encuentran resultados similares para los demás valores de  $F_s$  (Figs. 4.9(b)-(g)). Vale la pena señalar que el  $\Delta F_{rec}$  máximo considerado por el Std. es  $\pm 5$  Hz, que se aplica para  $F_s=30, 60$  y  $120$  fps. Evidentemente, la propuesta puede compensar un rango más amplio de desviaciones de frecuencia (ver Figs. 4.9(e)-(g)). En este sentido, estos resultados muestran que la propuesta puede tratar con señales que presentan grandes desviaciones de frecuencia utilizando cualquiera de los valores  $F_s$  considerados en la norma. La tabla 4.4 muestra los rangos establecidos por la norma IEEE. C37.118.1, que depende de la tasa de reporte y los rangos que se pueden compensar con la propuesta. Para todas las tasas de reporte, los rangos compensados exceden los establecidos por el Std. De hecho, para una tasa de informe de 60 fps, se alcanza un rango de  $\pm 30$  Hz (de 30 a 90 Hz), superando otros trabajos reportados.

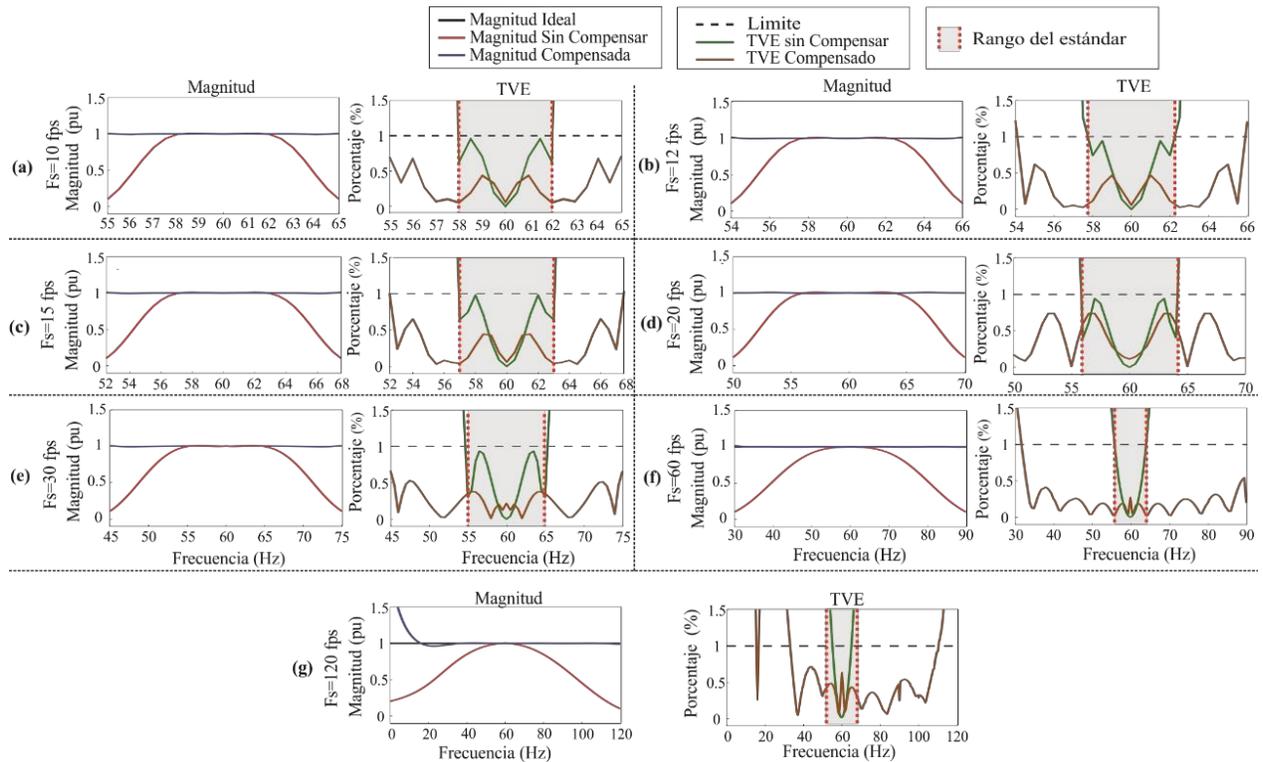


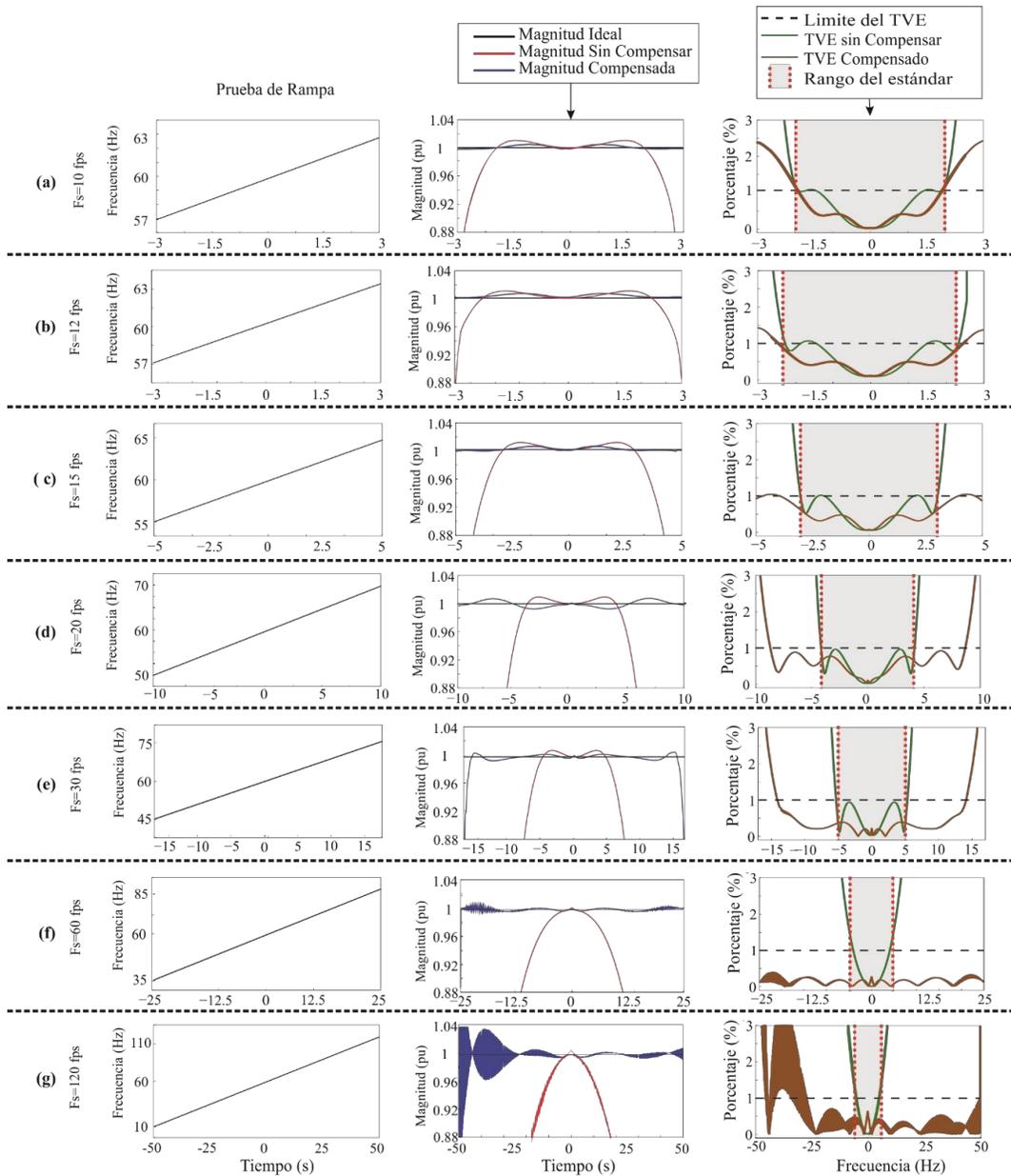
Figura 4-9. Resultados de Magnitud y de TVE para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps y (g) 120 fps.

Tabla 4-4. Rangos de compensación para diferentes rangos de reporte.

Tasa de reporte (fps)	Rango Establecido por IEEE Std. C37.118.1	Rango con la etapa de compensación propuesta
10	±2 Hz	±5 Hz
12	±2.4 Hz	±6 Hz
15	±3 Hz	±8 Hz
20	±4 Hz	±10 Hz
30	±5 Hz	±15 Hz
60	±5 Hz	±30 Hz
120	±5 Hz	De 37 a 110 Hz alrededor de la fundamental

#### 4.1.2.3 Pruebas Dinámicas

La Figura 4.10 muestra los resultados de la prueba dinámica para los valores de  $F_s$  que se muestran en la norma para pruebas dinámicas. La prueba dinámica considera una rampa de frecuencia lineal con una pendiente positiva de 1 Hz/s.



**Figura 4-10. Resultados de magnitud y TVE para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps y (g) 120 fps.**

El rango de frecuencia depende del valor de  $F_s$  (consulte la norma IEEE C37.118. 2014 para pruebas dinámicas), por ejemplo, se considera un rango de frecuencia de 56 a 64 Hz para  $F_s=20$  fps desde  $\pm F_s/5 = \pm 4$  Hz. En la Figura 4.10(a), se presenta el caso de  $F_s=10$  fps. Allí, la gráfica en el lado izquierdo presenta los valores de frecuencia utilizados para la prueba de rampa, que se

establece en  $F_s/5(\pm 2 \text{ Hz})$ . La gráfica en el centro muestra los resultados de magnitud, donde las magnitudes ideales, no compensadas y compensadas se representan en colores negro, rojo y azul, respectivamente. Aunque la magnitud no compensada es cercana a la ideal en el rango válido, tiene fluctuaciones significativas que afectan directamente el valor de TVE. Además, la gráfica en el lado derecho describe los valores de TVE obtenidos para la prueba de rampa, donde el límite máximo permitido de TVE se indica mediante una línea negra punteada. Esta trama muestra que tanto la propuesta como el Std. son válidos en el mismo rango ( $\pm 2 \text{ Hz}$ ) (indicado por el área gris). A pesar de tener un rango similar, la propuesta presenta para la mayoría de los valores de frecuencia un TVE más bajo que el obtenido por el algoritmo no compensado, por ejemplo, en la Fig. 4.10(a), el TVE no compensado por un tiempo de 1.5 s está cerca del límite admisible (1%), mientras que la TVE compensada se acerca al 0.5%. Con respecto al caso de  $F_s=12 \text{ fps}$ , la Fig. 4.10(b) muestra que el rango de TVE establecido por el Std. es  $\pm 2 \frac{1}{3} \text{ Hz}$  (área gris), que es superada por la propuesta con un rango de  $\pm 2.5 \text{ Hz}$ . En el mismo sentido, el caso de  $F_s=15 \text{ fps}$  muestra que el rango del estándar ( $\pm 3 \text{ Hz}$ ) es superado por la propuesta, ya que puede tratar con un rango de  $\pm 4 \text{ Hz}$  (Fig. 4.10(c)). Los casos restantes de  $F_s$ , 20, 30, 60 y 120 fps, también se presentan en las Figs. 4.10(d)-(g), respectivamente, donde el Std. Establece un rango válido de  $\pm 5 \text{ Hz}$  (áreas grises). En estos casos, la propuesta alcanza rangos de frecuencia de  $\pm 8.5$ ,  $\pm 14$ ,  $\pm 26$  y  $27$  a  $50 \text{ Hz}$ , respectivamente. De los resultados mencionados anteriormente, se observa que el modelo propuesto permite mejoras en la compensación de magnitud bajo desviaciones de frecuencia dinámicas incluso para el valor más bajo de  $F_s$ , es decir,  $F_s = 10 \text{ fps}$ , que es una tarea difícil debido al pequeño ancho de banda disponible ( $F_s/2$ ). Además, también se observa que el rango de  $\Delta Freq$  que el modelo propuesto puede compensar depende del ancho de banda disponible de  $F_s$ , que tiene un rango de compensación de  $27$  a  $50 \text{ Hz}$  para un  $F_s$  de  $120 \text{ fps}$ . Por lo tanto, cuanto mayor sea el valor de  $F_s$ , más amplio será el rango de desviaciones de frecuencia que el modelo puede compensar. La tabla 4.5 muestra los rangos establecidos por la norma IEEE. C37.118.1, que depende de la tasa de informe y los rangos que se pueden compensar con la propuesta. Para todas las tasas de informe, los resultados de la Fig. 4.10 en la tercera columna muestran que la propuesta genera un valor TVE más bajo (líneas en color marrón).

**Tabla 4-5. Rangos de compensación para diferentes tasas de reporte en pruebas dinámicas.**

Tasa de reporte (fps)	Rango Establecido por IEEE Std. C37.118.1	Rango con la etapa de compensación propuesta
10	±2 Hz	±2 Hz
12	±2 1/3 Hz	±2.5 Hz
15	±3 Hz	±4 Hz
20	±4 Hz	±8.5 Hz
30	±5 Hz	±14 Hz
60	±5 Hz	±26 Hz
120	±5 Hz	27 a 50 Hz

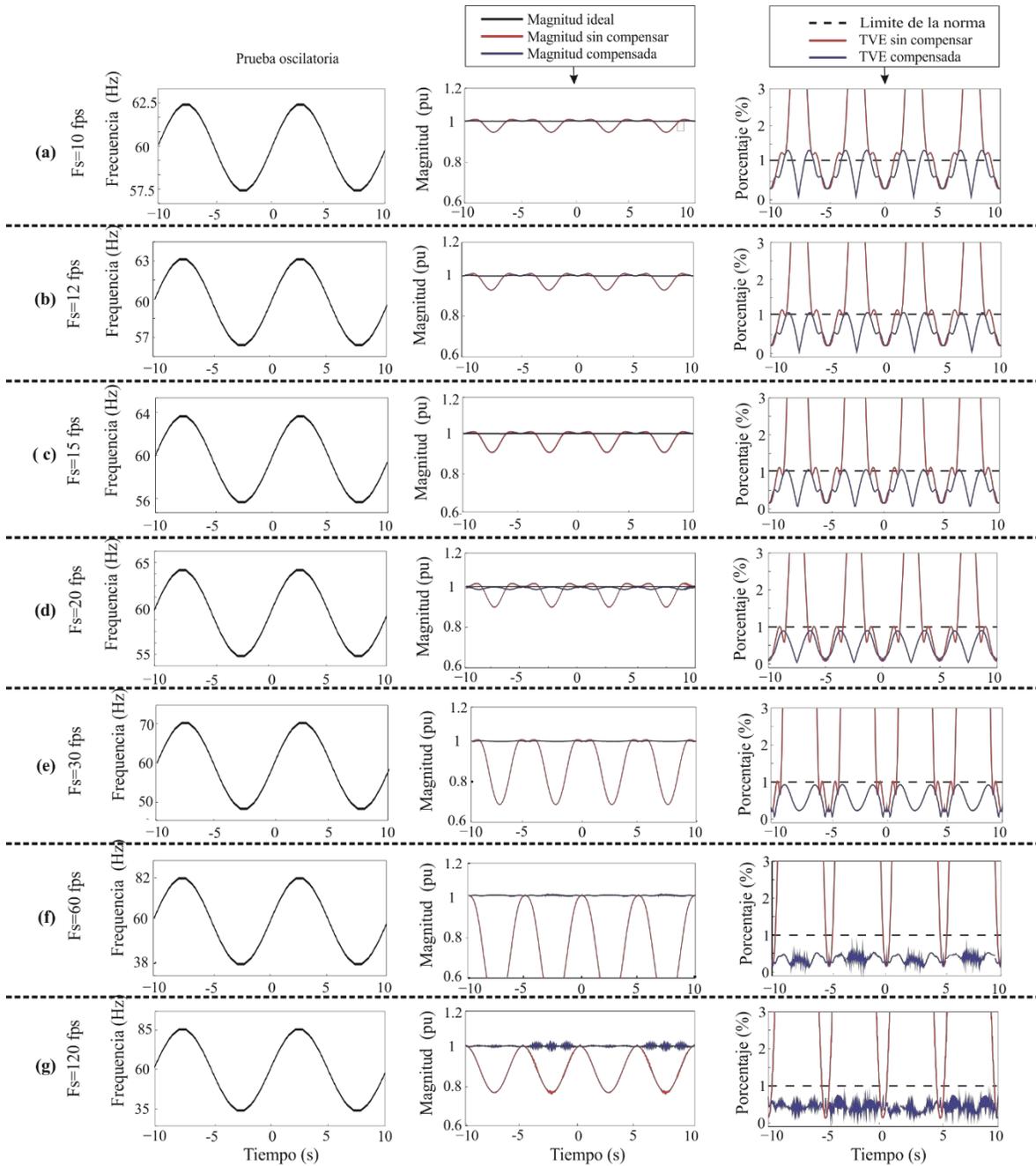
#### 4.1.2.4 Prueba dinámica: oscilación sinusoidal de baja frecuencia

La Figura 4.11 muestra los resultados de la prueba de oscilación sinusoidal de baja frecuencia o modulación en frecuencia sinusoidal. Como se mencionó anteriormente, el IEEE Std. C37.118.1 no presenta información para esta prueba. En este sentido, las pruebas se construyen utilizando la siguiente ecuación

$$X_a = X_m \cos[2\pi f_0 t - A_f \cos(2\pi f_f t) / f_f + A_f / f_f] \quad (56)$$

donde se propone que  $A_f$  tome valores similares a los tomados por  $\Delta Freq$  en las pruebas de rampa de frecuencia lineal. Por lo tanto, los valores de  $A_f$  para  $F_s$  igual a 10, 12, 15, 20, 30, 60 y 120 fps son 2.5, 3, 4, 5, 10, 22 y 25 Hz, respectivamente. Para todos los valores de  $F_s$ ,  $f_f$  se establece en 0.1 Hz, donde se consideran dos períodos. Vale la pena señalar que el objetivo de estas pruebas es mostrar las capacidades de la propuesta para compensar la magnitud bajo amplias desviaciones de frecuencia, incluso para oscilaciones sinusoidales de baja frecuencia. En la Figura 4.11(a), se presenta el caso de  $F_s=10$  fps. Allí, la gráfica en el lado izquierdo presenta los valores de frecuencia utilizados para la prueba oscilatoria. La gráfica en el centro muestra los resultados de magnitud, donde las magnitudes ideal, no compensada y compensada se representan en colores negro, rojo y azul, respectivamente. Aunque la magnitud no compensada es cercana a la ideal en un rango pequeño, deteriora su precisión a medida que aumenta la desviación de frecuencia. Al

igual que en el caso del



**Figura 4-11. Resultados de magnitud y TVE para: (a) 10 fps, (b) 12 fps, (c) 15 fps, (d) 20 fps, (e) 30 fps, (f) 60 fps y (g) 120 fps.**

estudio con señales sintéticas, la gráfica en el lado derecho describe los valores de TVE obtenidos, donde se observa que tanto el algoritmo compensado como el no compensado tienen un rango similar; sin embargo, el rango de desviación de frecuencia que la propuesta puede compensar aumenta junto con el incremento de  $F_s$ . Por ejemplo, la Fig. 4.11(c) muestra que el TVE no se

excede para un  $\Delta Freq = \pm 4$  con un  $F_s = 15$  fps, mientras que la Fig. 4.11(g) muestra que el TVE no se excede para un  $\Delta Freq = \pm 25$  con un  $F_s = 120$  fps. Se observan resultados periódicos de magnitud y TVE debido a la periodicidad inherente de la oscilación sinusoidal. Es importante mencionar que el estándar no establece un límite de TVE para esta prueba; sin embargo, se utiliza el límite del 1% de TVE. Aunque algunos valores para el TVE compensado (color azul en la Fig. 4.11) superan el 1%, son mucho mejores que los obtenidos para el TVE no compensado, lo que demuestra la utilidad de la propuesta. De hecho, para tasas de informe más altas, los valores de TVE se mantienen por debajo del límite del 1%. En general, los resultados demuestran que el modelo de compensación propuesto para las PMU de clase M puede compensar la magnitud bajo desviaciones de frecuencia amplias, incluso si tienen oscilaciones sinusoidales de baja frecuencia. Por lo tanto, las aplicaciones del sistema de energía que dependen de la precisión de la medición de magnitud pueden evitar verse afectadas ante desviaciones de frecuencia.

#### 4.1.2.5 Señales en un simulador digital en tiempo real (RTD)

Para validar la propuesta en un escenario más real, se utilizan señales sintéticas y un simulador digital en tiempo real. La Figura 4.12 muestra la configuración experimental. Consiste en una computadora para generar las señales utilizando los modelos matemáticos presentados en la norma IEEE C37.118 y una tarjeta controladora DS1103 PPC de dSPACE. Esta placa es un sistema de placa única con procesador en tiempo real PPC750GX, ADCs de 16 bits con un error de desplazamiento de  $\pm 5$  mv y un error de ganancia de  $\pm 0.25\%$ , y DAC de 16 bits con un error de desplazamiento de  $\pm 1$  mv y una ganancia de  $\pm 0.5\%$  error. La placa genera la señal bajo análisis usando un DAC y adquiere la señal generada usando un ADC.

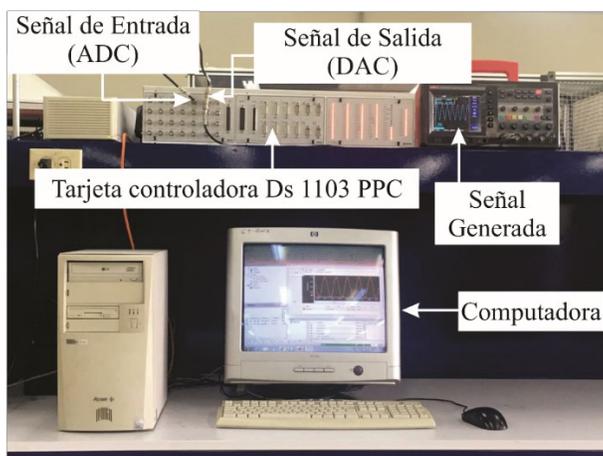
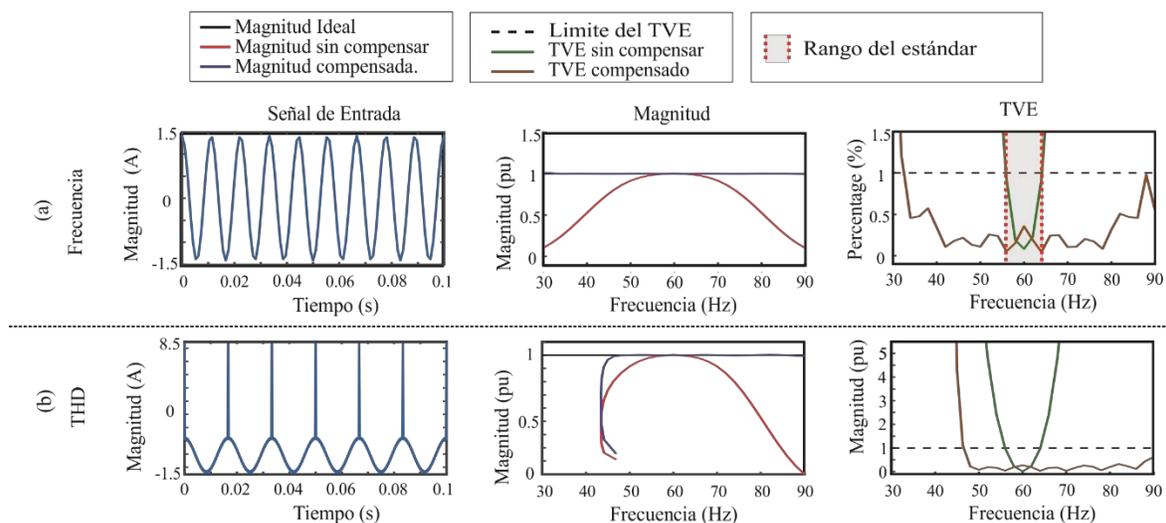


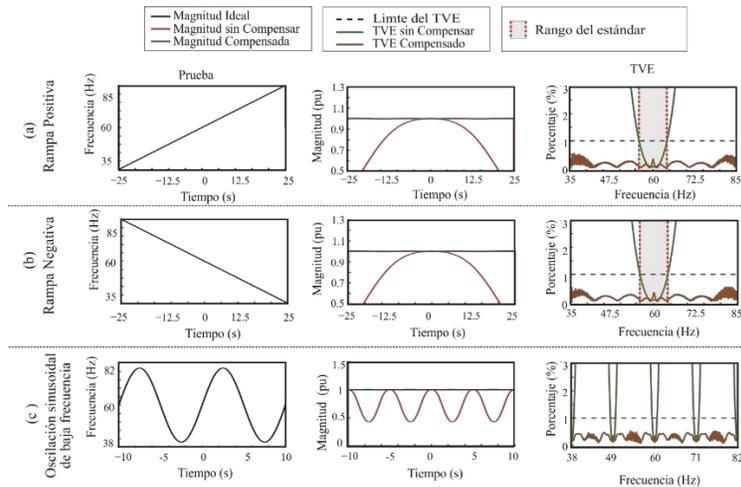
Figura 4-12. Configuración experimental utilizando un RTD.

Figs. 4.13 y 4.14 muestran los resultados obtenidos, donde solo se utiliza una tasa de reporte de 60 fps. En la Fig. 4.13(a), se muestran los resultados de las pruebas de frecuencia en estado estable. La primera columna es un ejemplo de una señal generada. La segunda columna presenta los resultados de la magnitud donde se observa que la propuesta puede compensar un rango de frecuencia más amplio (de 30 a 90 Hz). La tercera columna muestra los valores de TVE que confirman el amplio rango de compensación. De manera similar, la Fig. 4.13(b) muestra los resultados de la prueba de distorsión armónica, donde se utiliza el 10% de cada armónico hasta el 50vo. cómo se indica en la norma, los resultados de TVE muestran que se puede compensar un rango de 47.5 a 90 Hz (tercera columna), lo que demuestra la efectividad de la propuesta. Un área gris no se muestra en la tercera columna de la Fig. 4.13(b), ya que la norma no considera la desviación de frecuencia y la distorsión armónica de una manera combinada; sin embargo, es evidente que la propuesta aumenta el rango donde el valor de TVE es aceptable.



**Figura 4-13. Pruebas experimentales en estado estacionario: (a) Frecuencia de cambios estáticos y (b) Prueba de distorsión armónica.**

La Fig. 4.14 muestra los resultados obtenidos para escenarios dinámicos, donde se llevan a cabo pruebas de frecuencia de rampa (positiva y negativa) y una prueba de oscilación sinusoidal de baja frecuencia. Para las pruebas de rampas, un rango de  $\pm 25$  Hz de desviación de frecuencia se compensa correctamente, aumentando el rango definido por el estándar. (área gris en la tercera columna). Por otro lado, en la prueba de oscilación sinusoidal de baja frecuencia (ver Fig. 4.14(c)), los resultados indican que la propuesta puede compensar la magnitud y, por lo tanto, mantener los valores de TVE dentro de los límites aceptables (línea en color marrón, tercera columna).



**Figura 4-14. Pruebas experimentales en condiciones dinámicas: (a) rampa positiva, (b) rampa negativa y (c) prueba de oscilación sinusoidal de baja frecuencia.**

#### 4.1.2.6 Configuración experimental y señales reales

Una vez que la propuesta se prueba con señales sintéticas, es necesario analizar su rendimiento en condiciones reales. A este respecto, se utiliza la configuración experimental que se muestra en la Fig. 4.15. Consiste en una fuente de alimentación de cuatro cuadrantes, modelo 8960-22 de LabVolt, que está conectada a una carga resistiva de 1.2 k $\Omega$  para tener una carga constante. La fuente de alimentación está configurada para generar una tensión nominal de 100 V (sin carga) con valores de frecuencia de 45 a 75 Hz. Estos valores representan una  $\Delta Freq$  de  $\pm 15$  Hz de la frecuencia nominal. De esta manera, es posible analizar el rendimiento de la propuesta en un amplio rango de frecuencias. Las señales de voltaje generadas se adquieren utilizando una tabla de acondicionamiento. En general, tiene una matriz con un divisor de voltaje con resistencias de película metálica que se usa para reducir el nivel de voltaje, un amplificador de aislamiento de precisión (modelo ISO124PND) que se usa para obtener un aislamiento galvánico entre el sistema de energía y el sistema de adquisición de datos (DAS), y filtro anti-aliasing de paso bajo Butterworth de segundo orden con una frecuencia de corte de 3 kHz utilizada para eliminar las frecuencias por encima de la frecuencia de Nyquist. Para el DAS, se utiliza una placa National Instruments USB-6211 con convertidores analógico digital de 16 bits y una frecuencia de muestreo de 6000 Hz. Los datos adquiridos se procesan en una computadora personal (PC) que ejecuta el software MATLAB. Para fines de comparación, se utiliza el analizador de calidad de energía Fluke 435. Esto proporciona los valores de referencia de la magnitud y la frecuencia de las señales que se están probando. Este analizador tiene una precisión de 0.1% según IEC61000-4-30 con una precisión de

$\pm 0.1\%$  en el rango de 1-600 VRMS. Para la medición de frecuencias, la resolución es de 0.001 Hz con una precisión de  $\pm 0.01\%$  Hz. Estos valores permiten su uso en este trabajo como sistema de medición de referencia.

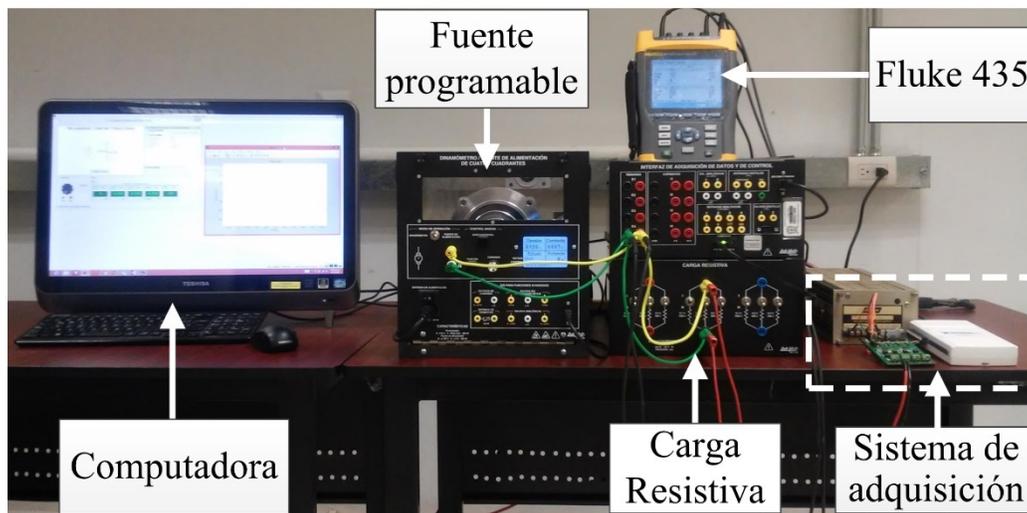


Figura 4-15. Puesta de experimento para desviación en frecuencia.

Las señales adquiridas tienen una duración de 5 segundos con valores constantes de frecuencia y amplitud. La Figura 4.16(a) muestra una de las señales de voltaje adquiridas, la cual tiene una amplitud de 97.1 VRMS y una frecuencia de 55.97 Hz medida por el Fluke 435. La Figura 4.16(b) representa los valores de referencia (línea negra) y la estimación de los valores de frecuencia (FPMU, línea azul), donde se elige un  $F_s=60$  fps.

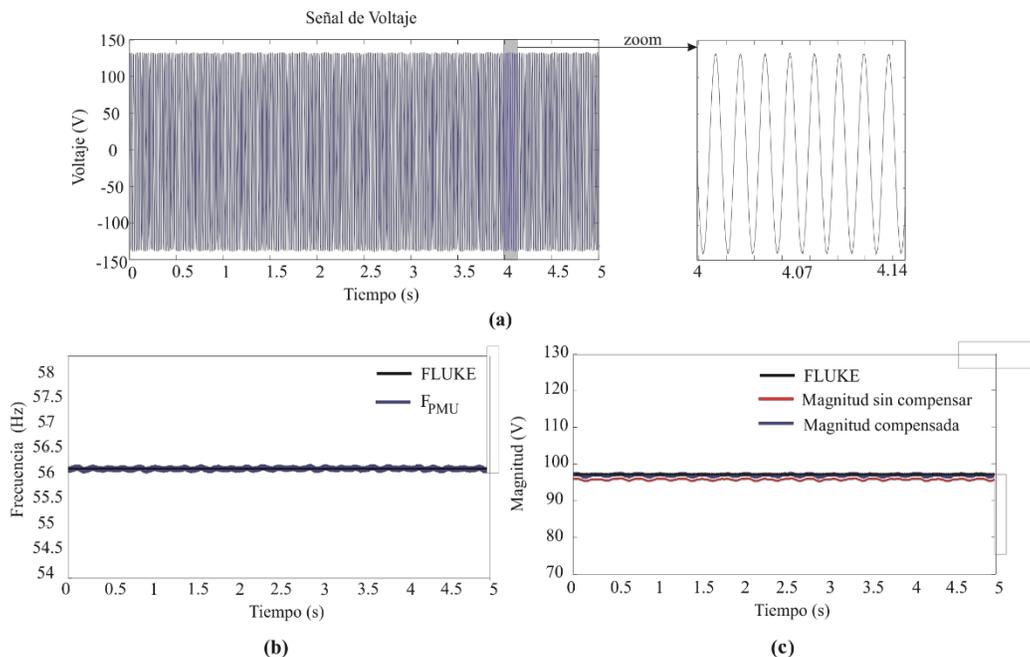


Figura 4-16. Señales reales: (a) Señal de voltaje, (b) Resultados de frecuencia, y (c) Resultados de magnitud.

Finalmente, la Fig. 4.16(c) presenta los valores de magnitud, donde los colores negro, rojo y azul denotan los valores de referencia, no compensados y compensados, respectivamente. Se puede observar que las diferencias entre la magnitud de referencia y la magnitud compensada son mínimas. Esto muestra que la propuesta puede compensar efectivamente la magnitud bajo una desviación de frecuencia en la señal de voltaje. La Tabla 4.6 muestra los valores de referencia para las señales bajo prueba y los resultados obtenidos utilizando la propuesta.

En la Tabla 4.6, se observa que los valores de frecuencia (reales) medidos no son números enteros ya que la fuente de alimentación no genera una señal perfecta en la frecuencia, es decir, la fuente de alimentación está configurada para generar una señal de 56 Hz, pero genera una Señal de 55.97 Hz. En las columnas de resultados, se presentan la magnitud proporcionada por la propuesta (MPMU) y los errores relativos para cada  $F_s$ .

Como se mencionó anteriormente, se pueden comparar con el TVE permitido por la norma considerando el ángulo de fase cero o igual y descartando el signo. Los valores de 45 y 75 Hz se indican con un asterisco, \*, ya que estos valores están fuera del rango de medición de frecuencia en el Fluke (configurado para sistemas de 60 Hz). Las celdas con el símbolo "-" indican que  $\Delta F_{rec}$  está fuera del rango para un valor específico de  $F_s$ . Por ejemplo, para un  $\Delta F_{rec}=15\text{Hz}$ , el resultado de  $F_s=20$  fps no es posible ya que el rango considerado en la propuesta es  $F_s/2$  (10 Hz en este caso). En general, los errores relativos obtenidos están por debajo del 1%, lo que indica que la propuesta cumple con los requisitos de TVE. Respecto a las pruebas de 54.97 ( $\Delta F_{rec}=-5.03$ ) y 64.96 ( $\Delta F_{rec}=4.96$ ) Hz, se obtienen errores relativos de 4.96 y 4.09%, respectivamente. Estos errores pueden deber a varios factores, por ejemplo, el ruido inevitable en señales reales; además de eso, los valores de referencia de frecuencia, -5.03 y 4.96, oscilan en los límites del rango amplio de frecuencia propuesto ( $\Delta F_{rec}=\pm 5$  Hz para  $F_s=10$  fps), que representan valores extremos en esta propuesta. Sin embargo, es importante mencionar que el IEEE Std. C37.118.1 considera un rango de desviación de frecuencia de  $\pm 2$  Hz para un valor de  $F_s=10$  fps (consulte la Tabla 2.1); por lo tanto, no es una condición crítica, ya que la propuesta está superando ese rango.

**Tabla 4-6. Resultados para pruebas reales y comparativa con valores de referencia.**

Pruebas Reales. Valores de Referencia (Fluke 435)		Parámetros	Resultados obtenidos con la metodología de compensación para cada tasa de reporte						
Frecuencia real/ $\Delta$ Frec (Hz)	Magnitud (VRMS)		10	12	15	20	30	60	120
45*/-15*	96.5	MPMU (VRMS)	--	--	--	--	--	96.08	96.57
		Error (%)	--	--	--	--	--	-0.44	0.07
49.97/-10.03	96.77	MPMU (VRMS)	--	--	--	96.28	96.38	96.6	96.56
		Error (%)	--	--	--	-0.51	-0.40	-0.18	-0.22
54.97/-5.03	97	MPMU (VRMS)	101.81	96.27	96.66	96.84	97.16	96.91	96.47
		Error (%)	4.96	-0.75	-0.35	-0.16	0.16	-0.09	-0.55
55.97/-4.03	97.1	MPMU (VRMS)	96.26	96.73	96.99	96.34	97.27	96.89	96.57
		Error (%)	-0.87	-0.38	-0.11	-0.78	0.18	-0.22	-0.55
56.97/-3.03	97.15	MPMU (VRMS)	97.02	97.02	97	96.24	97.21	96.83	96.7
		Error (%)	-0.13	-0.13	-0.15	-0.94	0.06	-0.33	-0.46
57.96/-2.04	97.25	MPMU (VRMS)	97.07	97.12	97.28	96.58	97.02	96.84	96.94
		Error (%)	-0.19	-0.13	0.03	-0.69	-0.24	-0.42	-0.32
58.96/-1.04	97.3	MPMU (VRMS)	97.47	97.51	97.48	96.85	96.86	96.96	97.25
		Error (%)	0.17	0.22	0.18	-0.46	-0.45	-0.35	-0.05
59.96/-0.04	97.38	MPMU (VRMS)	97.35	97.35	97.35	97.38	97.48	97.56	97.85
		Error (%)	-0.03	-0.03	-0.03	0	0.1	0.18	0.48
60.96/0.96	97.4	MPMU (VRMS)	97.61	97.63	97.58	96.98	96.97	97.09	97.4
		Error (%)	0.22	0.24	0.18	-0.43	-0.44	-0.32	0
61.96/1.96	97.45	MPMU (VRMS)	97.27	97.34	97.51	96.8	97.19	97.03	97.15
		Error (%)	-0.18	-0.11	0.06	-0.67	-0.27	-0.43	-0.31
62.96/2.96	97.5	MPMU (VRMS)	97.35	97.32	97.31	96.56	97.5	97.13	97.03
		Error (%)	-0.15	-0.18	-0.19	-0.96	0	-0.38	-0.48
63.96/3.96	97.54	MPMU (VRMS)	96.68	97.18	97.4	96.72	97.68	97.29	96.98
		Error (%)	-0.88	-0.37	-0.14	-0.84	0.14	-0.26	-0.57
64.96/4.96	97.6	MPMU (VRMS)	101.59	96.76	97.23	97.33	97.71	97.44	97.01
		Error (%)	4.09	-0.86	-0.38	-0.28	0.11	-0.16	-0.60
69.96/9.96	97.91	MPMU (VRMS)	--	--	--	98.32	97.46	97.68	97.63
		Error (%)	--	--	--	0.42	-0.46	-0.23	-0.29
75*/15*	98.23	MPMU (VRMS)	--	--	--	--	--	97.69	98.2
		Error (%)	--	--	--	--	--	-0.55	-0.03

### **4.1.3 Caso de estudio 3; Algoritmo PMU clase P y M, con filtros complejos**

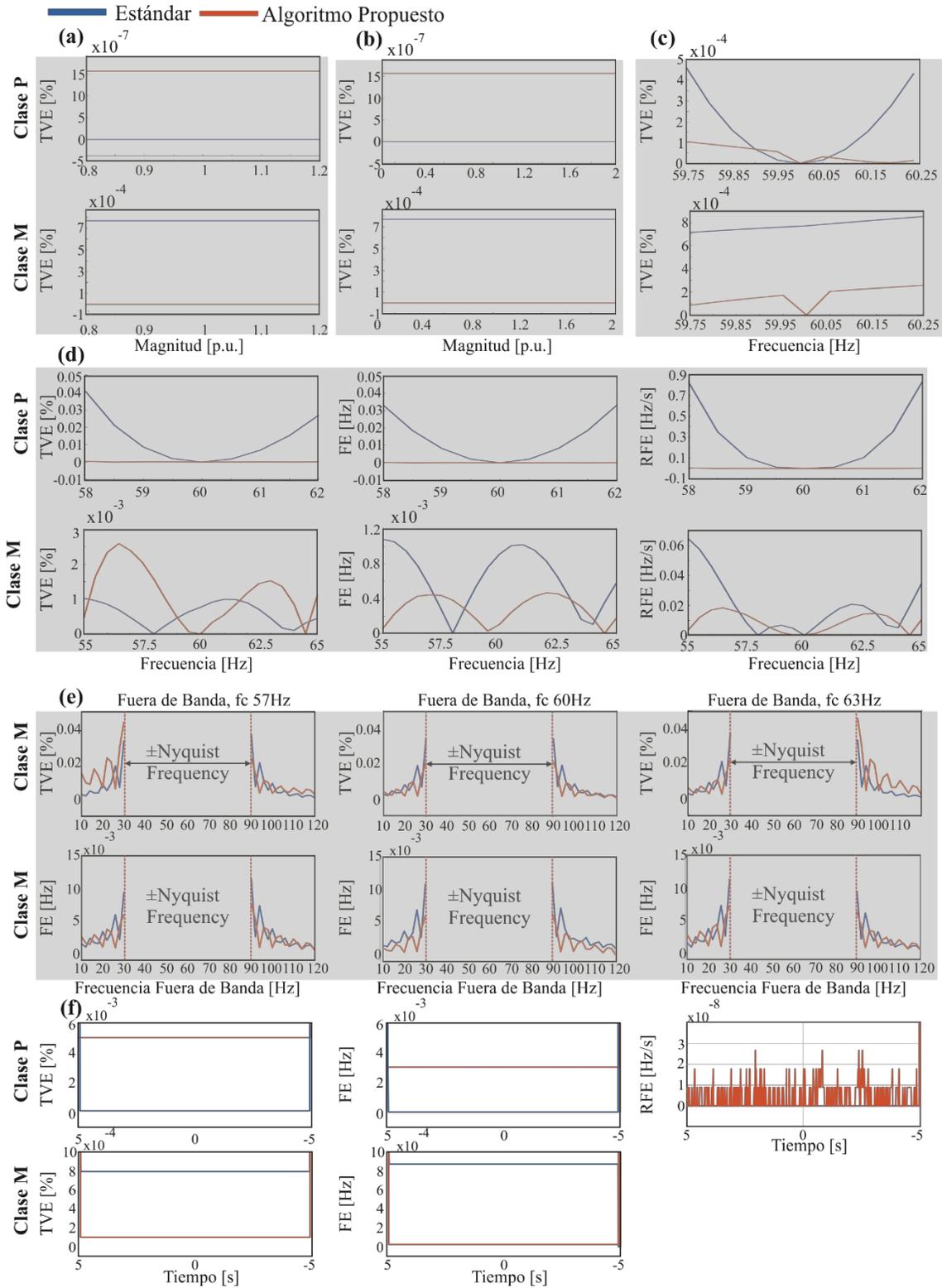
En esta sección, se presentan los resultados obtenidos por el algoritmo PMU clase M basada en filtros complejos. Para fines de comparación, los resultados obtenidos por el modelo de referencia presentado por la norma se contrastan con los obtenidos con el algoritmo propuesto. También cabe mencionar que ambos algoritmos, es decir, la propuesta y el modelo de referencia del estándar, se basan exclusivamente en filtros y no requieren algoritmos de seguimiento de frecuencia ni otras etapas de procesamiento y así poder realizar una comparación más justa. El proceso de validación se lleva a cabo de acuerdo con las pruebas estáticas y dinámicas que presenta el estándar, los requisitos de estas pruebas involucran parámetros como TVE, FE y RFE para observar su cumplimiento. El modelo de referencia del estándar, el algoritmo propuesto y la metodología de diseño del filtro se implementan utilizando el software Matlab. Todas las pruebas se realizan utilizando señales sintéticas programadas de acuerdo con los requisitos estándar.

#### ***4.1.3.1 Pruebas de estado estacionario***

Las pruebas de estado estable consiste en evaluar parámetros estáticos de magnitud, fase y frecuencia durante intervalos de tiempo de 10 segundos. Estas pruebas permiten el análisis de la estimación del fasor en diferentes condiciones tales como la desviación de frecuencia, la distorsión armónica e inter-armónica.

##### **4.1.3.1.1 Prueba de magnitud**

La prueba de magnitud se lleva a cabo evaluando la amplitud de una señal sinusoidal sintética que oscila entre 0.8 y 1.2 p.u. para aplicaciones de voltaje y de 0.1 a 2 para aplicaciones de corriente. La precisión permitida para la estimación del fasor se limita a un valor de TVE del 1%. Como se muestra en las Figs. 4.17(a) y 4.17(b), los valores de TVE obtenidos para cada condición están muy por debajo del 1% para las clases P y M. Del mismo modo, los valores máximos de error se enumeran en la Tabla 4.7 para comparar la precisión de ambos algoritmos (el algoritmo propuesto y el presentado por el estándar) donde se alcanzan valores TVE más bajos en el algoritmo estándar para la clase P con un error TVE de  $2.34 \times 10^{-12} \%$  contra  $1.57 \times 10^{-6} \%$  del algoritmo propuesto; pero, el algoritmo propuesto



**Figura 4-17. Pruebas estáticas para una PMU: clase P y clase M. (a) Prueba de magnitud de voltaje, (b) Prueba de magnitud de corriente, (c) Prueba de fase, (d) Prueba de frecuencia, (e) Prueba de fuera de banda (solo clase M) y (f) prueba de THD.**

para la clase M logra un error menor con un TVE de  $9.93 \times 10^{-8}\%$ . En general, ambos algoritmos proporcionan resultados precisos al considerar que el límite de TVE es del 1%.

**Tabla 4-7. Errores máximos para pruebas estáticas.**

Prueba	Clase	Algoritmo del estándar			Algoritmo Propuesto		
		TVE [%]	FE[Hz]	RFE[Hz/s]	TVE [%]	FE[Hz]	RFE[Hz/s]
Magnitud en Voltaje	P	$2.34 \times 10^{-12}$	--	--	$1.57 \times 10^{-6}$	--	--
	M	$7.69 \times 10^{-4}$	--	--	$9.93 \times 10^{-8}$	--	--
Magnitud de Corriente	P	$2.34 \times 10^{-12}$	--	--	$1.57 \times 10^{-6}$	--	--
	M	$7.69 \times 10^{-4}$	--	--	$9.93 \times 10^{-8}$	--	--
Frecuencia	P	$4.09 \times 10^{-2}$	$3.31 \times 10^{-2}$	0.8291	$4.42 \times 10^{-4}$	$2.27 \times 10^{-4}$	$5.70 \times 10^{-3}$
	M	$1.05 \times 10^{-3}$	$1.10 \times 10^{-3}$	$6.51 \times 10^{-2}$	$2.6 \times 10^{-3}$	$4.67 \times 10^{-4}$	$1.85 \times 10^{-2}$
Fase	P	$4.60 \times 10^{-4}$	--	--	$1.05 \times 10^{-4}$	--	--
	M	$8.49 \times 10^{-4}$	--	--	$2.57 \times 10^{-4}$	--	--
Interferencia fuera de Banda	M	$3.71 \times 10^{-2}$	$1.14 \times 10^{-2}$	--	$4.60 \times 10^{-2}$	$7.30 \times 10^{-3}$	--
THD	P	$6.76 \times 10^{-12}$	$1.53 \times 10^{-12}$	$1.07 \times 10^{-10}$	$5.00 \times 10^{-3}$	$3.00 \times 10^{-3}$	$2.67 \times 10^{-8}$
	M	$7.93 \times 10^{-4}$	$8.71 \times 10^{-4}$	--	$1.01 \times 10^{-4}$	$2.47 \times 10^{-5}$	--

#### 4.1.3.1.2 Prueba de fase

En esta prueba, las condiciones de fase dentro de  $\pm\pi$  rad se logran por medio de desviaciones de frecuencia de 59.75 a 60.25 Hz como se describe en el estándar, tanto para la clase P como para la clase M. Como se muestra en la Fig. 4.17. (c), la precisión del fasor se evalúa mediante los valores de TVE donde ambos algoritmos están dentro de la precisión requerida. Del mismo modo, los valores máximos de TVE se enumeran en la Tabla 4.7, donde se obtienen TVE de  $4.60 \times 10^{-4}\%$  y  $8.49 \times 10^{-4}\%$  para la clase P y la clase M utilizando el algoritmo del modelo de referencia, mientras que para el algoritmo propuesto se obtienen errores menores, Es decir,  $1.05 \times 10^{-4}\%$  y  $2.57 \times 10^{-4}\%$ .

#### 4.1.3.1.3 Prueba de frecuencia

La prueba de frecuencia se utiliza para evaluar el fasor y la estimación de frecuencia sometidas a desviaciones de frecuencia por medio de una señal sintética con cambios en la frecuencia fundamental que varía de 58 a 62 Hz para la clase P y de 55 a 65 Hz para la clase M. La precisión de la estimación del fasor está dentro de los límites permitidos para el modelo de referencia y la propuesta, como se muestra en la Fig. 4.17(d); lamentablemente, algunos inconvenientes aparecen en el modelo de referencia IEEE cuando la frecuencia está más alejada del valor nominal para las estimaciones de frecuencia y ROCOF, alcanzando valores de precisión inadmisibles para la clase P en las estimaciones de frecuencia y ROCOF. Los valores obtenidos son 0.0331 Hz y 0.8291 Hz/s para FE y RFE como se muestra en la Tabla 4.7. Esto se asocia al bajo

rechazo a los componentes armónicos e inter-armónicos del filtro triangular propuesto por el estándar, ya que el componente de alta frecuencia generado por la modulación el proceso no se atenúa adecuadamente cuando están presentes frecuencias no nominales. Por otro lado, el modelo propuesto satisface los límites de precisión para la estimación de fasor, frecuencia y ROCOF tanto para la clase P como para la clase M.

#### **4.1.3.1.4 Prueba de interferencia fuera de banda**

La prueba de interferencia fuera de banda evalúa la inmunidad a la contaminación interarmónica, que es un tema importante para la clase M. Esta prueba es una de las pruebas más desafiantes. Para esta prueba, se deben probar las señales sinusoidales a frecuencia fundamental de 57, 60 y 63 Hz con varios valores de interferencia fuera de banda, esto es, con componentes interarmónicos cercanos al rango de medición del PMU. La interferencia fuera de banda corresponde a señales sinusoidales al 10% de la magnitud del componente fundamental, que oscila entre 10 y 120Hz, pero omite el rango dentro de la frecuencia Nyquist  $\pm f_{ps}/2$  alrededor de la frecuencia fundamental. Como se muestra en la Fig. 4.17 (e), ambos algoritmos tienen niveles de precisión admisibles para la estimación del fasor. Sin embargo, los valores fuera del rango se obtienen mediante el modelo de referencia para la estimación de frecuencia cercana a los límites de frecuencia de Nyquist (30Hz y 90Hz) cuando existe una desviación de frecuencia con un valor de *FE* máximo de 0.0114 Hz sobre la *FE* permitida (0.01 Hz) como se muestra en Tabla 2.1. Por el contrario, el valor de *FE* para el algoritmo propuesto es 0.0073 Hz dentro de los requisitos de precisión. Respecto a los valores de *TVE*, ambos algoritmos cumplen los requisitos de precisión con 0.037% y 0.046% para el modelo de referencia y el algoritmo propuesto, respectivamente.

#### **4.1.3.1.5 Prueba de distorsión armónica total**

La prueba de rechazo de armónicos se lleva a cabo mediante la construcción de una señal sintética con componentes armónicos hasta el 50tavo, de manera que se obtiene un THD de 1% para la clase P y 10% para la clase M. Como se muestra en la Fig. 4.17(f), ambos algoritmos tienen la precisión requerida para la clase P y la clase M, donde el algoritmo propuesto para la clase M logra niveles de error más bajos. En la Tabla 4.7, se resumen los errores máximos, donde se observa un valor máximo de *TVE* de  $7.93 \times 10^{-4}\%$  para la clase M en el algoritmo del modelo de referencia contra  $1.01 \times 10^{-4}\%$  obtenido para el algoritmo propuesto. Asimismo, los valores *FE* y *RFE* cumplen

los requisitos de precisión con valores máximos de  $1.53 \times 10^{-12}$  Hz y  $1.07 \times 10^{-10}$  Hz/s obtenidos por el modelo de referencia y  $3.00 \times 10^{-3}$  Hz y  $2.67 \times 10^{-8}$  Hz/s para el modelo propuesto.

#### **4.1.3.2 Pruebas dinámicas**

Para la evaluación dinámica del rendimiento, la modulación de amplitud y fase y los cambios de rampa de frecuencia se llevan a cabo como se describe en el estándar IEEE C37.118. La prueba de modulación se emplea para determinar el ancho de banda del sincrofasor, mientras que la prueba de rampa de frecuencia se utiliza para medir el rendimiento durante los cambios de frecuencia utilizando una rampa de frecuencia lineal con pendiente positiva y negativa.

##### **4.1.3.2.1 Prueba de modulación de amplitud**

La prueba de modulación se realiza llevando a cabo un cambio de frecuencia de 58-62 Hz en pasos de 0.2 para la clase P y 55-65 Hz en pasos de 0.2 Hz para la clase M. Con respecto a los resultados obtenidos, los valores de error para el modelo de referencia y el algoritmo propuesto están por debajo de los límites establecidos en la norma como se muestra en la Fig. 4.18(a). En esta Figura, se muestra la prueba de modulación de amplitud para la clase P y la clase M, así como sus respectivos valores TVE, FE y RFE, donde la línea azul representa los valores máximos para el algoritmo estándar y la línea naranja representa los valores para el algoritmo propuesto. En la Tabla 4.8, se puede ver que ambos algoritmos están por debajo de los límites, por ejemplo, el valor máximo de TVE para el algoritmo propuesto es de 0.0316% mientras que el algoritmo definido por el estándar obtiene un valor de TVE de 0.0375%, lo que indica que el algoritmo propuesto estima un resultado más preciso, de este modo, se obtiene un valor más cercano a la referencia. Por otro lado, para la

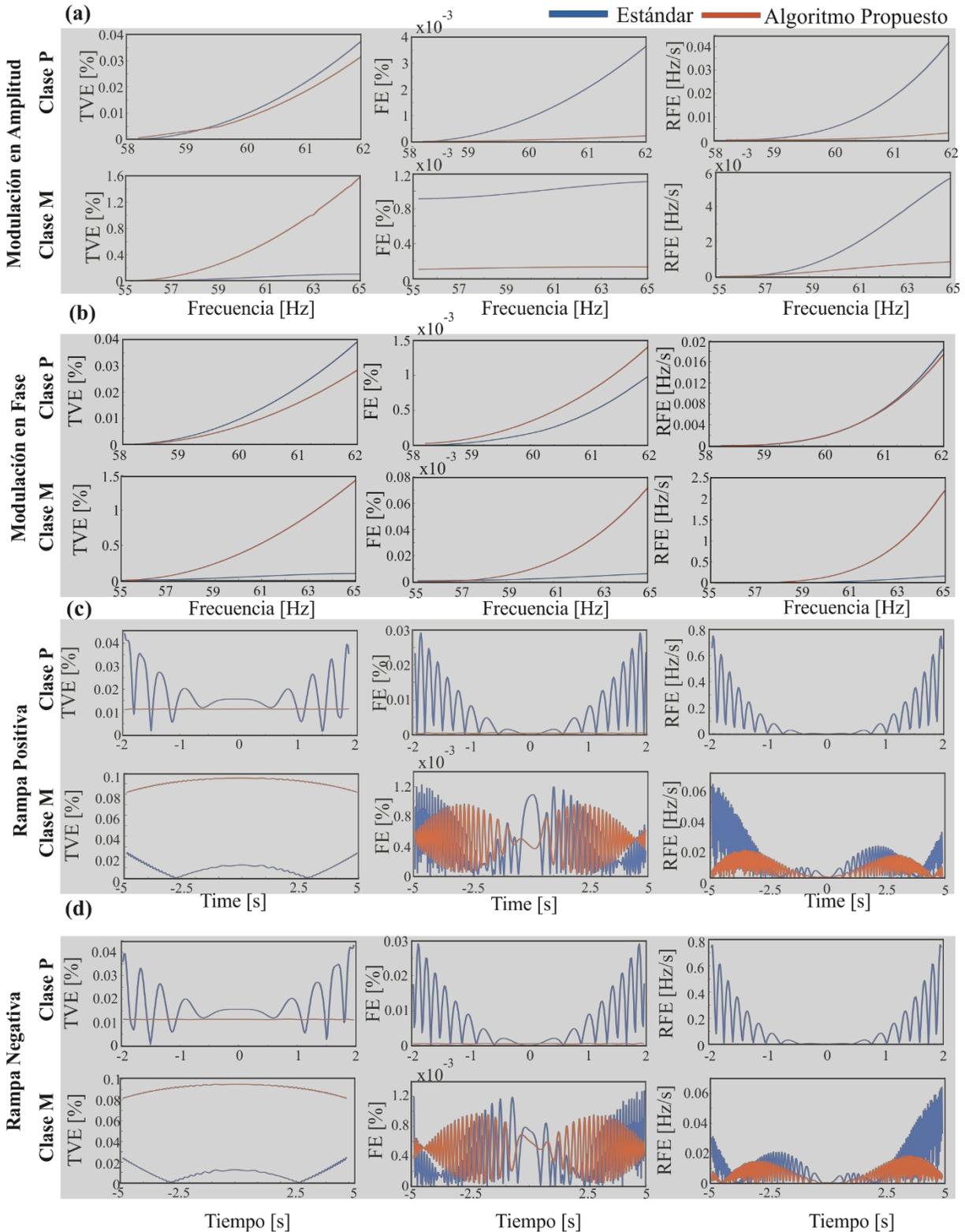


Figura 4-18. Pruebas dinámicas para PMU: clase P y clase M: (a) prueba de modulación de magnitud, (b) prueba de modulación de fase, (c) prueba de rampa positiva y (d) prueba de rampa negativa.

clase M, solo el valor de TVE es mayor que los valores obtenidos del algoritmo utilizado por el estándar; sin embargo, estos valores están dentro de los límites establecidos por la norma.

**Tabla 4-8. Valores máximos de error para pruebas dinámicas.**

Prueba	Clase	Algoritmo del estándar			Algoritmo Propuesto		
		TVE [%]	FE [Hz]	RFE [Hz/s]	TVE [%]	FE [Hz]	RFE [Hz/s]
Modulación en Amplitud	P	0.0375	0.0037	0.0421	0.0316	2.37x10 <sup>-4</sup>	0.0031
	M	0.1043	0.0011	0.0056	1.5892	1.33x10 <sup>-4</sup>	8.43x10 <sup>-4</sup>
Modulación en Fase	P	0.0392	9.86x10 <sup>-4</sup>	0.0185	0.0284	0.0014	0.0175
	M	0.0956	0.0062	0.1647	1.4303	0.0716	2.2048
Rampa Positiva	P	0.0345	0.0209	0.4768	0.0114	6.03x10 <sup>-4</sup>	0.0014
	M	0.0216	0.0012	0.0597	0.0953	9.64x10 <sup>-4</sup>	0.0185
Rampa Negativa	P	0.0343	0.0208	0.4639	0.0114	6.05x10 <sup>-4</sup>	0.0014
	M	0.0216	0.0013	0.0589	0.0953	9.73x10 <sup>-4</sup>	0.0184

#### 4.1.3.2.2 Prueba de modulación de fase

Para esta prueba, una modulación en fase se lleva a cabo de acuerdo con las características especificadas en la norma. La Fig. 4.18(b) muestra los valores máximos obtenidos por la referencia y el algoritmo propuesto. En estos gráficos, se puede ver que para la clase M, los valores de TVE, FE y RFE para el algoritmo de referencia son más bajos que los valores de algoritmo propuestos. Por otro lado, los valores TVE y RFE del algoritmo propuesto para la clase P son más bajos que el algoritmo de referencia. Sin embargo, ambas metodologías están dentro de los límites definidos por la norma. Por ejemplo, el valor RFE para la clase P obtenido por el algoritmo de referencia es 0.0185, mientras que el valor para la propuesta es 0.0175; sin embargo, ambos valores están por debajo del límite definido por la norma. En la Tabla 4.8, se concentran los valores máximos.

#### 4.1.3.2.3 Pruebas de rampa positiva y negativa.

En las Figs. 4.18. (c) y (d), se muestran las pruebas de rampa positiva y negativa, así como los valores para TVE, FE y RFE, respectivamente, donde se observa que los valores del algoritmo propuesto están por debajo de los valores del algoritmo estándar para la clase P. Con respecto a la clase M, se puede denotar un cambio en el valor de TVE, donde el valor para el estándar es más bajo que el de la metodología propuesta, pero se observa un comportamiento más suave para el algoritmo propuesto; sin embargo, ambos algoritmos proporcionan resultados que se encuentran dentro de los límites presentados en el estándar, incluidos FE y RFE. Por ejemplo, para la prueba de rampa positiva, los valores de TVE, FE y RFE para el algoritmo propuesto son 0.0114%, 6.03x10<sup>-4</sup> Hz y 0.0014 Hz/s, respectivamente. Por el contrario, los valores obtenidos por el algoritmo del modelo de referencia son 0.0345%, 0.0209 Hz y 0.4768 Hz/s. Estos resultados indican que la propuesta puede manejar mejor la desviación de frecuencias a diferencia del algoritmo de referencia. Debe observarse que los comportamientos son similares en las pruebas de rampa positiva y negativa. En la Tabla 4.8, se concentran los valores máximos de cada prueba. Para estos valores,

los resultados obtenidos durante el tiempo de transición (dos períodos de muestra antes y después de un cambio en la prueba ROCOF) en las Figs. 4.18(c) y (d) se descartan.

#### 4.1.3.2.4 Prueba de escalón

La evaluación del rendimiento del tiempo de respuesta y retardo se lleva a cabo mediante la evaluación de cambios de escalón en fase y magnitud. La prueba de escalón utiliza la transición entre dos estados para establecer los tiempos de respuesta y retardo, así como el sobre impulso en las mediciones. A este respecto, se utiliza un conjunto de pasos desplazados por una fracción constante del intervalo de informe. Es importante mencionar que los tiempos de respuesta y retraso son pequeños en comparación con los tiempos de informe de PMU. Por lo tanto, los resultados para cada paso se pueden intercalar para tener una curva de respuesta con una resolución más alta. Los límites para la clase P y la clase M se presentan en la norma, donde el tiempo de retardo corresponde al tiempo en que el parámetro escalonado alcanza un valor del 50% (línea horizontal) entre los valores de inicio y finalización de los estados estacionarios (ver Fig. 4.18(a)). Por otro lado, el tiempo de respuesta se define como la diferencia entre el tiempo en que la señal deja un límite de precisión específico y el tiempo en el que regresa y permanece dentro de este límite; por lo tanto, el tiempo de respuesta se determina a partir de las mediciones de error de TVE, FE y RFE. Figs. 4.18(b) y (c) muestran un ejemplo de cómo se obtienen los valores del algoritmo propuesto; por ejemplo, el cambio de paso en la prueba de magnitud para la clase M se muestra en la Fig. 4.18(b), donde la línea roja es el límite para el tiempo de retardo propuesto en el estándar y el cuadrado verde es el área donde el 50% del valor se logra entre los estados estacionarios inicial y final, como se ve en el área ampliada. La Tabla 4.9 muestra una comparación sobre el tiempo de retardo, el tiempo de respuesta y los valores de sobre impulso para ambos algoritmos. El valor para el tiempo de retardo del algoritmo propuesto es  $9.65 \times 10^{-5}$  s y para el valor estándar es  $9.97 \times 10^{-5}$  s para la clase P, donde ambos valores son más bajos que el valor máximo definido por el estándar. En la Fig. 4.18(c), se puede observar el proceso general para calcular el tiempo de respuesta. La primera imagen muestra la zona para la diferencia entre el tiempo en que la señal sale y regresa dentro del límite (representado por el cuadrado verde). La segunda imagen presenta el área ampliada del área denotada por el cuadrado verde, donde se puede ver la zona para el tiempo de respuesta para el cambio de paso en la prueba de magnitud para la clase M. En la Tabla 4.9, se observa que el valor para la metodología propuesta es 0.049 s si el valor para el algoritmo presentado por el estándar es

0.033 s. Aunque los valores de la propuesta son ligeramente más altos en algunos casos, todos los valores que se muestran en la Tabla 6 están por debajo de los valores límite que especifica la norma.

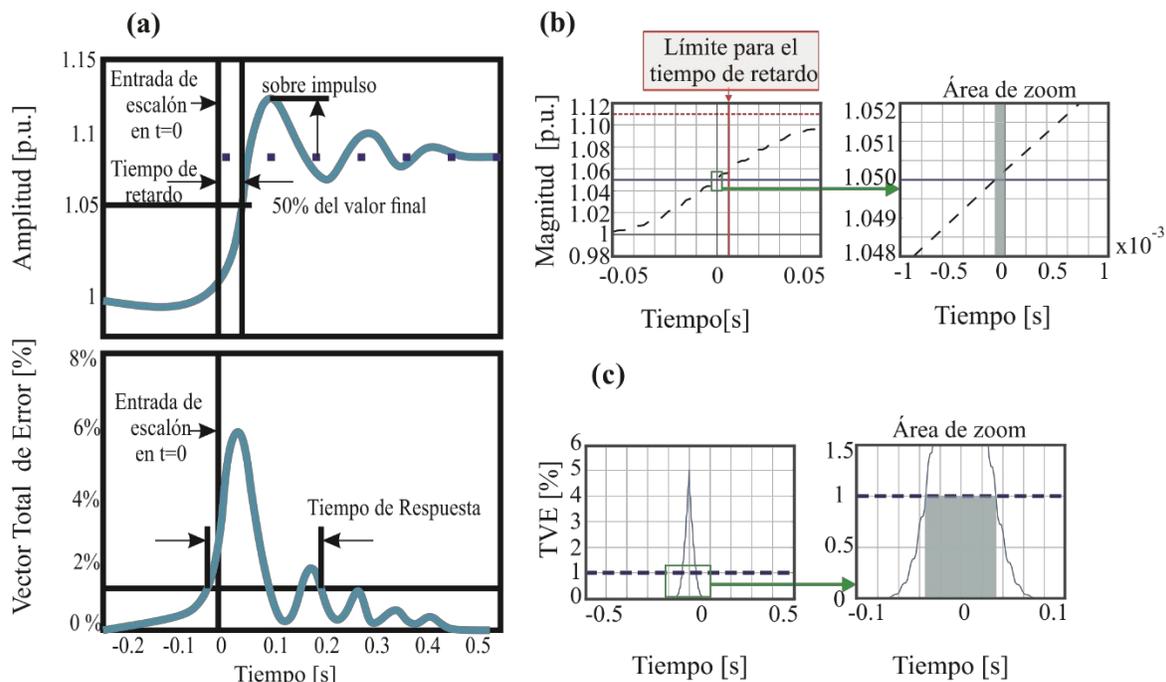


Figura 4-19. Prueba de cambio de paso para PMU's. (a) Referencia para la prueba bajo escalones, (b) Ejemplo de prueba para el tiempo de retardo (c) Ejemplo de prueba para el tiempo de respuesta.

Tabla 4-9. Resultados del cambio de paso.

Prueba	Tiempo de retardo		Tiempo de respuesta		Tiempo de respuesta FE		Tiempo de respuesta ROCOF		Sobre-impulso	
	MR	AP	MR	AP	MR	AP	MR	AP	MR	AP
Escalón en Magnitud-P	$9.97 \times 10^{-5}$	$9.65 \times 10^{-5}$	0.033	0.027	0.033	0.032	0.0497	0.048	0	0
Escalón en Fase-P	$8.27 \times 10^{-4}$	$7.63 \times 10^{-4}$	0.025	0.021	0.033	0.032	0.050	0.048	0	0
Escalón en Magnitud-M	$9.33 \times 10^{-5}$	$9.58 \times 10^{-5}$	0.033	0.049	0.087	0.084	0.140	0.120	6	0
Escalón en Magnitud-M	$7.60 \times 10^{-4}$	$7.55 \times 10^{-4}$	0.07	0.058	0.151	0.129	0.175	0.159	5.9	0

-MR: Modelo de referencia dado por el Std. C37.118.1 y AP: Algoritmo propuesto.

## 4.2 Caso de Estudio 2: Sistema experto para la detección de fallas de corto circuito entre espiras en transformadores.

### 4.2.1 Puesta de experimento

El experimento para verificar el comportamiento del HPMU, propone mediciones de voltaje y corriente para la detección y clasificación de fallas en transformadores y se muestra en la Fig. 4.20 (a). Para tener un registro claro de los diversos escenarios eléctricos, se utilizó un transformador con modificaciones de cortocircuito entre vueltas de una Fase y 1.5 kVA, con voltajes nominales de 120/240 V. En la Fig. 4.20 (b) se muestran las modificaciones del embobinado y las derivaciones para cortocircuito entre espiras. En este trabajo, la modificación en el transformador para crear la falla de cortocircuito se realiza cada 5 vueltas hasta 25 vueltas, en el devanado secundario, el devanado primario se encuentra en un estado saludable.

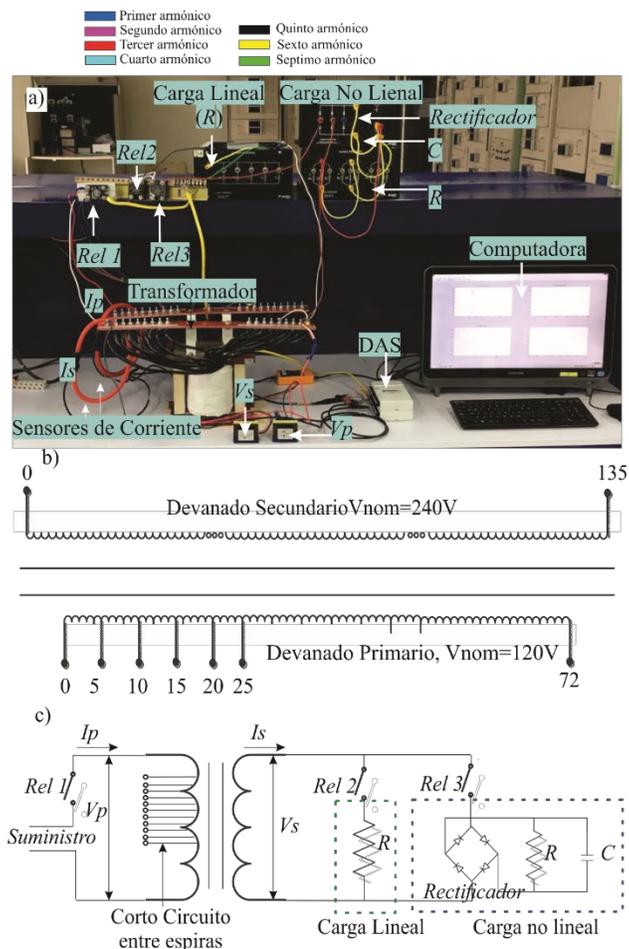


Figura 4-20. Puesta de experimento para transformadores.

### 4.2.2 Resultados de HPMU

Para validar el algoritmo HPMU, se realizaron varias pruebas con señales armónicas, un ejemplo para esto corresponde a la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
 X = & (5 / \sqrt{2}) \cos(2\pi f_0 t + 20) + (7 / \sqrt{2}) \cos(2\pi(2f_0) \\
 & t + 110) + (9 / \sqrt{2}) \cos(2\pi(3f_0)t + 200) + (11 / \sqrt{2}) \\
 & \cos(2\pi(4f_0) t + 290) + (13 / \sqrt{2}) \cos(2\pi(5f_0) t + 60)
 \end{aligned}
 \tag{57}$$

Los resultados obtenidos por el HPMU utilizando la señal sintética anterior se muestran en la Fig. 4.21, donde se representa la magnitud de cada armónico. Se puede observar que la propuesta tiene una buena precisión y sin fluctuaciones. Vale la mencionar que la tasa de informe utilizada en el trabajo es de 60 frames por segundo (fps), que es uno de los más rápidos. Por lo tanto, se puede concluir que el HPMU puede trabajar con señales de diferentes magnitudes en diferentes fases con una buena precisión.

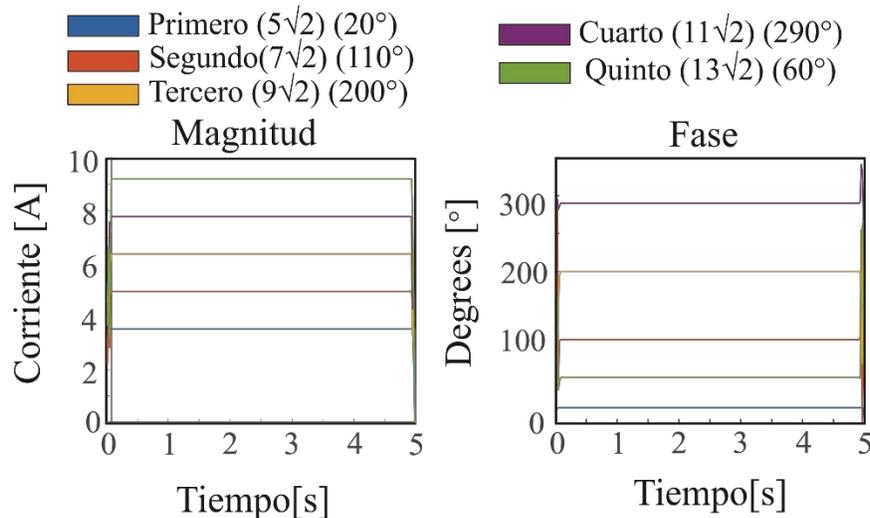


Figura 4-21. Resultados del HPMU para señales sintéticas.

Una vez que se verifica la eficacia del HPMU con señales sintéticas, el siguiente paso es utilizar el HPMU en señales adquiridas del transformador bajo diferentes condiciones. Con respecto a la metodología de diagnóstico de fallas, la Fig. 4.22 muestra un ejemplo de corrientes y voltajes adquiridos para diferentes condiciones de carga, de acuerdo con lo descrito en la configuración experimental. Específicamente para este caso, la Fig. 4.22 muestra las corrientes y voltajes para 5 vueltas en cortocircuito.

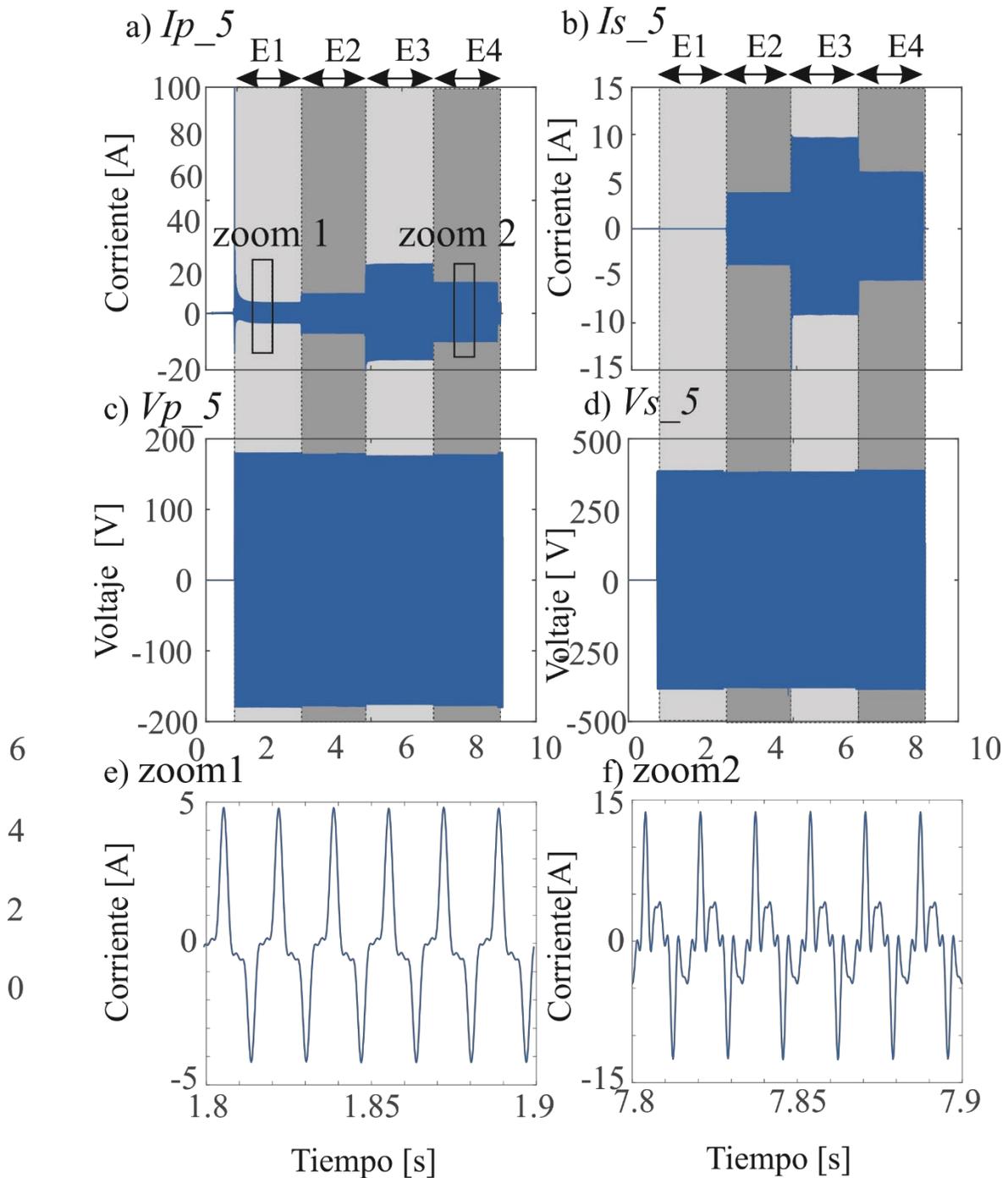
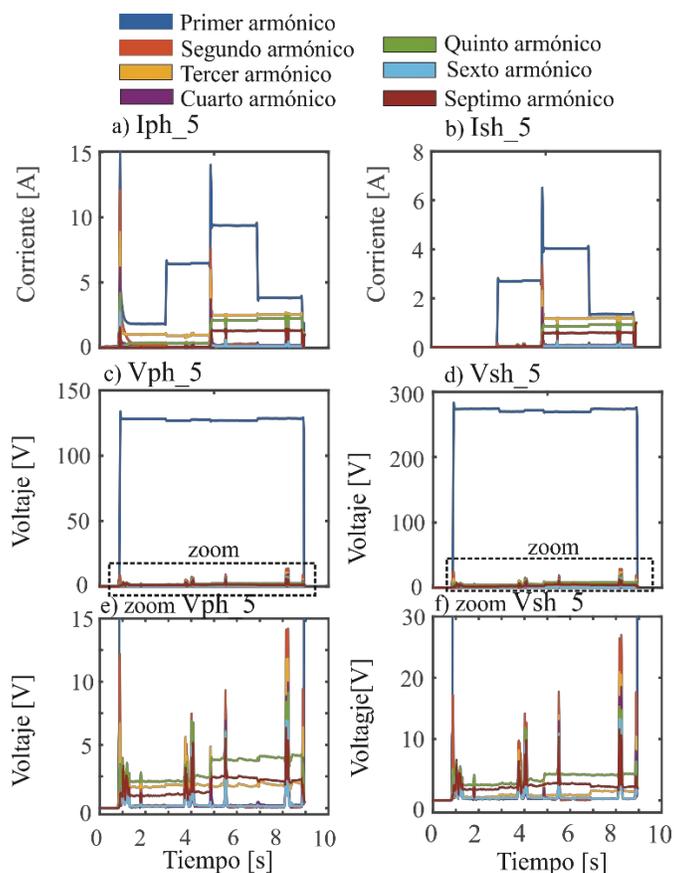


Figura 4-22. Ejemplo para señales de corriente y voltaje para 5 vueltas en corto circuito. a) Corriente del primario, b) Corriente del secundario c) Voltaje del primario, d) Voltaje del secundario.

La Figura 4.23 muestra la magnitud de todos los armónicos. Como se esperaba, el comportamiento de la corriente con respecto a los voltajes es adecuado, como se puede ver en las Figs. 4.23(a) y 4.23(c). Para el caso de que el transformador trabaje en condiciones sin carga, la corriente debe ser aproximadamente cero, pero sin embargo, las causas de la corriente de falla, las corrientes de fuga, de magnetización y las pérdidas en el núcleo, entre otras, son las razones por lo

que la corriente aumenta 4 A y la tensión es 177 V. En la etapa 2, donde se introduce la carga lineal, la corriente aumenta y la tensión disminuye, para la etapa 3, donde se insertan las dos cargas, lineal y no lineal, la corriente aumenta y la el voltaje vuelve a disminuir, finalmente en la etapa 4, donde solo permanece la carga lineal, el voltaje aumenta un poco en comparación con la etapa anterior, lo que hace que la corriente disminuya. El comportamiento para voltajes y corrientes del secundario es el mismo que para cualquier caso (sano a 25 vueltas en corto circuito). En este sentido, en las Figs. 4.23(e) y 4.23 (f), se muestra un zoom sobre la magnitud de los primeros siete armónicos de voltaje.



**Figura 4-23. Magnitud para 7 armónicos. a) Corriente primaria, b) Corriente secundaria c) Voltaje primario, d) Voltaje secundario.**

De esta manera, las señales actuales de todas las condiciones se muestran en la Fig. 4.24, en la que los resultados de la HPMU de magnitud para todas las condiciones de falla (desde sano a 25 vueltas en corto circuito) y las etapas descritas anteriormente. En la Figura 4.24 se puede observar la evolución de los diferentes armónicos, especialmente en el armónico fundamental (línea azul), el tercer armónico (línea roja) y el quinto armónico (línea negra) a través de los cuales aumenta la gravedad, por ejemplo en la Fig. 4.25(a) el estado saludable se muestra con un valor de magnitud

aproximada de 1.8 A para el primer armónico, y valores como 1 A y 0.35 A para el tercer y quinto armónicos respectivamente, y para los demás armónicos se tienen valores muy pequeños. Este valor de magnitud aumenta si ocurren condiciones de falla. Por ejemplo, en el último caso Fig. 4.25(f) se muestra que el valor de la magnitud aumenta y es aproximadamente 15, 7.7, 2 A para los armónicos primero, tercero y quinto respectivamente. El mismo comportamiento se presenta en las otras condiciones de falla. Debido a que los dos armónicos que presentan más información para este tipo de fallas son el tercero y el quinto, además de que se llevó a cabo una experimentación exhaustiva y, efectivamente, estos dos armónicos fueron los más ideales para llevar a cabo la clasificación de fallas entre espiras en corto circuito. Como resumen y para que se pueda tener una mejor visualización, la Fig. 4.26 muestra el comportamiento del armónico tres y quinto, con la evolución en todos los casos de falla estudiados (saludable -25 vueltas en cortocircuito) para la cual permite realizar una correcta detección de fallas de forma clara y concisa mediante la verificación de la magnitud de las corrientes diferenciales armónicas.

Siguiendo con uno el objetivo de obtener información fasorial de la diferencia entre las corrientes de los devanados primario y secundario del transformador, las señales de corriente de todas las condiciones se calculan con el HPMU y se resumen en la Fig. 4.24. En esta Figura se puede observar la evolución de los diferentes armónicos, especialmente para el armónico fundamental (línea azul), el tercer armónico (línea roja) y el quinto armónico (línea negra) los cuales aumentan en magnitud conforme aumenta la gravedad de la falla. La Fig. 4.24. (a) el estado sano se muestra con un valor de magnitud aproximada de 1.8 A, para el primer armónico, y valores de 1 A y 0.35 A para el tercer y quinto armónico respectivamente, observando que para los demás armónicos se obtienen valores muy pequeños. Por ejemplo, en el último caso (Fig. 4.24.(f)) se muestra que el valor de la magnitud aumenta y es aproximadamente 15, 7.7 y 2 A para el primer, tercer y quinto armónico, respectivamente. El mismo comportamiento se presenta en las otras condiciones de falla. Un mayor enfoque se puede observar en la Fig. 4.25, la cual muestra el comportamiento del primer, tercero y quinto armónico, con su evolución en todos los casos de falla estudiados (sano-25 vueltas en cortocircuito), donde se puede observar que la magnitud de los armónicos permite proponer un método simple y directo de clasificación, optando por un clasificador difuso.

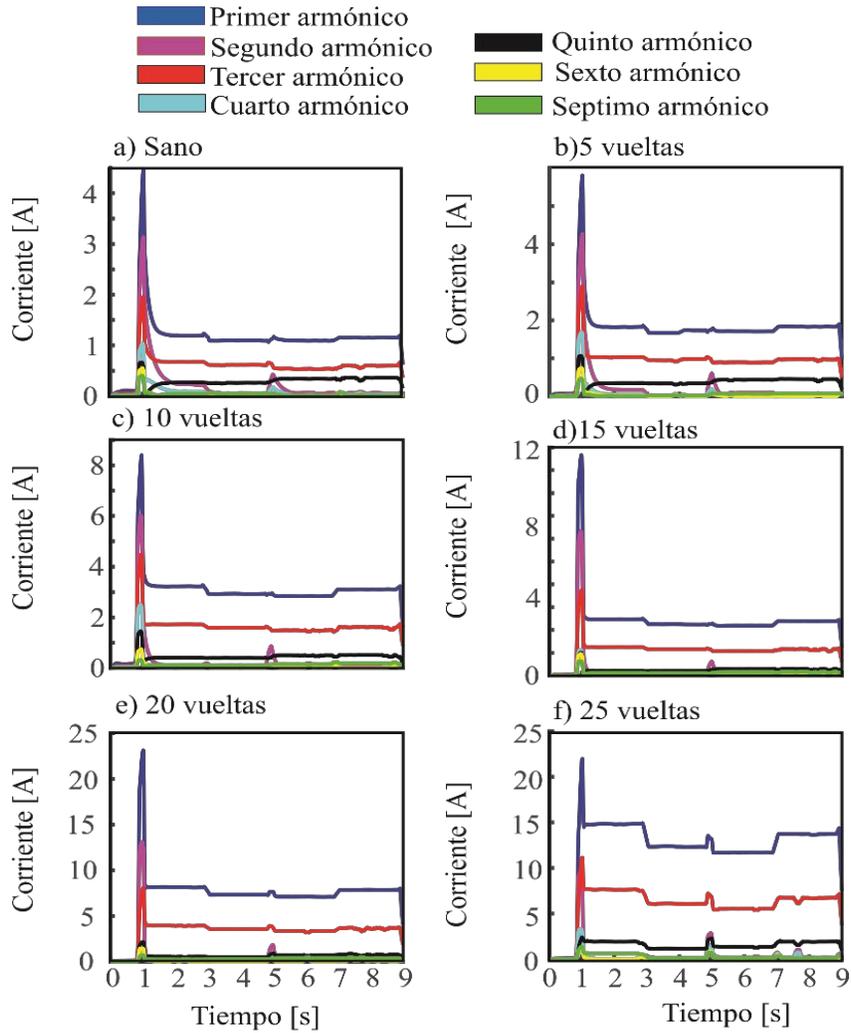


Figura 4-24. Armónicos Obtenidos con el HPMU a) Saludable, b) 5, c) 10, d) 15, e) 20, f) 25, cortocircuito entre espiras.

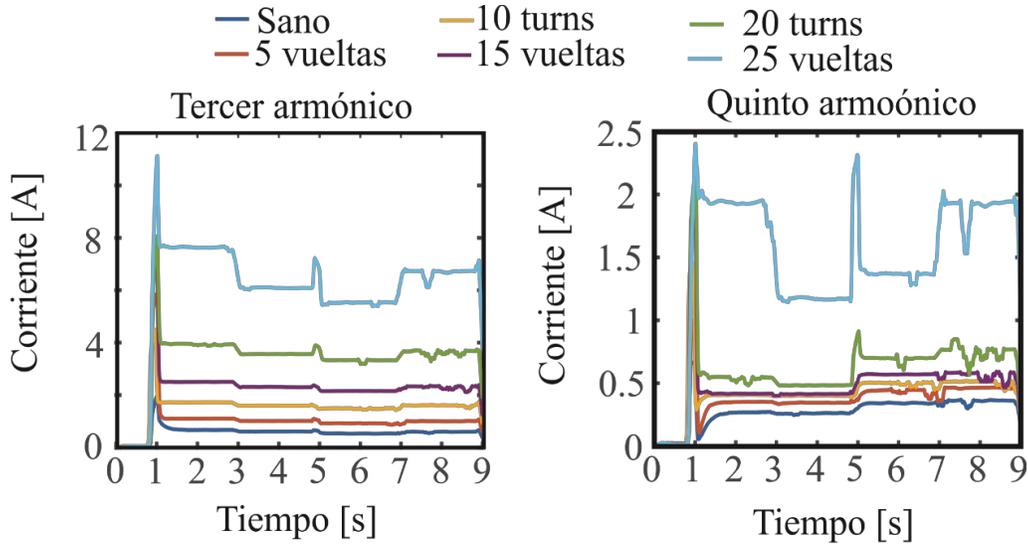


Figura 4-25. Evolución en magnitud de las fallas en (a) tercer armónico y (b) quinto armónico.

Una vez definidos el tercer y quinto armónicos como los valores a utilizar para el clasificador, el siguiente paso es diseñar el clasificador difuso. Para ello, es necesario un proceso estadístico de veinte repeticiones y calcular el valor de la magnitud de cada una de las 6 condiciones (saludable a 25 vueltas), así como el cálculo de la desviación estándar que existe entre estos valores. Un resumen de estos valores se muestra en la Tabla 4.10. Con estos resultados, las funciones de Gauss se construyen como se muestra en la Fig. 4.26, se debe tener en cuenta que se usa el criterio de una desviación estándar como base para calcular las funciones de membresía del clasificador para cada condición de falla.

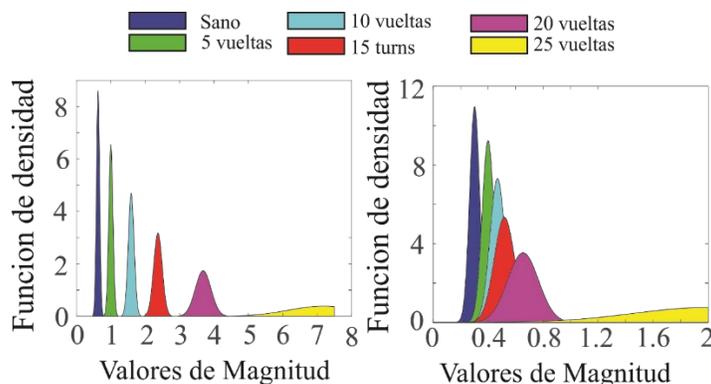
**Tabla 4-10. Media y desviación estándar.**

	$\mu$ Tercero [A]	$\mu$ Quinto [A]	$\sigma$ Tercero [A]	$\sigma$ Quinto [A]
<b>H</b>	0.6267	0.3020	0.0024	0.0033
<b>5</b>	0.9998	0.3997	0.0059	0.0038
<b>10</b>	1.5906	0.4683	0.0060	0.0029
<b>15</b>	2.3680	0.5186	0.0062	0.0058
<b>20</b>	3.6831	0.6543	0.0152	0.0064
<b>25</b>	7.1856	1.9808	0.1103	0.0794

H = Saludable,  $\mu$  = media,  $\sigma$  = desviación estándar.

### 4.2.3 Resultados de FL

El FL necesita definir las entradas y salidas como funciones de membresía de Gauss, como se muestra en la Fig. 4.26. Las variables lingüísticas que se definieron (VS, S, NS, N, NB y VB) corresponden a cada condición de falla. El siguiente paso es construir las funciones de membresía para las entradas. En este caso, dado que se elige para tratar el segundo y tercer armónico según la tabla anterior, está claro para el diseñador que se puede elegir cualquier metodología para construir el clasificador, pero estas funciones gaussianas son una buena propuesta para iniciar el diseño de las funciones de membresía.



**Figura 4-26. Gaussianas para condiciones de falla, a) Tercer armónico, b) Quinto armónico.**

Estas funciones gaussianas descritas anteriormente no muestran gran dispersión y se puede observar que ambos armónicos proporcionan información adecuada para la clasificación, aunque en el caso del quinto armónico existe una pequeña zona traslapada. Por otro lado, se definieron las reglas if-then, cabe mencionar, que para definir estas reglas, no existe una metodología 100% confiable. De hecho, esta parte depende completamente del diseñador, en este caso, las reglas se definieron de acuerdo con los posibles casos, donde las funciones de membresía finales para el tercer y quinto armónico se presentan en las Figs. 4.27(a) y 4.27(b), respectivamente, los cuales son resumidos en la Tabla 4.11. Esta matriz está compuesta por todas las posibles condiciones (36 combinaciones), donde las filas son las posibles entradas del tercer armónico, y las columnas representan el valor del quinto armónico. Mediante la utilización estas reglas, el clasificador difuso fue construido.

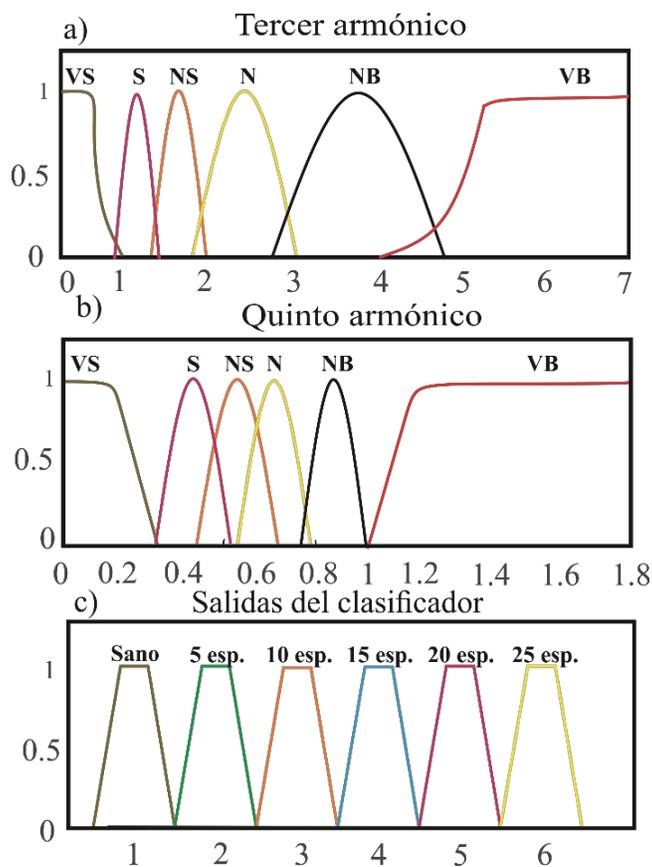


Figura 4-27. Diseño del clasificador difuso.

**Tabla 4-11. Reglas if-then**

			Reglas lingüísticas para el quinto armónico					
			0	5	10	15	20	25
			VVS	VS	S	NS	N	NB
Reglas lingüísticas para el tercer armónico	0	VVS	0 SC	0 SC	10 SC	15SC	20SC	25SC
	5	VS	5SC	5 SC	5SC	5SC	20SC	25SC
	10	S	10SC	10SC	10 SC	10SC	20SC	25SC
	15	NS	15SC	15SC	15SC	15 SC	15SC	25SC
	20	N	20SC	20SC	20SC	20SC	20 SC	20SC
	25	NB	25SC	25SC	25SC	25SC	25SC	25 SC

SC=Corto circuito

Una vez que se han definido las funciones de membresía para las entradas, se deben especificar las funciones de membresía para las salidas, estas se definieron como 6 funciones trapezoidales, una para cada una de las condiciones de falla, que están en buen estado, 5, 10, 15, ... 25 vueltas en corto circuito, las funciones de pertenencia se pueden ver en la fig. 4.27(c).

Finalmente, el clasificador se analiza su funcionalidad con 20 pruebas que se adquirieron para cada condición, obteniendo la matriz de confusión (como se observa en la Tabla 4.12). Esta matriz muestra que se logra una buena clasificación en todas las pruebas, esto significa que tiene un 100% de confiabilidad, lo que representa un grado muy alto de confiabilidad para cualquier aplicación. En este sentido, ahora se analiza el comportamiento en línea, de señales reales, obteniendo un valor de clasificación (1-6 → sano-25 vueltas en corto circuito), en cada resultado del PMU, es decir, a la velocidad de reporte de los PMU's. Esto se resume en la Fig. 4.28, en la cual se observa que el clasificador sigue adecuadamente el resultado, excepto cuando tiene el valor de la corriente de arranque del transformador, que es un pico de corriente muy grande y, por lo tanto, el clasificador marca ese momento de manera incorrecta, pero una vez que pasa el valor de la corriente de inrush, el clasificador funciona correctamente.

**Tabla 4-12. Matriz de confusión**

	H	5	10	15	20	25
H	20	0	0	0	0	0
5	0	20	0	0	0	0
10	0	0	20	0	0	0
15	0	0	0	20	0	0
20	0	0	0	0	20	0
25	0	0	0	0	0	20

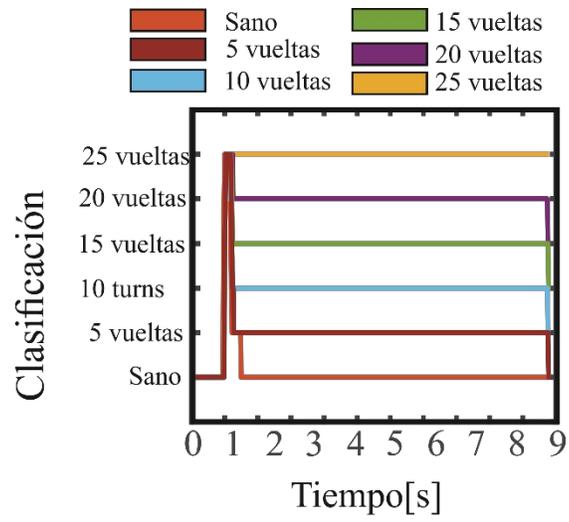


Figura 4-28. Clasificador Online HPMU.

# Capítulo 5

## 5. Conclusiones

Se realizaron algoritmos PMU para el diagnóstico y monitoreo de señales eléctricas, los cuales pueden tener aplicaciones en micro redes o en componentes específicos como son los transformadores o líneas de transmisión, entre muchas otras aplicaciones.

De esta manera, los algoritmos PMU realizados, presentan mejoras en comparación a los algoritmos ya reportados en la literatura en cuestión de diseño, tiempo de respuesta, carga computacional y mejora antes desviaciones de frecuencia amplia; Así mismo, se mostraron los resultados ante diferentes condiciones eléctricas reales como son, incrementos y decrementos de voltajes, cambios abruptos de la magnitud, cambios de frecuencias, contaminación armónica, etc, las cuales pueden ser generadas por cargas lineales o no lineales.

Referente al algoritmo PMU, para la clase P , las estrategias de compensación sencillas, proveen al algoritmo de una rápida respuesta, carga computacional baja y con la gran ventaja de no perder su precisión. También, se realizó una etapa de compensación para algoritmos PMU tipo M, la cual además de cumplir con todas las pruebas para condiciones estáticas y dinámicas de la norma vigente (IEEE C37.118) rebasa en cumplimiento al algoritmo propuesto por el mismo estándar bajo condiciones de desviación de frecuencias en un amplio rango. Además de tener mejor desempeño bajo desviaciones de frecuencias amplias el algoritmo puede ser modular y ampliarse a varios algoritmos PMU de la clase M.

Así mismo, se diseñó un algoritmo para ambas clases de PMU, el cual es basado en el diseño de filtros FIR complejos, y los resultados muestran que cumple con los requisitos de la norma de ambas clases, P y M, únicamente cambiando el orden del filtro y respetando los tiempos de retardo marcados por la norma, los cuales son de 1 y 9 ciclos sin modificar la arquitectura de la metodología. La principal ventaja de este algoritmo propuesto es la baja complejidad (filtros FIR) y las características de rechazo al contenido armónico e inter-armónico cuyos beneficios pueden aplicarse tanto a las PMU de clase P como a las de clase M.

Todas las propuestas cumplen y están por debajo de los límites del estándar que rige dichos PMU's, como lo es el TVE, FE y RFE, para diferentes tasas de reporte. También, los algoritmos presentan un comportamiento correcto bajo la presencia de condiciones reales como son: cambios en magnitud y fase debidos a las cargas lineales, la introducción de armónicos por cargas no lineal,

condiciones transitorias debidas a la conmutación de cargas, el ruido en las líneas eléctricas y el ruido de cuantificación debido a la adquisición de voltaje entre otras.

También las propuestas se validan utilizando el estándar IEEE C37.118.1, donde los resultados obtenidos para todas las pruebas estáticas y dinámicas muestran que las metodologías propuestas cumplen con todos los requisitos de TVE, FE, RFE, tiempo de retardo, tiempo de respuesta y sobre impulso.

Desde un punto de vista tecnológico se generaron bases de datos de señales eléctricas, tanto en condiciones saludables como para fallas. Estas bases de datos se realizaron en diferentes escenarios reales como son con cargas lineales, no lineales y combinación de estas y con transiciones entre cada etapa (cambios abruptos de la magnitud, cambios de frecuencias, contaminación armónica, etc).

Por otra parte, en el caso de aplicaciones de PMU's para el diagnóstico de fallas en transformadores, se realizó un conjunto de 20 pruebas para cada condición desde sano, hasta 25 espiras en corto circuito, en diferentes escenarios, conjuntando un concentrado de más de 500 pruebas, estos datos quedan como base para futuras investigaciones del tema, para el desarrollo de algoritmos de análisis, diagnóstico y clasificación.

Respecto al objetivo central del tema, se obtuvo un sistema experto con la confiabilidad de poder realizar detección y clasificación de fallas de un sistema eléctrico, ante diferentes condiciones de falla, por medio de utilización de algoritmos basados en HPMU y lógica difusa, que a diferencia de otros trabajos se aprovecha la información de armónicos.

El algoritmo de HPMU combinado con las mediciones de voltaje y corriente de ambos devanados del transformador obtiene un diagnóstico del estado de un transformador. El hecho de que la metodología funcione con datos de PMU, le proporciona la ventaja de obtener fasores armónicos sincronizados, disminuyendo los errores de fase y, por lo tanto, conseguir una diferencia fasorial adecuada entre las mediciones del devanado primario y secundario del transformador con el menor error posible.

En este sentido también se realizó con éxito el clasificador difuso basado en patrones armónicos para la clasificación de fallas en transformadores ante diferentes condiciones de falla con un 100% de clasificabilidad.

## 6. Referencias

Albu M., Kyriakides E., Dumitrescu A.M., Florea I.M., (2011) "Analysis of Distribution Grids: State Estimation Using Model Uncertainties", IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS).

Alinejad B., M. Akbari, H. Kazemi, (2012) "PMU-Based Distribution Network Load Modeling Using Harmony Search Algorithm", Proceedings of 17<sup>th</sup> Conference on Electrical Power Distribution Networks (EPDC).

Altuve Ferrer Hector J., y Edmun O Schweitzer III (2010), "Modern solutions for protection, control, and monitoring of electric power systems", Ed. Schweitzer Engineering Laboratories, Inc.

Aminifar, F., Fotuhi-Firuzabad, M., Safdarian, A., Davoudi, A., & Shahidehpour, M. (2014). Synchrophasor measurement technology in power systems: Panorama and state-of-the-art. IEEE Access, 2, 1607-1628.

Arefi A., Haghifam M.R., Fathi S.H., (2011) "Distribution Harmonic State Estimation Based on a Modified PSO Considering Parameters Uncertainty", IEEE Trondheim PowerTech pp 1-7.

Bahabadi, H. B., Mirzaei, A., & Moallem, M. (2011, August). Optimal placement of phasor measurement units for harmonic state estimation in unbalanced distribution system using genetic algorithms. In Systems Engineering (ICSEng), 2011 21st International Conference on (pp. 100-105). IEEE.

Bhowmick, S., & Nandi, S. (2015). Online detection of an interturn winding fault in single-phase distribution transformers using a terminal measurement-based modeling technique. IEEE Transactions on Power Delivery, 30(2), 1007-1015.

Bi, T., Liu, H., Feng, Q., Qian, C., Liu, Y.: "Dynamic phasor model-based synchrophasor estimation algorithm for M-class PMU", IEEE Trans. Power Del., 2015, 30, (3), pp. 1162-1171.

Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., Timbus, A.,(2006) "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.53, No.5, pp. 1398 – 1409.

Blair, S. M., Burt, G. M., Gordon, N., & Orr, P. (2018, March). Wide area protection and fault location: review and evaluation of PMU-based methods. In The 14th International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP).

Borghetti A., Nucci C.A., Paolone M., Ciappi G., Solariv A., (2011) "Synchronized Phasors Monitoring During the Islanding Maneuver of an Active Distribution Network", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 2, No. 1, pp.82-91.

Brahma S.M., (2011) "Fault Location in Power Distribution System with Penetration of Distributed Generation", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 26, No. 3, pp.1545-1553.

Brahma S.M., Girgis A. A., (2003) "Development of Adaptive Protection Scheme for Distribution Systems with High Penetration of Distributed Generation", IEEE Power Engineering Society General Meeting.

Carta A., Locci N., Muscas C., (2009) "A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 10, pp.3723-3730.

Chakir, M., Kamwa, I., & Le Huy, H. (2014). Extended C37. 118.1 PMU algorithms for joint tracking of fundamental and harmonic phasors in stressed power systems and microgrids. IEEE Transactions on Power Delivery, 29(3), 1465-1480.

Chaudhuri N.R., Chaudhuri B., S. Ray R. Majumder, (2010) "Wide-area phasor power oscillation damping controller: a new approach to handling time-varying signal latency", IET Generation, Transmission & Distribution, Vol. 4, No. 5, pp. 620–630.

Chaudhuri, N.R.; Chaudhuri, B. (2011) "Impact of wind penetration and HVDC upgrades on dynamic performance of future grids", , IEEE Power and Energy Society General Meeting, On pp. 1 – 8.

Chih-Wen Liu, Tzu-Chiao Lin, Chi-Shan Yu, and Jun-Zhe Yang, (2011) "A Fault Location Technique for Two-Terminal Multisection Compound Transmission Lines Using Synchronized Phasor Measurements", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 3, No. 1, pp. 113 – 121.

Díaz, C. & Hernández, J. (2011) “Smart Grid: Las TICs y la modernización de las redes de energía eléctrica - Estado del Arte”, Revista Sistemas & Telemática, Vol. 9 No.18, pp.53-81.

Ding F., Booth C.D., (2012) "Protection and Stability Assessment in Future Distribution Networks Using PMUs", 11th International Conference on Developments in Power Systems Protection, DPSP.

El Din E.S.T., Gilany M., Aziz M.M.A., Ibrahim D.K., (2005) "An PMU Double Ended Fault Location Scheme for Aged Power Cables", IEEE Power Engineering Society General Meeting Vol. 1, pp. 80 - 86.

Enslin J.H.R., Heskes P.J.M, (2004) “Harmonic Interaction Between a Large Number of Distributed Power Inverters and the Distribution Network”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 6, pp. 1586 –1593.

European Standard EN 50160 (2002) “Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems”.

Faiz, J., & Heydarabadi, R. (2014). Diagnosing power transformers faults. Russian Electrical Engineering, 85(12), 785-793.

Feng Ding, C. D. (2012) “Protection and Stability Assessment in Future Distribution Networks Using PMUs”, 11th IET International Conference on Developments in Power Systems Protection.

Florea I.M., Naumof M., Dumitrescu A.M., (2011) "Uncertainty Budget for Distribution Grids Analysis. A Study Case on Model Parameters", 7<sup>th</sup> International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE).

Gerbex, S.; Cherkaoui, R. ; Germond, A.J.(2001) “Optimal location of multi-type FACTS devices in a power system by means of genetic algorithms”, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 16, No. 3, pp. 537-544.

Ghahremani E., Kamwa I., (2011) "Online State Estimation of a Synchronous Generator Using Unscented Kalman Filter From Phasor Measurements Units", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 26, No. 4, pp.1099-1108.

Gopi, E. S. (2018). Multi-Disciplinary Digital Signal Processing.

Granados Lieberman David (2013), “Análisis en maquinaria CNC ante variaciones de bajo voltaje y sus efectos en la calidad de la energía”, Tesis de doctorado, Repositorio de la Universidad Autónoma de Querétaro.

Granados-Lieberman,D.; Romero-Troncoso, R.J. ; Osornio-Rios, R.A. ; Garcia-Perez, A. (2011) “Techniques and methodologies for power quality analysis and disturbances classification in power systems: a review”, Generation, Transmission & Distribution. IET Vol. 5 , No. 4 , pp. 519–529.

Haghjoo, F., & Mohammadi, H. (2017). Planar Sensors for Online Detection and Region Identification of Turn-to-Turn Faults in Transformers. IEEE Sensors Journal, 17(17), 5450-5459.

Hammad A Khan, Zhen Xu, Herbert Iu, Victor Sreeram (2009) “Review of Technologies and Implementation Strategies in the Area of Smart Grid”, Power Engineering Conference. AUPEC 2009. Australasian Universities.

He Z., Mai R., He W., Qian Q., (2011) “Phasor-measurement-unit-based transmission line fault location estimator under dynamic conditions”. IET Generation, Transmission & Distribution, Vol. 5, No. 11, pp. 1183–1191.

Hu Y., Kuh A., Kavcic A., Nakafiji D., (2011) “Real-time State Estimation on Micro Grids”, International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN).

IEEE C37.118 (2011) - IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems

IEEE C37.118.1 (2014) - IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems: Amendment 1: Modification of Selected Performance Requirements.

IEEE C37.118 (2005) IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems

IEEE Std.1159 (2009) IEEE “Recommended Practices for Monitoring Electric Power Quality”.

Inga Ortega Esteban Mauricio (2012). “Redes de Comunicación en Smart GridI”, NGENIUS N–7

Ishibashi A., Imai M., Omata K., Sato S., Takagi T., Nakachi Y., Ogawa S., (2004) "New Type of Islanding Detection System for Distributed Generation Based on Voltage Angle Difference Between Utility Network and Distributed Generation Site", Eighth IEEE International Conference on Developments in Power System Protection, Vol. 2, pp. 542- 545.

Jiang W., Vittal V., and Heydt G.T., 2008, "Diakoptic State Estimation Using Phasor Measurement Units," IEEE Trans. On Power Systems, Vol. 23, No. 4, pp. 1580-1589

Kamwa Innocent, Ashok Kumar Pradhan, and Geza Joos, (2011) "Adaptive Phasor and Frequency-Tracking Schemes for Wide-Area Protection and Control". IEEE Transactions on Power Delivery Vol. 26, No. 2, pp. 744-753.

Kamwa Innocent, Samantarayand S. R. Geza Joos (2013) "Compliance Analysis of PMU Algorithms and Devices for Wide-Area Stabilizing Control of Large Power systems", IEEE Transactions on Power Systems Vol. 28, No. 2, pp. 1766 - 1778.

Khan, H.A. (2009) "Review of technologies and implementation strategies in the area of Smart Grid", Power Engineering Conference, 2009. Australasian Universities.

Kenneth M. (2015). Synchrophasor measurements under the IEEE standard C37. 118.1-2011 with amendment C37. 118.1 a. IEEE Transactions on Power Delivery, 30(3), 1514-1522.

Korba, P., & Uhlen, K. (2010). Wide-area monitoring of electromechanical oscillations in the Nordic power system: practical experience. IET generation, transmission & distribution, 4(10), 1116-1126.

D. Lay, Linear algebra and its applications, 4th ed.; Pearson Education, Boston, Ma.

Ledwich G., Moyano C.F., (2011) "Synchrophasors for Load Modeling in Australia", IEEE Power and Energy Society General Meeting.

Lin, Y. H., Liu, C. W., & Chen, C. S. (2004). A new PMU-based fault detection/location technique for transmission lines with consideration of arcing fault discrimination-part I: theory and algorithms. IEEE Transactions on power delivery, 19(4), 1587-1593.

Liu J., Tang J., Ponci F., Monti A., Muscas C., Attilio P., (2012) “Trade-Offs in PMU Deployment for State estimation in Active Distribution Grids”, IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 3, No. 2., pp. 915 – 924.

Liu, C. W., Lin, T. C., Yu, C. S., & Yang, J. Z. (2012). A fault location technique for two-terminal multisection compound transmission lines using synchronized phasor measurements. IEEE Transactions on Smart Grid, 3(1), 113-121.

Ma, J., Zhang, P., Fu, H. J., Bo, B., & Dong, Z. Y. (2010). Application of phasor measurement unit on locating disturbance source for low-frequency oscillation. IEEE Transactions on Smart Grid, 1(3), 340-346.

Marrano J. Steven, C.EM., Creig DiLouie (2001) “Electrical System Design and Specification Handbook for Industrial Facilities”, Massachusetts Institute of Technology. published draft of MIT’s Design Handbook.

Mehala, N., & Dahiya, R. (2009). Condition monitoring methods, failure identification and analysis for Induction machines. International journal of circuits, systems and signal processing, 3(1), 10-17.

Meliopoulos A.P.S., Zhang F., (1996) "Multiphase Power Flow and State Estimation for Power Distribution Systems", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, No. 2, pp.939-946.

Mohseni, B., Hashemnia, N., & Islam, S. (2017, June). Application of S transform for detection of external interferences in online transformer impulse frequency response analysis. In Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), 2017 IEEE International Conference on (pp. 1-4). IEEE.

Monedero, I. ; Seville Univ., Seville ; Leon, C. ; Roperro, J. ; Garcia, A. (2007). “Classification of Electrical Disturbances in Real Time Using Neural Networks” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22 , No. 3, pp 1288 – 1296.

Mozina, C.J. (2011) "Interconnection Protection of IPP Generators at Commercial/Industrial Facilities", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.37, No. 3, pp.681-688.

Naumann A., Komarnicki P., Powalko M., Styczynski Z.A., Blumschein J., Kereit M., (2010) "Experience with PMUs in Industrial Distribution Networks", IEEE Power and Energy Society General Meeting.

Nilanjan Ray Chaudhuri, Balarko Chaudhuri, (2011) "Damping and Relative Mode-Shape Estimation in Near Real-Time Through Phasor Approach", Power Systems, IEEE Transactions on Volume:26 , Issue: 1, pp. 364 - 373.

Paul, A., Kamwa, I., & Joos, G. (2018). Centralized Dynamic State Estimation Using a Federation of Extended Kalman Filters with Intermittent PMU Data from Generator Terminals. IEEE Transactions on Power Systems.

Pereira R.A.F., L.G.W. da Silva, J.R.S. Mantovani, (2004) "PMUs Optimized Allocation Using a Tabu Search Algorithm for Fault Location in Electric Power Distribution System" IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America.

Phadke A.G., Thorp J.S.. (2008) "Synchronized Phasor Measurements and Their Applications", New York: Springer Science+Business Media, LLC.

Proakis J. G., (1996), "Digital Signal Processing Principles Algorithms and Applications", 3th ed. Pearson Education India, pp. 502-531, 1996.

Ren J., M. Kezunovic, and J. Stenbakken, "Dynamic Characterization of PMUs using Step Signals," in Proc. IEEE Power & Energy Society General Meeting, Calgary, Canada, July 2009. DOI: 10.1109/PES.2009.5275535.

Sahin S., Tolun M.R., R. Hassanpour b (2012) "Hybrid expert systems A survey of current approaches and applications", Expert Systems with Applications Vol.39, pp. 4609–4617.

Sanchez-Ayala G., Aguerce J.R., Elizondo D., Lelic M., (2013) "Current trends on applications of PMUs in distribution systems", Innovative Smart Grid Technologies, 2013 IEEE, Vol.1, No. 6, pp. 24-27.

Skok S., Ivankovic I., Cerina Z., (2007) "Applications Based on PMU Technology for Improved Power System Utilization", IEEE Power Engineering Society General Meeting.

Tan, J. C., Crossley, P. A., Kirschen, D., Goody, J., & Downes, J. A. (2000). An expert system for the back-up protection of a transmission network. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 15(2), 508-514.

Tang, Y., Li, F., Zheng, C., Wang, Q., & Wu, Y. (2018). PMU Measurement-Based Intelligent Strategy for Power System Controlled Islanding. *Energies*, 11(1), 143.

Tripathy P., Srivastava S. C., Singh S. N., (2010) "A Divide-by-Difference- Filter Based Algorithm for Estimation of Generator Rotor Angle Utilizing Synchrophasor Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.59, No. 6, pp.1562-1570.

Valtierra Rodríguez Martín (2014), "Arquitectura de procesador neuro-difuso para desarrollo de instrumentos de monitoreo de la calidad de la energía", Tesis de doctorado, Repositorio de la Universidad Autónoma de Querétaro.

Zhao, X., Yao, C., Zhao, Z., & Abu-Siada, A. (2017). Performance evaluation of online transformer internal fault detection based on transient overvoltage signals. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 24(6), 3906-3915.

Yanhui X., Dajun S., Yingchun Q., (2011) "Research on Feasibility of Composite Load Modeling Based on WAMS", *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*.

Yazdani D., Bakhshai A., Joos G., y Mojiri M. (2009) "A real-time extraction of harmonic and reactive current in a nonlinear load for grid-connected converters", *IEEE Trans Ind Electron*, Vol. 56, No.6, pp. 2185–2189.

Zhang, X., & Gockenbach, E. (2008). Asset-management of transformers based on condition monitoring and standard diagnosis. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 24(4), 26-40.

Zhao, X., Yao, C., Zhao, Z., & Abu-Siada, A. (2017). Performance evaluation of online transformer internal fault detection based on transient overvoltage signals. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 24(6), 3906-3915.

Zhao, Z., Tang, C., Zhou, Q., Xu, L., Gui, Y., & Yao, C. (2017). Identification of Power Transformer Winding Mechanical Fault Types Based on Online IFRA by Support Vector Machine. *Energies*, 10(12), 2022.

Zhou M., Virgilio A. C., James S. T., and Phadke A.G.,2006, “An Alternative for Including Phasor Measurements in State Estimators,” *IEEE Trans. On Power Systems*, Vol. 21, No. 4, pp. 1930-1937, November 2006.

Zhu J., Abur A., Rice M.J., Heydt G.T., and Meliopoulos S., 2006, Enhanced state estimators—Final project report,” PSERC, Tempe, AZ.

## 7. Anexos

Se presentan los Trabajos originados de este tema doctoral, como son presentaciones en congresos, artículos indizados en JCR (journal Citation Report), así como un software con derechos de autor.

Primer Autor

- A Phasor Estimation Algorithm based on Hilbert Transform for P-class PMUs.  
Revista: Advances in Electrical and Computer Engineering  
Link de descarga: <http://www.aece.ro/abstractplus.php?year=2018&number=3&article=13>
  
- Homogeneity-PMU-Based Method for Detection and Classification of Power Quality Disturbances  
Revista :Electronics  
Link de descarga del archivo: <https://www.mdpi.com/2079-9292/7/12/433>

Registro de derechos de autor :

El sistema de cómputo para evaluación de PMU's armónicos con cumplimiento de la norma IEEE Std. C37.118.1, el cual se desarrolló bajo el proyecto de desarrollo tecnológico denominado **“Desarrollo de sistemas expertos para diagnóstico en micro redes eléctricas mediante unidades de monitoreo fasorial sincronizadas”**. Este software es un programa de cómputo innovador y capaz de obtener mediciones de TVE, FE y RFE de PMU's armónicos con el cumplimiento de la norma C37.118.1 para clases P y M, satisfaciendo las necesidades de las personas que trabajen con mediciones fasoriales sincronizadas.

El sistema cuenta con la propiedad de los autores y que está protegido en México por el Registro de Derechos de Autor con número de registro **03-2019-011810405400-01**.

Congresos:

- IRIG-B decoder based on FPGA for synchronization in PMUs by considering different input formats  
Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2016 IEEE International Autumn  
**DOI:** [10.1109/ROPEC.2016.7830639](https://doi.org/10.1109/ROPEC.2016.7830639)
  
- The application of EMD methods to power quality signals  
Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2015 IEEE International Autumn 2015  
**DOI:** [10.1109/ROPEC.2015.7395088](https://doi.org/10.1109/ROPEC.2015.7395088).

# A Phasor Estimation Algorithm based on Hilbert Transform for P-class PMUs

Jose Roberto RAZO-HERNANDEZ<sup>1</sup>, Martin VALTIERRA-RODRIGUEZ<sup>1</sup>, David GRANADOS-LIEBERMAN<sup>2</sup>, Guillermo TAPIA-TINOCO<sup>2</sup> and Ismael URBINA-SALAS<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ENAP-RG Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Queretaro, Campus San Juan el Rio, Rio Moctezuma 249, 76807, San Juan del Rio, Queretaro, Mexico

<sup>2</sup>ENAP-RG, Departamento de Ingeniería Electromecánica, Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Carr. Irapuato-Silao km 12.5, Colonia El Copal, 36821, Irapuato, Guanajuato, México

<sup>3</sup>ENAP-RG, Departamento de Ingeniería Mecatrónica, Instituto Tecnológico Superior de Guanajuato (ITESG), Carretera Guanajuato a Puenteillas km 10.5, Puenteillas, 36262, Guanajuato, Guanajuato, México  
david.granados@enap-rg.org

**Abstract**— Phasor measurement units (PMUs) play an important role in many applications of power systems. In order to ensure a reliable performance, the phasor estimation algorithm has to satisfy a set of requirements stated in the IEEE Standard C37.118.1, which establishes the test conditions and requirements for steady-state and dynamic conditions. There, two classes of performance, P and M, can be found. In general, P-class is intended for applications that require fast response and M-class is used when greater precision is necessary. In this paper, a novel algorithm based on Hilbert transform for phasor estimation in compliance with the IEEE Standard C37.118.1 for P-class is proposed. Besides that, real voltage and current signals of an electrical system are analyzed. The obtained results demonstrate that the new proposal can meet all the requirements for P-class of performance; also, a fast response due to the HT implementation as a one cycle low order filter and a low computational burden are achieved. Further, its utilization does not require a mathematical model. The proposal is validated using synthetic signals that represent all the test conditions stated in the standard.

**Index Terms**— Hilbert space, IEEE Standard C37.118.1, P-Class, Phasor measurement units.

## I. INTRODUCTION

Phasor measurement units (PMUs) are indispensable tools for many applications in power systems, such as real-time voltage and current monitoring, protection, control, detection and location of faults, and power quality monitoring, among others [1-3]. In general, a PMU performs the phasor estimation of voltage and current signals in order to obtain information about their magnitude, phase angle, frequency, and rate of change of frequency (ROCOF), based on a time reference, which is usually provided by a global positioning system (GPS) [4]. In this regard, one of the most important parts in a PMU is the technique or algorithm used for the phasor estimation, because if the estimated parameters have significant errors, the performance of all above-mentioned applications could be adversely affected [5], [6]. In general, voltage and current signals can suffer changes of magnitude, phase, and frequency [7-8]; further, they can be corrupted by harmonic content and noise produced by non-linear loads [9], renewable energy integration sources, control and protective actions, among others, which might degrade the performance

of the phasor estimator [5]. In order to ensure a reliable performance of a PMU, the IEEE Standard C37.118.1 [10] defines the performance tests for steady-state and dynamic conditions, and specifies the acceptable limits that can be reached in the estimation of amplitude, phase angle, frequency, and ROCOF. It also indicates the reporting rates, i.e., number of results per second. However, it does not specify the hardware, software, or a specific method for computing the aforementioned parameters. Besides, two classes of PMU are defined, P and M classes. In general, the P-class is intended for applications that require a fast response, whereas the M-class is used when a greater precision is necessary. In this regard, tasks such as the protection of power systems, the preparation of corrective action schemes, systems with the ability to allow greater observability, real-time monitoring, and estimation of dynamic state of systems require algorithms that can use high-precision measurements in order to provide very short response times. For these reasons, it is necessary to have a reliable algorithm that satisfies the needs of this type of applications, such as the P-Class PMU. This has yielded to the development of several algorithms to fulfill these characteristics.

In recent years, many methodologies based on different techniques have been proposed in the literature for the phasor estimation. A technique used for this purpose is the discrete Fourier transform (DFT) [4], which is commonly computed over one-cycle of the fundamental component. Under steady-state conditions, it delivers remarkable results; however, the results are degraded when it processes time-varying signals. In this regard, several modified DFT-based algorithms have been proposed [11-13]. Besides that, the wavelet theory has been also explored. In [14], a new wavelet function and its recursive wavelet transform (WT) for frequency, magnitude, and phase angle estimation is presented. The combination of WT, adaptive time-windows, and a phasor estimator based on a quadratic polynomial model is proposed in [15]. Despite obtaining promising results, WT is susceptible to noise [16], which may affect the accuracy required for PMUs. Regarding adaptive schemes, techniques such as Kalman filter [17], harmonic-based model [18], Shanks' method [19], and an enhanced

Article

# Homogeneity-PMU-Based Method for Detection and Classification of Power Quality Disturbances

Jose R. Razo-Hernandez <sup>1</sup>, Martin Valtierra-Rodriguez <sup>1,\*</sup>, Juan P. Amezcua-Sanchez <sup>1</sup>,  
David Granados-Lieberman <sup>2</sup>, Jose F. Gomez-Aguilar <sup>3</sup>, and Jose de J. Rangel-Magdaleno <sup>4</sup>

<sup>1</sup> ENAP-Research Group, Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro (UAQ), Campus San Juan del Río, Río Moctezuma 249, Col. San Cayetano, San Juan del Río C. P. 76807, Mexico; roberto.razo@enap-rg.org (J.R.R.-H.); juan.amezcua@enap-rg.org (J.P.A.-S.)

<sup>2</sup> ENAP-Research Group, Departamento de Ingeniería Electromecánica, Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Carr. Irapuato-Silao km 12.5, Colonia El Copal, Irapuato C. P. 36821, Mexico; david.granados@enap-rg.org

<sup>3</sup> CONACYT – Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Tecnológico Nacional de México, Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, Cuernavaca C. P. 62490, Mexico; jgomez@cenidet.edu.mx

<sup>4</sup> Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE), Luis Enrique Erro # 1, Col. Tonantzintla, Puebla C. P. 72840, Mexico; jrangel@inaoep.mx

\* Correspondence: martin.valtierra@enap-rg.org

Received: 24 November 2018; Accepted: 10 December 2018; Published: 12 December 2018



**Abstract:** Over the past few years, power quality (PQ) monitoring has become of paramount importance for utilities and users since poor PQ generates negative consequences. In monitoring, fast detection and accurate classification of PQ disturbances (PQDs) are desirable features. In this work, a new method to detect and classify PQDs is proposed. The proposal takes advantage of the low computational resources of both a phasor measurement unit (PMU)-based signal processing scheme and the homogeneity approach. To classify the PQDs, if-then-else rules are used. To validate and test the proposal, synthetic and real signals of sags, swells, interruptions, notching, spikes, harmonics, and oscillatory transients are considered. For the generation of real signals, a PQD generator based on a power inverter is used. In the proposed method, the PMU information is directly used to classify sags, swells, and interruptions, whereas the homogeneity index is used to distinguish among the remaining PQDs. Results show that the proposal is an effective and suitable tool for PQ monitoring.

**Keywords:** electrical disturbances; homogeneity; phasor measurement unit; power quality

## 1. Introduction

The topic of power quality (PQ) is of paramount importance for utilities and users [1–3], since poor PQ negatively affects both electric network infrastructure and equipment connected to the power line. In general, poor PQ is associated with the presence of different electromagnetic phenomena, commonly called PQ disturbances (PQDs), in the voltage or current signals [4,5]. In order to apply proper solutions, fast detection and accurate classification of PQDs have become fundamental features in PQ monitoring tasks. Although many efforts have been presented in the literature for these tasks [4,6,7], there is still need of further research. On one hand, there are several problems associated with modern power systems, such as a massive proliferation of non-linear loads that generate harmonic content and a distributed generation that produces intermittent and variable power [8–11]. These require the development of both new technologies to reduce their negative impact, such as compensators, active filters, and energy storage systems, among others [9,11,12], and PQ monitoring systems that provide information about the voltage and current waveforms for further processing and analysis

# The Application of EMD methods to Power Quality Signals

J. R. Razo-Hernandez<sup>a</sup>, D. Camarena-Martinez<sup>a</sup>, M. Valtierra-Rodriguez<sup>a,\*</sup>, *Member, IEEE*, D. Granados-Lieberman<sup>b</sup>, J. P. Amezcua-Sanchez<sup>a</sup>, and C. A. Perez-Rodriguez<sup>a</sup>, *Student Member, IEEE*

<sup>a</sup>*Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería, Campus San Juan del Río, Río Moctezuma 249, Col. San Cayetano, 76807, San Juan del Río, Querétaro, México.*

<sup>b</sup>*ITESI –Departamento de Ingeniería Electromecánica, Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, Irapuato, Guanajuato, México.*

\**martin.valtierra@uaq.mx*

**Abstract**— Over the past few years, power quality (PQ) monitoring has become an important topic because of the negative impact of different machines to the electrical network and to the susceptibility of critical equipment. There are different disturbances that affect the PQ; therefore, in order to apply a proper solution, these have to be correctly detected and classified. In general, signal processing techniques are applied for their detection. Recently, several approaches based on empirical mode decomposition (EMD) method have been reported; however, the selection of the best-suited method in terms of processing and performance for a particular case can be a complicated decision-making process. In this paper, a quantitative and qualitative comparative study using EMD methods such as conventional EMD, ensemble EMD, and complete ensemble EMD is presented. The study is applied to synthetic and real PQ signals, in which aspects of the computational cost and decomposition accuracy are discussed.

**Keywords**—*Empirical mode decomposition; ensemble empirical mode decomposition; complete ensemble empirical mode decomposition; electrical disturbances; power quality*

## I. INTRODUCTION

Because of the growing number of disturbing electrical loads in public and industrial sectors and the increased susceptibility of certain equipment to the presence of them, power quality (PQ) monitoring is now an important topic for many researchers around the world [1]. The aforementioned anomalies are generally called PQ disturbances (PQD), which are deviations of voltage or current from the ideal sinusoidal waveform [2]. PQD degrade the electrical characteristics of power systems, which might diminish the performance and lifetime of the equipment connected to the power system. In order to detect and distinguish different PQD for taking actions and applying the appropriated solution, the analysis of electrical signals using time, frequency or time-frequency domains is fundamental step [3].

Many signal processing techniques such as the Fourier transform (FT), short-time FT (STFT), wavelet transform

(WT), S-transform, Kalman filter, Gabor-Wigner distribution, and Hilbert transform, among others have been reported in the present literature for the analysis of PQ signals [4-14]. Despite providing promising results, some aspects related to the conditions of the analysis have to be addressed. For instance, FT cannot provide a reliable result for time-varying signals. STFT provides time–frequency information related to disturbance waveforms; but, a compromise between time and frequency resolution has to be established. To overcome the drawbacks of STFT, the WT allows obtaining the time-scale analysis of the non-stationary signal since it decomposes the signal into a time-scale representation rather than a time-frequency representation. Unfortunately, WT capabilities are often degraded in noisy conditions as the case of real electrical lines in industry.

Recently, the empirical mode decomposition (EMD) method has been presented in the literature as a powerful tool for signal processing in many applications [15]. It is an adaptive time-frequency technique for analyzing transient, nonlinear, and non-stationary signals, which decomposes the analyzed signal into a finite number of intrinsic mode functions (IMFs) [15]. Although many interesting results have been achieved with EMD, it experiences some problems, such as the presence of oscillations of very disparate amplitude in a mode, or the presence of very similar oscillations in different modes known as “mode mixing”. In order to overcome these problems, the ensemble empirical mode decomposition (EEMD) method is proposed [16]. It performs the EMD over an ensemble of trials, the signal plus different Gaussian white noise series. The addition of white Gaussian noise minimize the mode mixing problem by populating the whole time-frequency space to take advantage of the dyadic filter bank behavior of the EMD [17]. Although the EEMD method has strongly reduced the mode-mixing problem, it takes a long time achieve the ensemble mean, which diminishes the algorithm efficiency in terms of computational burden. Aiming at solving this problem and providing a more exact reconstruction of the original signal and a better spectral separation of the modes, with a lower computational cost, a new method called complete ensemble empirical mode decomposition (CEEMD) method is used [18]. In general,

---

This work was partially supported by the “Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT)” under the scholarship 401639 and the “Consejo de Ciencia y Tecnología del Estado de Querétaro (CONCYTEQ)”.

# IRIG-B decoder based on FPGA for synchronization in PMUs by considering different input formats

Jose R. Razo-Hernandez <sup>a</sup>, Martin Valtierra-Rodriguez <sup>a,\*</sup>, *Member, IEEE*, David Granados Lieberman <sup>b</sup>, *Member, IEEE*, Juan P. Amezcua-Sanchez <sup>a</sup>, Luis A. Morales-Hernandez <sup>a</sup>, and Aurelio Dominguez-Gonzalez <sup>a</sup>

<sup>a</sup> Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro, Campus San Juan del Río, Río Moctezuma 249, Col. San Cayetano, 76807, San Juan del Río, Querétaro, México.

<sup>b</sup> ITESI –Departamento de Ingeniería Electromecánica, Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, Carr. Irapuato-Silao km 12.5, Colonia El Copal, Irapuato, Guanajuato, México.

\*Corresponding author: martin.valtierra@enap-rg.org

**Abstract**— Time synchronization (TS) represents an important necessity for many industries in fields such as communications, manufacturing, and power systems related to electrical networks, microgrids, and renewable energies, among others, because it can ensure that cooperating processes or systems can interoperate correctly; further, the scheduling of specific tasks through a timestamp can be done. Among different synchronization protocols, the inter-range instrumentation group (IRIG)-B time code has become one of the most employed in real-time information transmission systems because of its accuracy, robustness, and simplicity. In this paper, a field programmable gate array (FPGA)-based IRIG-B decoder is presented. The FPGA used is a Cyclone IV EP4CE115F29; yet, the proposed hardware implementation has a vendor independency. On the other hand, the IRIG-B output is provided by a SEL-2401 Satellite-Synchronized Clock. Results show that the proposal can provide a reliable and accurate time source using the IRIG-B time code. Regarding the FPGA, a low resource usage of the chip is obtained; besides, thanks to its high capabilities of integration and parallelism, a widely number of applications can be incorporated.

**Index Terms**— FPGA, IRIG-B time code, satellite-synchronized-clock, time synchronization.

## I. INTRODUCTION

TIME SYNCHRONIZATION (TS) based normally on marks or timestamps is very important because it provides an accurate interoperation of monitoring and control systems. This ensures through a time reference the correct and suitable sequence of events in a process. Nowadays, the exponential technological advancement has allowed the development of new equipment with a noticeable improvement in the accuracy and stability of global sources of location and time, being the most important the global positioning systems (GPS).

Among the synchronization applications, it can be highlighted those related to the power systems because of the

long distances in the electrical power transmission. Here, the main idea is to be able of measuring the state of the network in different points at the same time, which is achieved by means of a TS. It is generally referred to a global time provided by a GPS [1]. One of the most advanced systems is the Phasor Measurement Unit (PMU) or Synchrophasor. In general, they provide the phasor measurement of voltage and current signals at specific points of the network with a timestamp. Also, they provide very high synchronized measurements thanks to the Global Positioning System (GPS), providing the most direct access to the state of the power system at any given instant. The synchronization of these systems is key in monitoring, protection, control, and state estimation in power systems [3-4]. For this instance, in [5] a synchronized voltage phasor measurement in wide area protection and control schemes is presented. Further, a Tracking network state using both Supervisory Control and Data Acquisition (SCADA) and synchronized phasor measurement is approached by [6].

Other applications in communications, manufacturing, and militia are focused in preventing the appearance of anomalies of faults or damages through the continuous monitoring. For example, a data acquisition system (DAS) based on Field Programmable Gate Array (FPGA) with a time stamp provided by a GPS is presented in [7]. It can also store data from multiple channels with a resolution up to 20- microsecond, which is possible thanks to the parallelism and high performance of such technology [8]. Regarding monitoring area, in [9], the authors describe a monitoring system based on LabVIEW, which is developed for the evaluation of Progressive Deterioration of a Squirrel-Cage Rotor. Another contribution about monitoring is presented in [10], where a prototype to perform the monitoring measurement and control of electrical loads in residential applications in order to avoid an excessive consumption is presented. On other hand, the surveillance of the equipment integrity based on TS to protect, connect and activate peripherals is used in [11]; besides, it puts the microprocessor in a power saving mode simultaneously and if is required it

This work is supported by PRODEP UAQ-PTC-331 under the FIN2016 project.