



UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
DE QUERÉTARO



FACULTAD
DE INGENIERÍA

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE QUERÉTARO
FACULTAD DE INGENIERÍA
CAMPUS SAN JUAN DEL RÍO

Método de referencia para calidad de la potencia y sincrofasores en estado estacionario y no-estacionario

Tesis

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

DOCTOR EN MECATRÓNICA

Presenta

M.C. Marco Antonio Rodríguez Guerrero

Dirigido por:

Dr. René de Jesús Romero Troncoso

Co-dirigido por:

Dr. René Carranza López Padilla

Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos

Santiago de Querétaro, Qro, julio de 2022



Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería

Doctorado en Mecatrónica

Método de referencia para calidad de la potencia y sincrofasores en estado estacionario y no-estacionario

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Doctor en Mecatrónica

Presenta

M.C. Marco Antonio Rodríguez Guerrero

Dirigido por:

Dr. René de Jesús Romero Troncoso

Co-dirigido por:

Dr. René Carranza López Padilla, Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos

SINODALES

Dr. René de Jesús Romero Troncoso
Presidente

Firma

Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos
Secretario

Firma

Dr. René David Carranza López Padilla
Vocal

Firma

Dr. Arturo Yosimar Jaen Cuellar
Suplente

Firma

Dr. David Alejandro Elvira Ortiz
Suplente

Firma

Dr. Manuel Toledano Ayala
Director de la Facultad de Ingeniería

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

I. RESUMEN

La definición de magnitudes y métodos de medida de señales eléctricas no estacionarias en sistemas de potencia eléctrica es un tema de investigación actual de gran interés. De particular importancia son las mediciones en sistemas eléctricos con conflictos de calidad de potencia energía y presencia de ruido electromagnético aditivo, que son característicos de las redes eléctricas modernas y representan un gran reto de medición en la implementación de las redes inteligentes de potencia eléctrica. Actualmente, la estimación de parámetros eléctricos críticos se resuelve mediante sincrofasores y analizadores de calidad eléctrica desplegados en las redes que están caracterizados para mediciones en condiciones de estado estacionario. Los métodos de medición que superan las limitaciones de los métodos de análisis del estado estacionario constituyen un tema de investigación de alta importancia a nivel mundial. La naturaleza dinámica a corto plazo que es propia de las redes eléctricas modernas requiere métodos de medición capaces de estimar correctamente los mensurandos o parámetros eléctricos críticos en condiciones de tiempo real. El presente trabajo de investigación se enfoca en el desarrollo y caracterización de métodos de medición en tiempo real de las componentes espectrales de tensión y corriente eléctrica que se observan en el estado dinámico de las redes eléctricas, entendiéndose por “tiempo real” a las mediciones de amplitud, fase y frecuencia espectral (armónica o interarmónica de la fundamental) de la tensión y la corriente eléctrica en el sistema de potencia, cuyo resultado de medición debe ser reportado al menos cada 200 ms. En el presente trabajo, se desarrolla un modelo parametrizado que describe la naturaleza física no estacionaria de los fenómenos de calidad de la potencia. La incertidumbre de medición asociada a los métodos de medición desarrollados en la presente investigación es menor que la investigación reportada en el estado del arte.

(Palabras clave: Mediciones espectrales en estado no estacionario, calidad de la potencia, sincrofasores, métodos de referencia, redes eléctricas de potencia)

II. SUMMARY

The definition of a quantity to be measured and its associated measurement methods in the environment of electrical signals within a non-stationary nature in power systems are under development for conditions of poor power quality and noise. These conditions are caused to a greater extent by developing modern power grids and the establishment of smart grids. This new paradigm of control and dispatch of electricity uses intelligence to integrate all network actors harmoniously. Currently, the estimation of critical electrical parameters is solved by synchrophasors and power quality analyzers deployed in these networks. These measurement technologies require a reference framework that evaluates the metrological features' performance in terms of accuracy and reliability. The development of measurement methods that overcome the limitations of steady-state analysis methods is widely developed and tackled by researchers worldwide. The short-time dynamic nature of power grids requires measurement methods capable of correctly estimating the measurands or critical electrical parameters. In the present work, a parameterized model is developed describing the non-stationary physical nature of power quality phenomena. Secondly, the research work is focused on the development and characterization of measurement methods for spectral components that require the amplitude, frequency, and the phase of the spectral components in observation windows of 200 ms, and windows of shorter duration for the fundamental. The methods developed have lower uncertainty than those reported in state-of-the-art.

(Keywords: Non-steady state measurements, power quality, synchrophasors, reference methods, power systems)

III. DEDICATORIAS

Para Mariela y Victoria con todo mi amor, son mi soporte y mi refugio

Per Aspera Ad Astra

IV. AGRADECIMIENTOS

Deseo hacer patente mi profundo agradecimiento al Centro Nacional de Metrología y a su Sistema de Desarrollo Profesional (SIDEPRO) por el apoyo para la realización de este trabajo de investigación en el Área de Metrología Eléctrica de Potencia y Energía Eléctrica; así como a la Universidad Autónoma de Querétaro por permitirme formarme como individuo y como investigador.

Especial atención y agradecimiento al Dr. René David Carranza López Padilla por el apoyo que me ha brindado durante todo el desarrollo de este trabajo y en general durante mi formación profesional como investigador en temas de metrología eléctrica. Quiero resaltar el consejo constante, la motivación y las herramientas que ha puesto a mi alcance para lograr las metas propuestas.

Al Dr. René de Jesús Romero Troncoso, por sus consejos, por su paciencia y por sus atinados comentarios. Su dirección y asesoría son invaluable en mi formación como investigador.

Al Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos, por su apoyo incondicional y por todas las aportaciones y consejos técnicos y personales.

Al personal académico y administrativo del Doctorado en Mecatrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, por su contribución en este trabajo.

A mis compañeros de aventuras en el laboratorio: Sergio, Adrián, Benjamín, Fredy, Jesús. Gracias por el constante ánimo, por su ayuda, y por todas las experiencias a través de los años.

A mi esposa y a mi hija por tantas horas sacrificadas para alcanzar la meta.

A mi familia por el seguimiento de este tema durante años de trabajo y formación.

A todos, simplemente, gracias.

V. TABLA DE CONTENIDOS

I.	RESUMEN.....	i
II.	SUMMARY	ii
III.	DEDICATORIAS	iii
IV.	AGRADECIMIENTOS	iv
V.	TABLA DE CONTENIDOS.....	v
VI.	ÍNDICE DE FIGURAS	viii
VII.	ÍNDICE DE TABLAS	xii
I.	RESUMEN.....	1
1.	INTRODUCCIÓN.....	3
1.1	Impacto económico y técnico de una medición incorrecta de parámetros críticos en señales eléctricas.....	3
1.2	Antecedentes.....	6
1.3	Descripción del problema	14
1.4	Hipótesis	17
1.5	Objetivo general y particulares.....	18
1.6	Justificación	19
1.7	Planteamiento general	21
2.	REVISIÓN DE LA LITERATURA.....	23
2.1	Estado del arte para métodos de medición basados en sincrofasores	23
1.	La norma internacional IEC/IEEE, 2018, IEEE/IEC 60255-118-1-2018, basada en la norma americana IEEE Std. C37.118.1-2011.	26
2.	Técnicas usadas para análisis dinámico en tecnologías de medición de sincrofasores	33

3.	Métodos de medición de sincrofasores	34
i.	Métodos de medición basados en la Transformada Discreta de Fourier. .	34
ii.	Métodos de medición basados en mínimos cuadrados.....	39
2.2	Estado del arte para métodos de medición de Calidad de la Potencia	45
1.	Estimación de parámetros eléctricos para componentes espectrales ...	45
2.	Representaciones tiempo-frecuencia: DFT de corto tiempo, transformada Wavelets, Transformada S.	48
3.	Estimación de estado: Filtros Kalman.....	49
4.	Procesamiento de señales: phase-locked loop, bancos de filtros, filtros adaptables.	50
5.	Aproximaciones de inteligencia artificial.	50
6.	Aproximaciones paramétricas.	51
3.	METODOLOGÍA.....	53
3.1	Descripción general de la metodología.....	53
3.2	Modelo parametrizado para la descripción de señales eléctricas en estado estacionario y no estacionario	55
a.	Modelo matemático UAQ-CENAM de señales eléctricas	56
b.	Síntesis de señales eléctricas.....	59
c.	Construcción del modelo matemático propuesto para disturbios de calidad e la potencia simultáneos.	64
d.	Validación del modelo propuesto	66
3.3	Método de medición de sincrofasores	81
3.4	Método de medición para calidad de la potencia: componentes espectrales.....	87
3.5	Evaluación de desempeño de los métodos medición desarrollados.....	98

a.	Evaluación para el método de medición de sincrofasores	98
b.	Evaluación para el método de medición de calidad de la potencia.....	100
3.6	Propuesta experimental para la evaluación de los métodos de medición de sincrofasores y de calidad de la potencia.....	104
3.7	Transductores con ancho de banda de 6 kHz	106
4.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	111
4.1	Análisis de desempeño del método de medición para sincrofasores con respecto a la norma IEEE Std. C37.118.1-2014 – IEEE/IEC 60255-118-1-2018	111
4.2	Análisis de desempeño del método de medición para sincrofasores con respecto a señales eléctricas en estado no estacionario	125
4.3	Análisis de desempeño del método de medición para calidad de la potencia con respecto a señales eléctricas en estado estacionario y no estacionario	129
4.4	Caracterización de transductor de tensión eléctrica de 120 V a 1.2 V	136
5.	CONCLUSIONES Y PROSPECTIVAS	140
6.	BIBLIOGRAFÍA.....	145
i.	Apéndice A. Primer artículo publicado	a
ii.	Apéndice B. Segundo artículo publicado	b
iii.	Apéndice C. Tercer artículo publicado	c

VI. ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1. Esquema general o tradicional de fuentes de generación de energía eléctrica: Fuentes renovables y variables, Fuentes renovables no variables y Fuentes no renovables y no variables (NIST, 2012)	8
Figura 1-2. Esquema general una red de transmisión de energía eléctrica y su interconexión con las etapas de generación y de distribución (NIST, 2012).....	9
Figura 1-3. Esquema de una red de distribución moderna de energía eléctrica y su interconexión con la etapa de transmisión y generación distribuida (NIST, 2012).	11
Figura 1-4. Diagrama simplificado del planteamiento general de la investigación.	22
Figura 2-1. Representación convencional del sincrofasor: a) Medición de sincrofasor usando la señal de referencia 1 PPS, y b) Representación del sincrofasor en el plano complejo.....	28
Figura 2-2. Representación básica de la respuesta de dos métodos de medición basados en TFT y LS.....	42
Figura 3-1. Localización de las instalaciones del Centro Nacional de Metrología, lugar donde fue realizada la presente investigación	54
Figura 3-2. Primer paso en la construcción de una señal con disturbios de calidad de la potencia para $x_b(t)$	68
Figura 3-3. El segundo paso de la construcción de una señal con varios PQD relacionados con la amplitud se añaden en forma de Sag y Swell	69
Figura 3-4. El tercer paso de la construcción de una señal sintética con varios disturbios de calidad de la potencia: añadiendo distorsión interarmónica no correlacionada, $x_d(t)$	70
Figura 3-5. El cuarto paso de la construcción de una señal sintética con varios disturbios de calidad de la potencia: adición de un transitorio oscilatorio, $x_e(t)$	71
Figura 3-6. El paso final de la construcción de una señal con varios disturbios de calidad de la potencia simultáneos: suma de ruido gaussiano, $x_f(t)$	72

Figura 3-7. Forma de onda real registrada en el campo: (a) forma de onda original registrada en el dominio del tiempo, (b) forma de onda basada en el modelo del dominio del tiempo, (c) diferencia en el dominio del tiempo.....	76
Figura 3-8. Forma de onda real registrada en el campo: (a) forma de onda original registrada en el dominio del tiempo, (b) forma de onda basada en el modelo del dominio del tiempo, (c) diferencia en el dominio del tiempo.....	80
Figura 3-9. Una breve visión de la técnica propuesta: una descomposición ortogonal de ganancia unitaria de una señal de entrada permite medir su amplitud, frecuencia, y fase	82
Figura 3-10. Representación básica de un sincrofasor: a) esquema básico de sincronización UTC, b) composición de TVE.	80
Figura 3-11. Respuesta de frecuencia tanto del filtro en fase como del filtro en cuadratura.....	86
Figura 3-12. Diagrama unifilar para el circuito de alta potencia que provee las señales eléctricas en estado no estacionario para caracterización y uso del método de medición propuesto MUSIC + IpDFT	102
Figura 3-13. Implementación del procesamiento de tiempo real para los métodos de referencia propuestos en esta tesis; se usa una controladora PXI 8119 para aplicaciones en tiempo real.....	105
Figura 4-1. Resultados para evaluación de TVE para distorsión armónica	112
Figura 4-2. Error de frecuencia cuando se agrega distorsión interarmónica a la señal fundamental de 60 Hz.....	113
Figura 4-3. TVE cuando se agrega distorsión interarmónica a la señal fundamental de 60 Hz.....	114
Figura 4-4. TVE en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase ..	116
Figura 4-5. FE en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase.....	117
Figura 4-6. ROCOF en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase	117

Figura 4-7. Respuesta y desempeño del método propuesto durante un cambio súbito en la amplitud. Se muestra: en (A) la respuesta de amplitud, y en (B) la respuesta de fase.	120
Figura 4-8. Respuesta y desempeño del método propuesto durante un cambio súbito en la fase en forma de escalón. Se muestra en (A) la respuesta de amplitud y en (B) la respuesta de fase.	121
Figura 4-9. TVE para la prueba dinámica de rampa de frecuencia (aceleración lineal) con una tasa de 1 Hz/s.	123
Figura 4-10. Error de Frecuencia ante una rampa lineal de frecuencia de 1 Hz/s	124
Figura 4-11. Comparación de estimación de fase contra la fase de referencia ante una rampa de frecuencia lineal de 1 Hz/s.....	125
Figura 4-12. Señal trifásica de prueba, con desbalance en tres fases por cambios súbitos de amplitud y discontinuidad en fase.....	126
Figura 4-13. Resultados de estimación de parámetros de sincrofasores usando señales reales, simulando la operación de un sistema eléctrico de potencia	127
Figura 4-14. Señal de corriente eléctrica en un sistema eléctrico de potencia. Estado no estacionario.....	132
Figura 4-15. Análisis de amplitud de corriente Tiempo-Frecuencia de señal eléctrica real usando MUSIC e IpDFT.....	134
Figura 4-16. Análisis de fase de corriente Tiempo-Frecuencia de señal eléctrica real usando MUSIC e IpDFT.....	134
Figura 4-17. Estimación de frecuencia de la fundamental de corriente en un sistema eléctrico de potencia	135
Figura 4-18. Divisor de tensión resistivo modelo 2020 desarrollado en el CENAM en el marco de la investigación de métodos de medición de referencia para metrología de calidad de la potencia	136
Figura 4-19. Respuesta de amplitud del divisor resistivo desarrollado para el patrón nacional de calidad de la potencia y usado en la presente investigación	1384

Figura 4-20. Respuesta de fase del divisor resistivo desarrollado para el patrón nacional de calidad de la potencia y usado en la presente investigación. 138

Figura 4-21. Diagrama a bloques para caracterizar y dar trazabilidad al divisor de tensión resistivo 135

VII. ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Costo estimado por tipo de industria debido a decaimientos de tensión eléctrica o bien por interrupciones con duraciones de 1 s a 1 hr de acuerdo con Lineweber (2013)	6
Tabla 2. Detalle de los instrumentos de medición utilizados durante el presente trabajo de investigación.	54
Tabla 3. Valores de amplitud y fase para la ecuación (21) durante cada ciclo de la frecuencia fundamental.....	74
Tabla 4. Valores de amplitud y fase para la ecuación (25) durante cada ciclo de la frecuencia fundamental.....	78
Tabla 5. Pruebas utilizadas para evaluar el desempeño metrológico del método de medición para sincrofasores basados en la norma internacional IEC/IEEE 60255-118-1:2018.....	98
Tabla 6. Casos de estudio con señales eléctricas reales en estado no estacionario	99
Tabla 7. Casos de estudio usando señales sintéticas y señales eléctricas reales en estado no estacionario para evaluación de desempeño de método de medición de calidad de la potencia	102
Tabla 8. Resumen comparativo para métodos de medición de sincrofasores en estado estacionario y no estacionario.....	128
Tabla 9. Resumen de resultados del método de medición MUSIC + IpDFT	130

I. RESUMEN

Las redes modernas de potencia eléctrica enfrentan condiciones operativas de muy alta complejidad que comprometen significativamente el balance entre la potencia de las redes y las cargas eléctricas conectadas a las mismas. Para asegurar la capacidad operativa de una red eléctrica se debe conocer el valor instantáneo del flujo de potencia eléctrica en los nodos de interconexión de las redes (puntos en donde se conectan los circuitos de generación de energía eléctrica con los de consumo). La componente de frecuencia fundamental (60 Hz) del flujo de potencia eléctrica es el activo de mayor valor agregado que una red eléctrica entrega a la industria y a la sociedad en general. Las frecuencias espectrales no fundamentales del flujo de potencia son indicativas de problemas con la calidad de la potencia eléctrica de la red, la cual puede tener un gran impacto económico en la industria. La medición en tiempo real de la amplitud, frecuencia y fase de las componentes espectrales del flujo de potencia, tanto de la fundamental como de otras, es imprescindible para conocer las capacidades operativas de las redes eléctricas.

La investigación sobre el flujo eléctrico cuando las redes eléctricas operan en condiciones no estacionarias es una asignatura pendiente, y representa un gran interés internacional por su alto impacto en el despliegue de las tecnologías modernas.

La investigación que se presenta resulta en nuevas técnicas de medición de alta exactitud, que son capaces de describir detalladamente la evolución en tiempo real de los fenómenos que afectan el flujo eléctrico cuando las redes eléctricas operan en condiciones no estacionarias. Los resultados experimentales de esta investigación confirman el uso de estas técnicas de medición para evaluar el desempeño de las nuevas tecnologías de medición que se despliegan abundantemente en las redes eléctricas con el incremento de la penetración de las energías renovables.

II. SUMMARY

Modern electrical power grids face very highly complex operating conditions that significantly compromise the balance between the power of the networks and the electrical loads connected to them. To ensure the operational capacity of an electrical network, it must be known the instantaneous value of the electrical power flow in the interconnection nodes of the networks (points where the circuits of electricity generation are connected with those of consumption). The fundamental frequency component (60 Hz) of the electrical power flow is the most value-added asset that an electrical network delivers to industry and society at large. Non-fundamental spectral frequencies of power flow are indicative of problems with the quality of the electrical power of the grid, which can have a major economic impact on industry. The real-time measurement of the amplitude, frequency, and phase of the spectral components of the power flow, both fundamental and other, is essential to know the operational capabilities of the electrical networks.

Research on the electrical flow when electricity grids operate in non-stationary conditions is a pending issue and represents a great international interest due to its high impact on the deployment of modern technologies.

The present research provides results in new high-accuracy measurement techniques, which are able to describe in detail the real-time evolution of phenomena that affect electrical flow when power grids operate under non-stationary conditions. The experimental results of this research confirm the use of these measurement techniques to evaluate the performance of new measurement technologies that are abundantly deployed in electricity grids with the increased penetration of renewable energies.

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Impacto económico y técnico de una medición incorrecta de parámetros críticos en señales eléctricas

En México, así como en el resto del mundo, existen tres grandes retos abordar en el corto plazo en el sector de energía, particularmente en México se describen en el más reciente PRODESEN (Programa de Desarrollo del Sector Eléctrico Nacional) publicado anualmente por la Secretaría de Energía en 2019, 2020 y 2021. Los retos se listan a continuación: 1) Constante crecimiento en la demanda de energía eléctrica, 2) Uso eficiente de la energía eléctrica (eficiencia energética) y movilidad eléctrica, y 3) la integración de nuevas fuentes de energía eléctrica (integración de energías renovables, mayormente).

Se estima que el crecimiento anual en el consumo de energía eléctrica en México fluctúa entre el 4% y el 7% dependiendo del sector (industrial, comercial, residencial) de acuerdo con el Programa de ampliación y modernización de la red nacional de transmisión y redes generales de distribución del mercado eléctrico mayorista del PRODESEN (2019), esta proyección se mantendrá en el futuro de acuerdo con los registros históricos que la Agencia Internacional de Energía (*International Energy Agency, IEA* por sus siglas en inglés) mantiene sobre México (*World Energy Outlook, 2019*). El valor económico del consumo de energía eléctrica en México, para el 2018 fue de \$606,000 millones de pesos/año. Un mayor consumo eléctrico en el país obliga a establecer políticas públicas y planeación estratégica en el sector que incluye entre otros: uso eficiente de la energía, ampliación de la red nacional de transmisión, modernización de las redes generales de distribución, la integración de energías renovables y la implementación de redes eléctricas inteligentes. Todas las anteriores requieren de una base de mediciones de parámetros eléctricos que sean confiables para monitoreo y control de potencia eléctrica, energía eléctrica y calidad de la potencia.

La eficiencia energética es un aspecto clave en el crecimiento del sector eléctrico. Se estima que es un detonante en el crecimiento económico y contribuye en la reducción de hasta el 40% emisiones (IEA, 2018). La eficiencia energética permitirá mejorar la seguridad del suministro eléctrico de manera sostenible. La aplicación de políticas públicas en temas de eficiencia energética en el mundo permite alcanzar las metas de recorte de emisiones y mejora al medio ambiente sin la necesidad de aplicación de nueva tecnología en el sector, teniendo un impacto económicamente significativo. La meta establecida por la Secretaría de Economía en México para la descarbonización y reducción de emisiones en el sector eléctrico para 2024 es del 22%.

La Agencia Internacional de Energía Renovable (*International Renewable Energy Agency*, IRENA por sus siglas en inglés) recientemente emitió un análisis y sus perspectivas hacia el año 2040 para el sector eléctrico global (IRENA, 2018), donde destaca que una forma para descarbonizar el sector eléctrico se puede observar en la tendencia global para el incremento de las capacidades de generación eléctrica a través de medios renovables. En México la capacidad instalada de generación eléctrica a través de energía renovable ha crecido un 41% de manera relativa de 2013 al 2019. De mantenerse este crecimiento en los generadores de energía por medios renovables se necesitará la solución de temas técnicos para su correcta integración al Sistema Eléctrico Nacional. Se estima que la integración de energías renovables coadyuva a las metas nacionales de desarrollo sustentable que se alinean con el Plan Nacional de Desarrollo 2019-2024.

Por otro lado, garantizar en México el suministro de energía eléctrica está directamente vinculado con el crecimiento económico. En el año 2016, alrededor del 36% de hogares en México (11 millones) no contaban con energía eléctrica que

satisficiera sus necesidades, mientras que 4 millones de hogares no tienen acceso a la electricidad de acuerdo con García-Ochoa *et al* (2016). Lo anterior está directamente asociado a dos características críticas en el suministro: la cantidad de energía de suministro y la calidad de la potencia asociada a la misma. Alcanzar y mantener los objetivos de cantidad y calidad del suministro está asociado en parte con la infraestructura del sistema, y en parte con mediciones de energía y de otros parámetros claves para el funcionamiento y control del Sistema Eléctrico Nacional.

De acuerdo con el vocabulario internacional para metrología (BIPM, 2012), la definición de una magnitud física a medir se conoce como mensurando. El no definir correctamente el mensurando de lo que se requiere medir, o que los resultados de una medición no representen la naturaleza física de lo que se está observando impacta directamente de manera técnica y económica en los distintos estratos y actores del sector eléctrico. El impacto económico descrito por Sharma *et al.* (2018) es normalmente estudiado diferenciando la naturaleza del disturbio o fallas que afectan las redes eléctricas y a sus usuarios. Por ejemplo, los decaimientos temporales de la tensión eléctrica o bien de interrupciones es crítico para la industria en general ya que reduce la productividad, produce interrupciones de producción o bien genera costos adicionales debido a reinicio de procesos productivos. En la tabla 1 se presenta un resumen de costos asociados a decaimientos de tensión (*sag*) o interrupciones que van desde 1 segundo a 1 hora de acuerdo con el reporte sobre el costo de los disturbios de potencia en compañías de economía industrial o de economía digital preparado por Lineweber (2013) para el Instituto de Investigación en Potencia Eléctrica de los Estados Unidos (*Electric Power Research Institute* por sus siglas en inglés). El impacto económico de una pobre calidad de la potencia es significativo. El primer paso para mitigar dicho impacto es asegurarse de las condiciones de la red eléctrica a través de mediciones eléctricas confiables.

Tabla 1. Costo estimado por tipo de industria debido a decaimientos de tensión eléctrica o bien por interrupciones con duraciones de 1 s a 1 hr de acuerdo con Lineweber (2013)

Tipo de industria	Costo (USD \$) 1 s – 1 hr
Textil	1,000 – 100,000
Plástico	2,000 – 50,000
Vidrio	10,000-1,000,000
Papel	30,000 – 3,000,000
Acero	50,000 – 4,000,000
Semiconductores	75,000 – 10,000,000

Por otro lado, el impacto técnico es igualmente significativo para los operadores de la red, los despachadores, las compañías generadoras y demás actores de la industria eléctrica. Los armónicos en los transformadores de potencia en las redes eléctricas que son sometidos a señales conducidas de armónicos de corriente eléctrica son causantes del 50 % de las pérdidas en transformadores, reducen la vida útil (no más de 5 años) de aparatos, elementos eléctricos y equipos conectados a la red, incurriendo en costos adicionales debidos a ejercicios de mantenimientos no programados. Raramente los disturbios de calidad de la potencia son estacionarios y se acompañan de componentes espectrales más allá de la frecuencia fundamental en conjunto con otros disturbios simultáneos de amplitud y fase. Reducir el impacto en temas técnicos en instrumentos y equipos en la red pasa por contar con mediciones confiables de estos parámetros en el momento que suceden.

1.2 Antecedentes

Una red eléctrica de potencia está compuesta esencialmente por 3 etapas: Generación, Transmisión y Distribución. Particularmente en la etapa de generación

existen distintas formas para generar energía eléctrica, se pueden englobar en dos grandes familias: 1) métodos tradicionales tales como reactores nucleares, a través de la quema de combustibles fósiles, ciclo combinado entre otras y 2) generación por medios limpios tales como hidráulica, a través de geotérmica o por biomasa, o los recursos renovables.

La generación de energía eléctrica a través de recursos renovables principalmente se realiza con generadores eólicos o con celdas fotovoltaicas. Las interconexiones de generadores eléctricos por medios renovables con las fuentes de generación tradicional representan un reto debido a dos características clave: primero, a su naturaleza intermitente y en segundo lugar a su comportamiento es altamente no lineal derivado del uso de electrónica de potencia e inversores; esto último genera problemas de calidad de la potencia de muy corta duración que impiden una medición confiable (Farhoodnea *et al.*, 2013).

Una representación gráfica de la complejidad de una red de generación actual puede encontrarse en la figura 1-1 donde se muestran de manera didáctica algunos elementos básicos que comprenden una red de generación eléctrica. Se puede apreciar que hay métodos de generación de energía eléctrica no renovables o tradicionales basados en quema de carbón o de algún combustible fósil, estos generadores típicamente se consideran invariantes en el tiempo. Existe un segundo grupo de sistemas de generación de energía eléctrica por medios limpios, por ejemplo, hidroeléctricas o plantas geotérmicas. El reto se encuentra en la integración de un tercer grupo de generadores de energía eléctrica basados en medios renovables. Si bien este último grupo es amigable con el ambiente y responde a la tendencia mundial de mitigación de cambio climático representa un reto técnico de gran envergadura debido a que son medios de generación intermitentes, por ejemplo, la generación a través de medios eólicos o fotovoltaicos.

Las centrales de generación sin importar su naturaleza están localizadas a distancias considerables de los centros urbanos o centros productivos, siendo imperativo transportar esta energía eléctrica a los puntos donde se requiera de la potencia eléctrica para generar un trabajo.

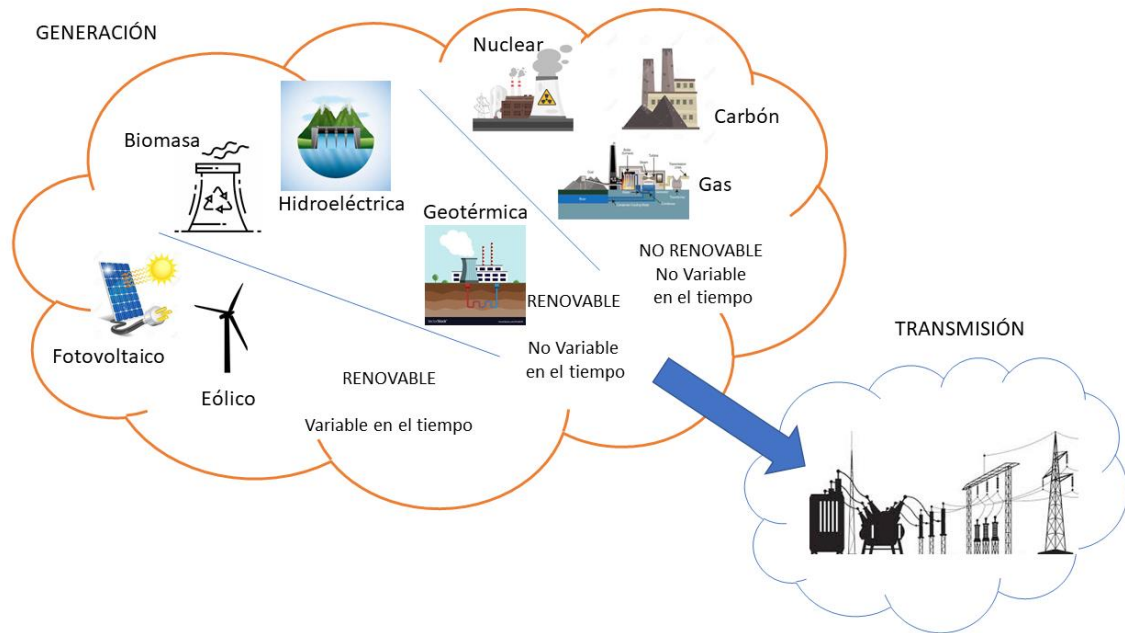


Figura 1-1. Esquema general o tradicional de fuentes de generación de energía eléctrica: Fuentes renovables y variables, Fuentes renovables no variables y Fuentes no renovables y no variables (NIST, 2012)

En la figura 1-2 se muestra una representación de una red de transmisión eléctrica la cual interconecta a las redes de generación eléctrica con los sistemas eléctricos de potencia para distribución, donde se encuentran los usuarios finales.

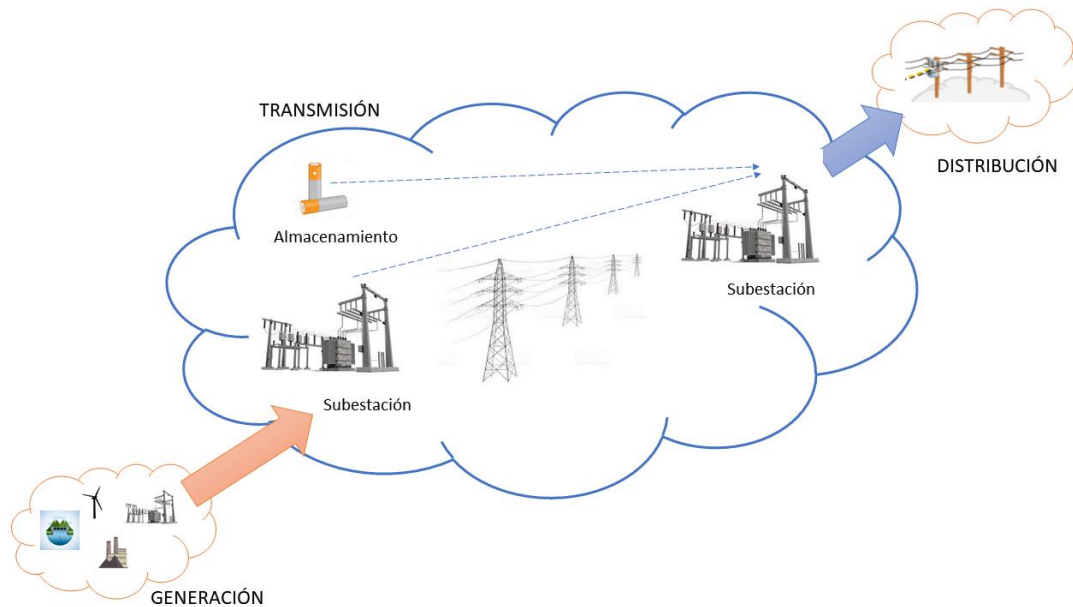


Figura 1-2. Esquema general una red de transmisión de energía eléctrica y su interconexión con las etapas de generación y de distribución (NIST, 2012).

La red de transmisión tiene como principal característica el uso de subestaciones para la transformación del valor de tensión eléctrica de la red. La principal preocupación de un operador de una red de transmisión es mantener la estabilidad del sistema completo, esto lo logra balanceando la etapa de generación con la carga (demanda) a través de la red eléctrica de transmisión. Entre los elementos más importantes de esta red podemos encontrar: subestaciones, relevadores y circuitos de protección, monitores de calidad de la potencia, unidades de medición fasoriales (PMU), analizadores de calidad de la potencia que cumplen con la norma internacional IEC 61000-4-30 (2015), registradores de fallas, comunicaciones, entre otros.

En la Figura 1-3 se muestra el dominio de una red eléctrica de distribución, la cual interconecta la red eléctrica de transmisión con el usuario final. Una red eléctrica de

distribución puede tener distintas topologías de configuración y su confiabilidad depende directamente de su estructura. Las redes de distribución modernas se están orientando a generación distribuida, es decir, se cambia el paradigma de generación eléctrica con un solo flujo de potencia, permitiendo que pequeños generadores sean instalados directamente en alimentadores de la red de distribución. El impacto de estas nuevas topologías se encuentra en el flujo de potencia que es bidireccional. Los sistemas de medición y las tecnologías de medición se enfrentan a un reto técnico al intentar responder a las necesidades de los operadores de la red. La integración de Generación Distribuida requiere de capacidades de medición en la frecuencia fundamental y en parámetros de calidad de la potencia con alta exactitud. De acuerdo con Naderi *et al.* (2018) se requieren de métodos de medición y herramientas tecnológicas que sean capaces de enfrentar retos como: pérdidas de las señales eléctricas por más de 10 ms, decaimientos o incrementos de amplitud de la fundamental en tiempos menores a un periodo de la frecuencia fundamental (16 ms); transitorios de corta duración, distorsión por ruido de alta frecuencia, armónicos variantes en el tiempo, entre otros.

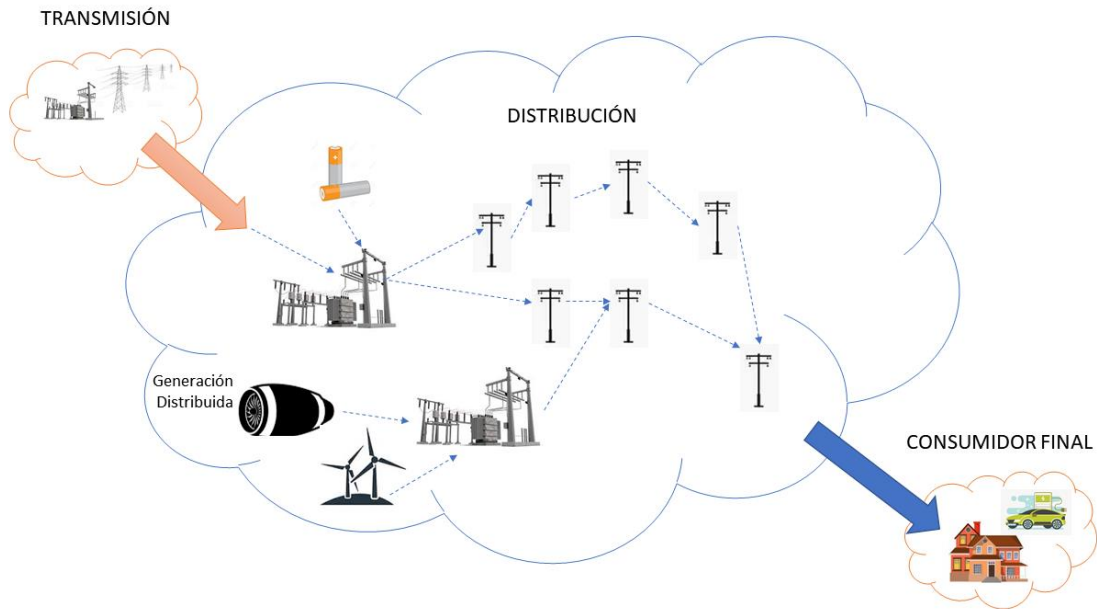


Figura 1-3. Esquema de una red de distribución moderna de energía eléctrica y su interconexión con la etapa de transmisión y generación distribuida (NIST, 2012).

Los sistemas eléctricos de potencia actuales deben enfrentar situaciones muy complejas de operación, particularmente en condiciones dinámicas, tal como sucede en fallas locales o de área amplia. Estas situaciones se presentan tanto en la etapa de transmisión de la energía eléctrica como en la de distribución. Un parámetro importante de la integridad y capacidad de los sistemas de potencia eléctrica para enfrentar estas situaciones y para resanar capacidades operativas afectadas por fallas, es el valor en tiempo real, de la capacidad disponible de potencia y de la demanda de la carga al mismo. Esta determinación corresponde a un análisis en tiempo real de los vectores eléctricos medibles en todos los puntos de intercambio de potencia en un sistema eléctrico. La transmisión de energía eléctrica desde la etapa de generación hasta el consumidor final tiene varios retos entre los que destacan la incorporación de diversas fuentes de energía (convencionales y no convencionales) en una red, tanto en la red de generación

como en la red de distribución, las diferentes respuestas dinámicas de estas fuentes de energía, así como de los diferentes componentes del sistema de potencia eléctrica. Lo anterior resulta en una red eléctrica de potencia completamente no lineal, con un comportamiento estocástico. Así, los vectores de importancia en un sistema de potencia eléctrica se caracterizan por desarrollarse en condiciones completamente no estacionarias y no exclusivamente en el valor de la frecuencia fundamental, es decir, la impedancia de la red es función de los componentes de frecuencia espectrales presentes en la red de distribución. Esta realidad cuestiona algunas técnicas de medición que se desarrollaron para su aplicación en condiciones casi-estacionarias, tal como las técnicas de estimación de estados mediante mínimos cuadrados o bien aquellas técnicas que usan la transformada de Fourier como base. Para tener una capacidad de observación del estado operativo de un sistema eléctrico de potencia en tiempo real, se requieren nuevas técnicas de medición y métodos de referencia de vectores eléctricos, cuya confiabilidad permita superar las limitaciones que impone un sistema operando en condiciones no-estacionarias e inmerso en ruido aleatorio aditivo.

Por otro lado, el incremento de las energías renovables es vital para la reducción de costos y para la reducción de gases provenientes del uso de combustibles fósiles, adicionalmente se prevé que esta fuente de generación de energía eléctrica pueda asegurar el abastecimiento en el mediano plazo. Sin embargo, las fuentes renovables de energía presentan un nivel importante de intermitencia, el cual está asociado con la degradación de la calidad de la potencia eléctrica en los nodos de interconexión. La implementación de redes inteligentes de energía es el mecanismo mundialmente aceptado para dar confiabilidad de grandes niveles en la generación de energía renovable, siendo las nuevas técnicas de medición asociadas a estas redes, esenciales para una operación estable.

De acuerdo con Muljadi *et al.* (2014) existen una variedad de aplicaciones que van desde monitoreo de estabilidad de tensión, monitoreo de estabilidad de ángulo de rotación, entre otras para medidores de parámetros eléctricos en redes eléctricas de potencia. La consecuencia natural por falta de información en tiempo real del flujo de potencia son las afectaciones de área amplia, como los “apagones” (black out), que tienen un alto un impacto económico en la industria y en los sectores urbanos (NASPI, 2011). De esta manera las mediciones realizadas en campo deben ser suficientemente exactas y confiables, siendo criticas las mediciones en redes de distribución en términos de resolución y exactitud con cambios pequeños en la amplitud, la fase y la frecuencia de las señales eléctricas a medir. Es necesario asegurar que las mediciones hechas por esta clase de instrumentos sean inmunes a ruido aditivo, inmunes a perturbaciones que existen en las redes eléctricas y a que los medidores de parámetros eléctricos sean suficientemente exactos y estables para determinar el mínimo cambio en las condiciones de operación de la red eléctrica en condiciones de operación dinámicas para la señal fundamental y para un espectro amplio de frecuencias.

Cuando existe una degradación en la red eléctrica debida a disturbios de calidad de la potencia, los principales afectados son los propios usuarios, por ejemplo, pueden existir iluminaciones que fluctúen (efecto parpadeo o *flicker*) o bien picos aleatorios debidos a uso de equipo electrotécnico, principalmente por uso de equipo de cómputo, sin embargo, estas no serán las únicas afectaciones, detrás de esto, hay un profundo efecto en la red eléctrica, lo que puede causar sobrecalentamiento en el equipo eléctrico de la red, por ejemplo en transformadores eléctricos. Las causas de una calidad de la potencia pobre puede ser un solo usuario con cargas altamente no lineales o un conjunto de cargas conectadas a un punto crítico de la red (Bankar *et al.*, 2017). Estas perturbaciones pueden decaer con la distancia, sin embargo, dependiendo de la configuración de la red pueden ser amplificadas y transmitidas a gran distancia. Los operadores de las redes eléctricas necesitan entender cómo se

propagan los fenómenos de calidad de la potencia en la red eléctrica, para que a partir de este conocimiento puedan tomar medidas para mitigarlas. Este monitoreo debe ser llevado a cabo por una serie de instrumentos de medición sincronizados, estratégicamente colocados para las redes eléctricas.

El objetivo de tener instrumentos de medición en permanente contacto con las redes eléctricas de potencia es observar constantemente los parámetros del sistema, así como identificar fenómenos dinámicos que permitan tomar acción para evitar una degradación del servicio. Dichos instrumentos de medición requieren de un marco de referencia para garantizar la trazabilidad y la confiabilidad de las mediciones.

1.3 Descripción del problema

Las redes eléctricas requieren asegurar la confiabilidad de las tecnologías de medición de flujo de potencia desplegadas en los nodos de interconexión, tanto de aquellas que miden la componente de frecuencia fundamental (sincrofasores), como de aquellas que miden la calidad de la potencia de la frecuencia fundamental y de las frecuencias espectrales asociadas. Para los nodos de interconexión que usualmente se encuentran en un régimen de condiciones dinámicas es necesario contar con capacidades de observación de sesenta reportes por segundo de la componente fundamental, y de cinco reportes por segundo para las componentes espectrales asociadas.

Se debe atender la necesidad de medición de disturbios de calidad de la potencia en ventanas de observación cortas en comparación con los fenómenos dinámicos de las redes eléctricas de potencia, de manera que los usuarios de estos medidores puedan atender situaciones de emergencia en los sistemas eléctricos para los

cuales se requieren tiempos cortos para la toma de decisiones que conduzcan a restablecer las condiciones normales de operación de tales sistemas. De la teoría de señales, los eventos o fenómenos no estacionarios requieren herramientas de análisis y métodos de medición que sobresalgan por su capacidad de análisis de señales en ventanas de tiempo muy cortas, tanto con algunos milisegundos, durante los cuales son capaces de determinar algunos parámetros estadísticos de las señales estudiadas.

Es importante tener en cuenta que la normativa técnica internacional se apoya en la serie de documentos de la IEC 61000 sobre compatibilidad electromagnética, dicha normativa técnica incluye los temas de medición en condiciones dinámicas. Esta serie de normas hace referencia a ventanas de observación de 200 ms, tiempo en el cual los medidores de calidad de la potencia deben emitir reportes de medición de las magnitudes de medición involucradas. Se requiere el desarrollo de métodos de medición asociados a estas condiciones de operación real.

El análisis de fenómenos no estacionarios es un tema de alto impacto en el estado del arte de diversos campos de aplicación, particularmente, aquellos orientados al desarrollo de tecnologías emergentes como la Biotecnología, la Nanotecnología, las Redes Eléctricas Inteligentes, entre otras. La característica distintiva de las tecnologías emergentes es la innovación y del desarrollo de líneas de investigación científica básica y aplicada. Los métodos de medición de fenómenos no estacionarios se aplican intensamente en aplicaciones como redes eléctricas inteligentes; inteligencia artificial, redes neuronales, sismología, detección de fallas en sistemas dinámicos; análisis biomédico (cardiograma, electroencefalograma, actividad neuronal); tecnologías de comunicación de última generación e identificación de objetos; aplicaciones militares.

Existe un número significativo de tecnologías de medición de parámetros eléctricos comerciales que se encuentran desplegadas en redes eléctricas de potencia a lo largo de todo el orbe. Existe evidencia y reportes de que estas tecnologías de medición producen mediciones no uniformes (Moraes *et al.*, 2012 y Goldstein, 2016). Los métodos de medición de fenómenos no estacionarios significan una alternativa al uso de tecnologías de medición convencional que se han desarrollado recientemente pero que presentan limitaciones para su aplicación en tiempo real por las grandes cargas de procesamiento computacional que requieren.

La metrología para Redes Eléctricas Inteligentes propone nuevos métodos de medición de calidad de la potencia para condiciones dinámicas de un sistema eléctrico de potencia, estos avances son ámbito de competencia de los Institutos de Metrología Nacionales (Rietveld *et al.*, 2015). Solamente algunos investigadores a nivel internacional han propuesto métodos de medición que tienen la capacidad técnica para asegurar la confiabilidad de las mediciones. Particularmente a nivel internacional los institutos nacionales de metrología están invirtiendo esfuerzos considerables en el desarrollo de métodos que entreguen soporte metrológico, confiabilidad y trazabilidad en condiciones dinámicas, por ejemplo Tang *et al.* (2013) y Goldstein (2016) publican el estado que guarda el sistema de referencia usado en el NIST del Departamento de Comercio de los Estados Unidos (National Institute of Standards and Technology por sus siglas en inglés) reportando el primer sistema de referencia basado en la norma americana IEEE Std. C37.118.1-2014 para la evaluación de sincrofasores. Este desarrollo aplica exclusivamente para condiciones de medición estáticas y dinámicas no simultáneas. La normalización internacional en mediciones de calidad de la potencia y energía eléctrica para condiciones dinámicas tiene un avance en la norma IEEE Std. C37.118.1-2014, sin embargo, los métodos utilizados son para niveles de medición industriales y en estado estático principalmente. Los laboratorios nacionales de metrología requieren desarrollar patrones de medición de alta confiabilidad en el tema para darle soporte

en un marco nacional e internacional de infraestructura de la calidad. Los patrones de medición que están en desarrollo se basan en procesamiento digital de señales y métodos de medición avanzados. La principal limitación está centrada en el modelo matemático del mensurando de parámetros de señales eléctricas. Si el desarrollo de los métodos y algoritmos de medición están basados en este principio, cuando existan condiciones de medición donde la amplitud, la fase y la frecuencia sean función del tiempo, las mediciones que arrojen los sincrofasores y los analizadores de calidad de la potencia no serán representativas de los fenómenos electromagnéticos que se desarrollan en un sistema eléctrico de potencia. La estimación de parámetros eléctricos y de calidad de la potencia en condiciones de medición dinámicas y durante transitorios es un tema en boga en la actualidad, la introducción de modelos dinámicos rompe con un modelo antiguo y muy usado en ingeniería eléctrica de potencia, por otro lado la no unificación de teorías para explicar el comportamiento y las relaciones entre diferentes técnicas y métodos para la estimación parámetros eléctricos hace muy complicado recomendar una técnica específica para ser considerada como absoluta (de la O Serna, 2011).

Se requiere el desarrollo de herramientas que sean capaces de soportar las mediciones de parámetros eléctricos en estado no estacionario aplicables a ventanas de observación menores a 200 ms en condiciones de disturbios de calidad de la potencia. Estos métodos de medición requieren de una incertidumbre conocida y de mejor exactitud que los instrumentos desplegados en campo.

1.4 Hipótesis

Se propone un método de medición, con una incertidumbre de medida menor a lo presentado en el estado del arte, el cual servirá de referencia metrológica para evaluar el desempeño de las técnicas de medición de sincrofasores y de calidad de la potencia eléctrica, que se emplean en las redes eléctricas para asistirlos cuando

se encuentran en condiciones no estacionarias (régimen transitorio observado durante las fallas de los sistemas eléctricos).

1.5 Objetivo general y particulares

Objetivo general.

Desarrollar un método de medición de mínima incertidumbre de medida para evaluar el desempeño de técnicas de medición de sincrofasores y de calidad de la potencia cuando se utilizan en condiciones no estacionarias del flujo de potencia de las redes eléctricas, particularmente, respecto de la medición de estos parámetros justo en el momento en que las redes experimentan alguna afectación operativa que incide en la componente de la potencia activa (sincrofasores) del flujo de potencia, midiendo al mismo tiempo los parámetros de la calidad de la potencia en la red eléctrica. El método de medición de referencia a desarrollar debe presentar resultados de medición en tiempo real, al menos 10 reportes de sincrofasor por segundo (10 RPS) y 5 reportes de calidad de la potencia por segundo (5 RPS). En la presente investigación se desarrollaron nuevos algoritmos de medición de sincrofasor y de calidad de la potencia que superan las limitaciones de medición reportadas en el estado del arte. La presente investigación incursiona también en el diseño, construcción y caracterización de nuevos sensores/transductores de tensión eléctrica y de corriente eléctrica que son usados en el nuevo método de medición de referencia en virtud de sus características metrológicas de alta estabilidad de sus parámetros principales, así como de su respuesta plana en frecuencia hasta 6 kHz, y porque presentan coeficientes mínimos de temperatura interna y de dependencia de la tensión eléctrica.

Siendo los objetivos particulares:

1. Verificar y caracterizar la eficacia de los algoritmos desarrollados en esta investigación para proponerlos como métodos de referencia en las técnicas de medición de sincrofasores y de calidad de la potencia en condiciones estacionarias y no estacionarias con respecto a las metodologías hasta ahora reportadas en software (post-procesamiento); asimismo, se compara el desempeño metroológico de las nuevas técnicas de medición de esta investigación respecto de técnicas desarrolladas en el estado del arte.
2. Desarrollar e integrar nuevas arquitecturas en software para materializar la propuesta del método de referencia desarrollándolo sobre una plataforma de procesamiento que implemente las técnicas de estimación de parámetros eléctricos críticos: amplitud, fase y frecuencia. La medición de estos parámetros eléctricos debe contar con un estampado de tiempo para cada resultado de medición que se reporte (10 RPS de sincrofasores y 5 RPS de calidad de la potencia)
3. Caracterizar el desempeño metroológico (amplitud y ángulo de fase) de transductores de tensión eléctrica alterna y de corriente eléctrica alterna en un ancho de banda desde 0 Hz hasta 6 kHz

1.6 Justificación

La presente investigación está motivada por el interés de desarrollar métodos de referencia para dar soporte metroológico a mediciones de parámetros eléctricos en condiciones no estacionarias basados en técnicas y métodos de procesamiento digital de señales con el objetivo de consolidar estos conocimientos y exportarlos al desarrollo de los patrones nacionales de medición, los cuales son la punta de la pirámide en términos de confiabilidad y trazabilidad de las mediciones que cotidianamente se desarrollan a nivel de la industria eléctrica.

Es indispensable proveer confiabilidad y validez a las mediciones hechas en las redes eléctricas de potencia que utilizan en su gran mayoría tecnologías de

medición comerciales y de avanzada; dichas tecnologías de medición normalmente son desplegadas en la industria previo al desarrollo de un marco de referencia en términos de normalización, metrología y evaluación de la conformidad que garantice la uniformidad de las mediciones durante fenómenos electromagnéticos de calidad de la potencia en estado no estacionario. Por ejemplo, en el año 2012 existía una necesidad urgente por establecer la normalización y los protocolos referentes a la red eléctrica inteligente de los Estados Unidos, sin embargo, los dispositivos de medición inteligentes han sido ampliamente instalados dentro de la red eléctrica previo al establecimiento de los sistemas de referencia que den soporte metrológico. Un ejemplo de esto último puede establecerse a partir del desarrollo histórico que han tenido las Unidades Fasoriales de Medida (*Phasor Measurement Unit, PMU* por sus siglas en inglés), de manera conceptual y los primeros prototipos de estos instrumentos se desarrollaron en la década de 1980, se desplegaron masivamente en la década de 1990 y los primeros esbozos de normalización y métodos de prueba de estos instrumentos se da en el año 2005, con la norma americana IEEE Std. C37-118-2005 y con su actualización el año 2014. El sistema de referencia metrológico que permite trazar las mediciones y garantizar la uniformidad de las mediciones se establece en NIST durante el periodo 2008-2014, y en la actualidad está en desarrollo la validación de distintas tecnologías de medición, buscando interoperabilidad de estas. Lo anterior no ha impedido a la industria y los usuarios desplegar y confiar en esta tecnología con propósitos de monitoreo y control de la red eléctrica. Con esto en mente es urgente establecer un marco de referencia para las mediciones de sincrofasores y de calidad de la potencia en ventanas de observación menores a 200 ms.

Por último, se espera generar una línea de investigación relacionada con el desarrollo de patrones de medición para parámetros críticos de señales eléctricas en condiciones de calidad de la potencia con disturbios en estado no estacionario. Esta línea de investigación puede dividirse en distintas áreas del conocimiento como

lo son: desarrollo de algoritmos de procesamiento de señales en estado no estacionario, desarrollo de plataformas de procesamiento de tiempo real; diseño, construcción y caracterización de transductores de tensión y corriente con ancho de banda de hasta 100 kHz; estudio de la latencia de algoritmos, transductores y digitalizadores; estudio de características críticas en digitalizadores; caracterización de digitalizadores de alta velocidad y alta resolución; sistemas de comunicaciones y de sincronía de alta exactitud para alineación temporal de los datos; minería de datos; inteligencia artificial aplicada a métodos de medición de parámetros eléctricos; entre otros.

1.7 Planteamiento general

La presente investigación propone el diseño y caracterización de un método de referencia que supere los principales limitantes de los métodos propuestos a la fecha, una vez desarrollado el método de referencia se implementará una arquitectura en hardware que permita el uso de diferentes técnicas de análisis de señales para estimación de parámetros eléctricos en mediciones de sincrofasores y de parámetros de calidad de la potencia, se propone una implementación que proporciona la capacidad de análisis de señales a través de una plataforma de procesamiento de tiempo, lo que significa mayor rapidez y una estimación en línea y en post procesamiento que de certeza a las mediciones de parámetros eléctricos de señales eléctricas no estacionarias. El desarrollo de un prototipo que sirva para evaluar el desempeño de los algoritmos propuestos en el curso de la investigación requerirá la implementación de la metodología contrastada contra los métodos propuestos en la literatura para el monitoreo de una red eléctrica usando sincrofasores y analizadores de calidad de la potencia. Dicho desarrollo incluye etapas de instrumentación y etapas de post-procesamiento.

Como parte de la solución del problema y aportación científica, se diseña y desarrolla una arquitectura eficiente en velocidad y en recursos hardware para que cumplan y satisfagan, de forma flexible y versátil cada una de las características y requerimientos propios de la técnica desarrollada para la estimación de parámetros eléctricos y de parámetros eléctricos de calidad de la potencia para aplicaciones de metrología eléctrica de calidad de la potencia que dará soporte a las tecnologías de medición actualmente desplegadas en el sector eléctrico nacional. En la figura 1-4 se presenta el planteamiento general del proyecto de investigación de manera simplificada. Se integran y consolidan los conocimientos y herramientas de procesamiento digital de señales, la evaluación de desempeño de los métodos de medición propuestos y la integración de una plataforma de procesamiento de tiempo real.

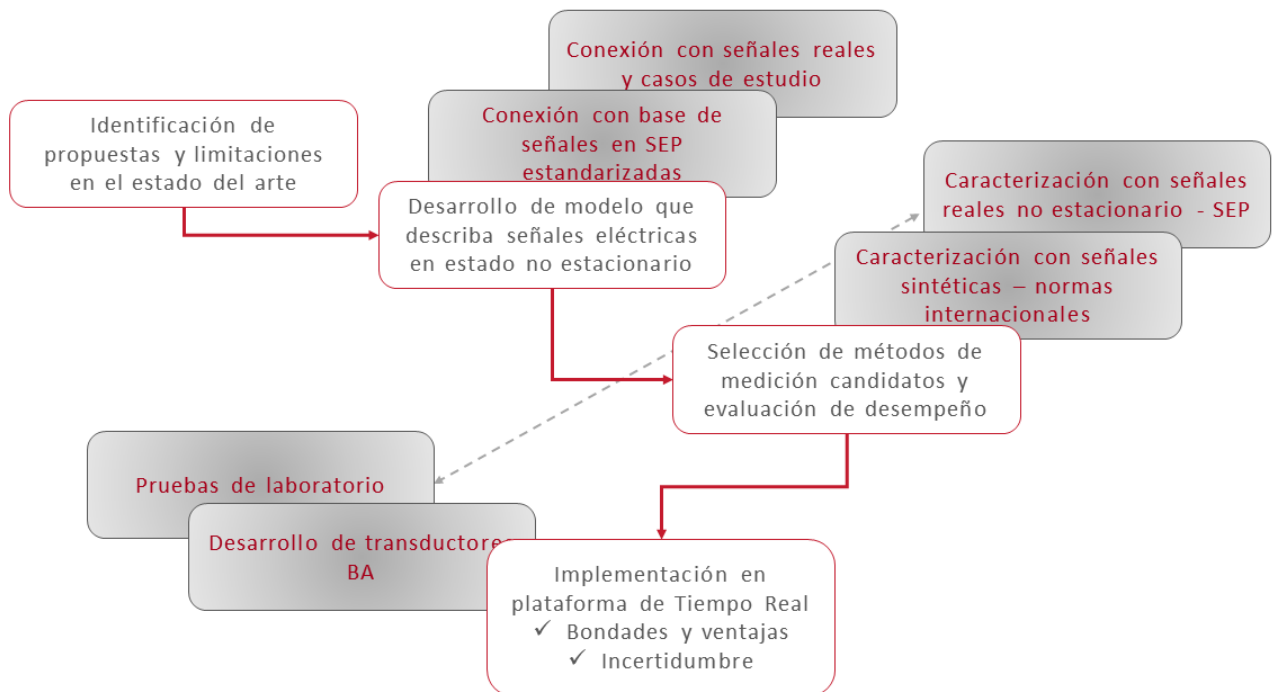


Figura 1-4. Diagrama simplificado del planteamiento general de la investigación (autoría propia).

2. REVISIÓN DE LA LITERATURA

Actualmente, el análisis de disturbios de calidad de la potencia tiene mayor relevancia en la operación de las redes eléctricas de potencia debido al incremento de eventos de calidad de la potencia que afectan la calidad y el despacho del suministro eléctrico. Dichos disturbios están estrechamente relacionados por múltiples factores, entre los que destacan: la interconexión de energías renovables con redes tradicionales, variaciones rápidas en los perfiles de consumo y demandas, así como la conexión de grandes cargas con comportamiento altamente no lineal. Para atacar esta problemática técnica se requiere el desarrollo de conocimientos sobre la naturaleza física de los disturbios de calidad de la potencia, particularmente en ventanas de observación pequeñas y en estado no estacionario. La literatura presenta múltiples propuestas que expanden la frontera del conocimiento en esta dirección. A continuación, se presenta un análisis del estado del arte.

2.1 Estado del arte para métodos de medición basados en sincrofasores

De acuerdo con la IEC (2010, 2018), el concepto de redes eléctricas inteligentes es ampliamente usado para aquellas redes eléctricas que tienden a la modernización. Comprende todo lo relacionado con el sistema eléctrico de cualquier punto de generación hasta el consumidor final. Las tecnologías asociadas a las redes eléctricas inteligentes permiten flexibilizar el manejo de la red, haciéndolo interactivo y permitiendo la retroalimentación en tiempo real. Incorpora tecnologías y servicios que faciliten la inteligencia en el monitoreo, control, comunicaciones y el resguardo del estado de la red. De acuerdo con esto, nuevas tecnologías de medición para el estado dinámico de los sistemas de potencia están siendo desarrollados y desplegados. Dos de los elementos más promisorios son las unidades de medida

fasorial conocidos como sincrofasores o PMU por sus siglas en inglés, y los analizadores de calidad de la potencia inteligentes. Existe evidencia de que el uso de PMUs de alta tasa de reporte es una solución adecuada para redes eléctricas de distribución activas o con penetración de generación distribuida inmersas en ambientes de alta distorsión (Paolone *et al.*, 2011 y Subramanian *et al.*, 2020). Existen importantes temas de investigación remanentes relacionados con el desarrollo de tecnologías de medición y de estimación para estado dinámico en redes eléctricas de potencia.

Las tecnologías de medición para parámetros eléctricos tienen un rol principal en el desarrollo de las redes eléctricas inteligentes para mediciones espectrales (Wright *et al.*, 2017) y para PMUs (Rietveld *et al.*, 2014) y han ido evolucionando desde la aparición de los primeros PMU (Phadke *et al.*, 1983). La mayoría de las aplicaciones de estas tecnologías de medición están relacionadas con el monitoreo, las protecciones y el control de las redes eléctricas, en las redes eléctricas modernas se han desarrollado nuevas aplicaciones: monitoreo dinámico del estado real del sistema, estimación de estado, validación de modelo, detección de inestabilidad, mejora de la visibilidad de área amplia, entre otros. Novedosas y modernas aplicaciones de medición y control están siendo desarrolladas para redes de distribución eléctrica que representan un reto científico y tecnológico importante (Barchi *et al.*, 2015; Todescato *et al.*, 2020; Subramanian *et al.*, 2020).

En el año 2018 la IEC/IEEE (2018) publicó una norma internacional para mediciones de sincrofasores que actualiza lo publicado en la norma americana IEEE Std. C37.118.1-2014. Su propósito es evaluar el desempeño de tecnologías de medición de sincrofasores en condiciones estáticas. Respecto de la evaluación de desempeño de sincrofasores en estado dinámico, esta nueva norma de la IEC presenta una propuesta elegante pero insatisfactoria para propósitos de redes

eléctricas que experimentan condiciones no estacionarias de mayor impacto que lo que esta norma puede atender. Esta norma está orientada a atender hasta cierto nivel, las condiciones operativas no estacionarias que se presentan en redes eléctricas de potencia. Este esfuerzo de normalización internacional está orientado a la interoperabilidad de tecnologías de medición.

La norma internacional trata de cubrir los disturbios que ocurren en un sistema de potencia. Esta cobertura propició el desarrollo de tecnologías de sincrofasores en todo el mundo. La meta de la norma es proponer una plataforma técnica de referencia que sirva para evaluar y calificar el desempeño dinámico de los PMU, de manera estricta, busca interoperabilidad de mediciones realizadas por distintas tecnologías de medición de sincrofasores bajo un marco de referencia.

El estado actual de desarrollo de estas tecnologías de medición está enfocado en resolver las limitaciones de dichas tecnologías respecto de las exigencias de desempeño que presenta la norma internacional. Adicionalmente, esta norma propone una mejora de los niveles de exactitud de la medición de sincrofasores con el propósito de hacerlos más adecuados para su aplicación en redes eléctricas de distribución. Las redes de distribución modernas requieren de mejores capacidades de medición para parámetros eléctricos de frecuencia y fase en conjunto con tasas de reporte superiores a 60 Hz o 33 ms, incluyendo frecuencias espectrales en el orden de kHz (Kamwa *et al.*, 2014; Wang *et al.*, 2020).

El desarrollo de patrones de medición que respalden la normalización internacional y la evaluación de la conformidad es clave en la adopción de unas nuevas tecnologías de medición en la industria. Los laboratorios nacionales de metrología alrededor del mundo están haciendo esfuerzos en desarrollos científicos para asegurar la trazabilidad de las mediciones para tecnologías de medición asociadas

a redes eléctricas tales como los PMU y los analizadores de calidad de la potencia (Tang *et al.* (2013); Kyriazis *et al.*, 2014; Rietdveld *et al.*, 2015). La mayor parte de la investigación en metrología de potencia y energía eléctrica, así como en temas de calidad de la potencia está centrada en los métodos de medición de referencia para proveer trazabilidad a las mediciones de tecnologías de medición de parámetros de señales eléctricas en condiciones no estacionarias y no estacionarias.

Aminafar *et al* (2014) presentó una revisión de literatura amplia y muy general sobre el estado del arte que guardan las mediciones hechas con sincrofasores y sus aplicaciones en redes eléctricas. Es una comparación comprensiva de algunas de las más relevantes tecnologías reportadas para estimación de sincrofasores y un avance en el establecimiento del marco de referencia de conocimiento general.

1. La norma internacional IEC/IEEE, 2018, IEEE/IEC 60255-118-1-2018, basada en la norma americana IEEE Std. C37.118.1-2011.

Un sincrofasor es un fasor estimado a partir de un grupo de muestras digitales de una señal de tensión o de corriente eléctrica. El fasor estimado está sincronizado con un patrón de referencia de tiempo, típicamente, el Tiempo Universal Coordinado (*UTC* por sus siglas en inglés). Una Unidad de Medición Fasorial, PMU, es un instrumento de medición de la frecuencia instantánea de la primera armónica de una señal de tensión o de corriente eléctrica en un sistema potencia eléctrica. También mide la relación de cambio de la frecuencia instantánea (*Rate of change of frequency, ROCOF*). La estimación de frecuencia instantánea y de ROCOF se realiza en señales de tensión y de corriente eléctrica en tres fases. La información de la frecuencia instantánea de una red eléctrica es una estimación directa de la capacidad operativa de la red, la cual se conoce como potencia activa. Cuando una

carga eléctrica es conectada súbitamente a una red eléctrica se afecta inmediatamente la potencia activa de la misma; esta afectación de la potencia activa se manifiesta en un decaimiento de la frecuencia instantánea del flujo de potencia en la red eléctrica. Cuando una carga eléctrica se desconecta súbitamente de una red eléctrica, la frecuencia instantánea de la red experimenta una aceleración, la cual se manifiesta con un incremento del ROCOF. En estas transiciones operativas, la medición en tiempo real del valor de la frecuencia de la red se utilizar para aplicar esquemas de control de las redes eléctricas para recuperar el balance potencia-carga a la brevedad posible.

La norma internacional propone un modelo de fasor para cualquiera de las señales de tensión y corriente en una red eléctrica. En condiciones estacionarias de una red eléctrica, el fasor está fijo en la frecuencia nominal de operación de la red eléctrica (60 Hz) y es expresado de acuerdo con la ecuación (1):

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta), \quad (1)$$

en donde $x(t)$ es la forma de onda de tensión o de corriente eléctrica expresada como una función dependiente del tiempo; A es la amplitud de la forma de onda, f_0 es el valor nominal de la frecuencia de la fundamental en el sistema de potencia, y θ es la fase inicial de la señal. En este modelo matemático la amplitud y la fase son constantes durante la observación de la señal eléctrica. Una expresión adicional que propone la norma es la forma compleja del fasor \bar{X} :

$$\bar{X} = \frac{A}{\sqrt{2}} e^{j\theta} . \quad (2)$$

La figura 2-1 muestra un esquema simplificado para una representación gráfica convencional de un sincrofasor. Se observan dos formas de onda sinusoidales centradas en el mismo valor de frecuencia con amplitudes A_1 y A_2 . La señal de referencia de tiempo para el sincrofasor es obtenida típicamente a través del

sistema satelital GPS que provee la señal de 1 pulso por segundo (PPS) sincronizado con el UTC. La figura 1(a) muestra las dos señales sinusoidales en el dominio del tiempo: la señal A_1 está sincronizada a una frecuencia de 1 pulso por segundo y tiene una fase de 0° . La señal con amplitud A_2 tiene un cruce por cero positivo con respecto con el pulso de sincronía y su fase aparece $+90^\circ$ detrás de este. La figura 1(b) muestra la representación de ambos sincrofasores en el plano complejo, simplificando su interpretación.

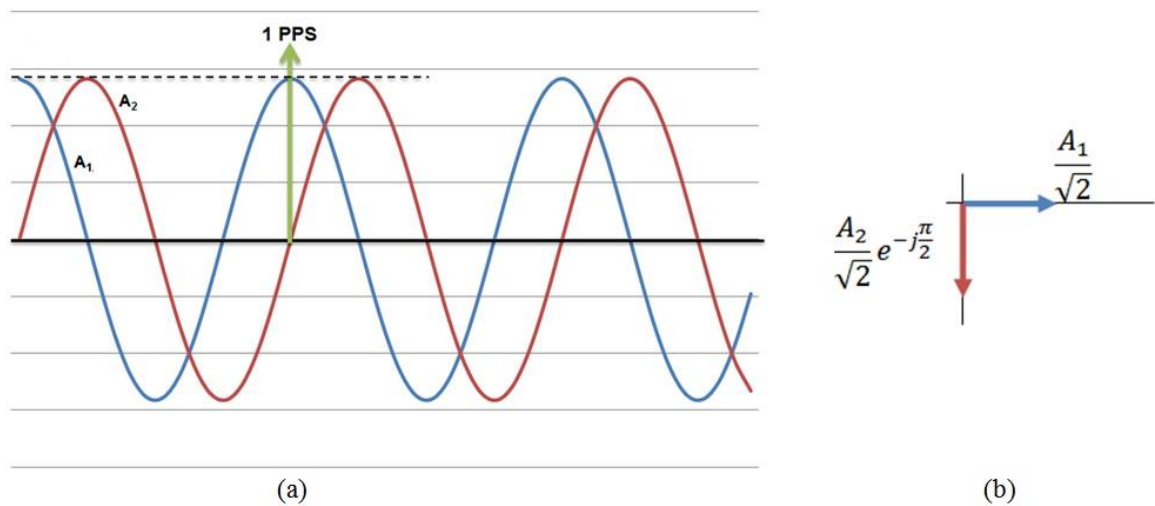


Figura 2-1. Representación convencional del sincrofasor: a) Medición de sincrofasor usando la señal de referencia 1 PPS, y b) Representación del sincrofasor en el plano complejo (autoría propia).

Previo a la publicación de la norma IEEE, algunos investigadores propusieron un modelo matemático que representa un fasor en un sistema de potencia. Por ejemplo, Phadke *et al* (2009) y Castello *et al* (2012) introdujeron el concepto de amplitud y fase como funciones del tiempo y explicaron su impacto en el sincrofasor.

En el pasado, los investigadores solían pensar en un sincrofasor dinámico en términos de los mecanismos recursivos utilizados en los algoritmos de medición del sincrofasor. Este enfoque evolucionó hacia considerar que el comportamiento real

de un sistema de potencia en condiciones dinámicas puede ser estudiado en las señales eléctricas digitalizadas provenientes del mismo sistema. Esta evolución supera las limitaciones del enfoque clásico para desarrollar algoritmos de procesamiento de señales de estado estable. La norma muestra una evolución desde el año 2005 al año 2011, cuando toma en cuenta el funcionamiento en condiciones dinámicas en las que se presentan excursiones de la frecuencia nominal del sistema de potencia, además de la contaminación de la señal y el funcionamiento dinámico del sincrofasor.

La norma internacional propone una ecuación para evaluar el desempeño de métodos de medición asociados con sincrofasores en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase como un enfoque que abona a establecer la naturaleza no estacionaria de los sistemas eléctricos de potencia. La ecuación (3) presenta un modelo más completo destinado a incluir la modulación de amplitud y de fase, y contempla además la interferencia aditiva. Esta ecuación es muy utilizada en el estado del arte y se usa para diseñar y desarrollar algoritmos y métodos de medición de sincrofasores (de la O Serna, 2007; Barchi *et al.*, 2013; Rodríguez-Guerrero *et al.*, 2017):

$$x(t) = A[1 + \delta_a(t)] \cos(2\pi f_0 t + \theta[1 + \delta_p(t)]) + \eta(t), \quad (3)$$

donde A , f_0 , θ son los mismos que en la ecuación (1), δ_a es el modelo para la modulación de la amplitud; δ_p describe la modulación en fase y $\eta(t)$ es la representación de los componentes de interferencia aditiva, tales como armónicos, ruido de banda ancha, entre otros. El modelo muestra la frecuencia fundamental fija y un término en corchetes cuadrados que describe la dependencia de tiempo de la modulación de fase y frecuencia.

La norma proporciona un conjunto de pruebas y señales de referencia para las clases P y M de PMU, con límites de desempeño que es necesario cumplir cuando se experimenta un estado estacionario o no estacionario. Las clases P y M están destinadas a fines de protección y supervisión, respectivamente. Los límites de cumplimiento específicos están dados por la norma para las clases P y/o M. Hay tres indicadores principales de desempeño; el error vectorial total (TVE) muestra el efecto de todas las desviaciones debidas a cambios en amplitud, fase o sincronización. El error de frecuencia (FE) y el error de ROCOF (RFE) corresponden a la diferencia entre la estimación del parámetro y su valor esperado en completa sincronía. Para el cumplimiento de estado estacionario, hay 6 pruebas para la evaluación de TVE. Para la evaluación de frecuencia y ROCOF, la norma propone solo tres pruebas. Para evaluar el comportamiento dinámico de un PMU, la norma establece tres pruebas específicas: la medición del ancho de banda del sincrofasor, el desempeño de la medición durante los cambios de frecuencia en el sistema y el desempeño de la medición durante los cambios de paso en amplitud y fase.

Algunos PMU enfrentaron problemas al tratar de cumplir con los requisitos de desempeño establecidos en el estándar de 2011 para instrumentos de clase P o clase M, particularmente en la estimación de frecuencia y ROCOF. En julio de 2014, se publicó una enmienda de la norma original, la C37.118.1 (a) -2014, con el objetivo de aclarar y establecer algunos criterios nuevos sobre FE y RFE en pruebas de PMU reales

En el 2018 esta enmienda permeó en la norma internacional IEC/IEEE 60255-118-1-2018. Es importante tener en cuenta que la enmienda de 2018 de la norma propone una prueba más sencilla para los requisitos de ancho de banda respecto de los requisitos que establece la versión del 2014. Es decir, para la modulación de

amplitud, el estándar 2018 propone mantener la fase en un valor fijo, mientras que, para la modulación de fase, la amplitud se mantiene constante. En otras palabras, la versión del 2018 elimina el requerimiento de modulaciones simultáneas, lo cual aleja el enfoque de la norma 2018 de las condiciones reales de operación de un sistema eléctrico de potencia. Los cambios del 2018 se centraron evaluar el desempeño de los PMU en la aplicación de una rampa lineal de la prueba de frecuencia del sistema y en el ajuste de los límites para ROCOF y la estimación de frecuencia.

Roscoe *et al* (2014) presenta un trabajo detallado sobre la enmienda de la norma del 2018, señalando las áreas de oportunidad que la comunidad científica que desarrolla métodos de medición para PMU y el comité técnico de la norma tienen para una futura versión de esta; destacan principalmente la necesidad de más exigencias para los valores de RFE y de seguimiento de frecuencia. Otro hallazgo está relacionado con la estampa de tiempo. En el estado-del-arte la mayoría de los autores proponen que la estampa de tiempo esté en el centro de la ventana de observación, sin considerar la interpretación física de esto. Se requiere un análisis más completo para los términos de evaluación de la incertidumbre de la estampa de tiempo cuando se adjunta a un prototipo real.

Por otro lado, existe evidencia de que algunas tecnologías de medición PMU comerciales se diseñan utilizando algoritmos basados en la transformada discreta de Fourier (DFT), (IEEE Std. C37.118.1-2014 apéndice C), los cuales tienen conocidos inconvenientes a la hora de analizar fenómenos no estacionarios. Con respecto al modelo matemático, la primera aproximación de un fasor es una representación en estado estable de una señal sinusoidal de fase y amplitud constantes a la frecuencia fundamental; sin embargo, este enfoque no es una solución completa ni para los fenómenos estáticos ni dinámicos en los sistemas

eléctricos de potencia. En la literatura se han propuesto nuevos modelos basados en una representación de fasor dinámico, que utiliza un modelo de expansión de Taylor de segundo orden, transformada de Fourier en conjunto con el método de mínimos cuadrados para la convergencia del método de medición (de la O Serna, 2007, 2011). Existen alternativas que basan la solución de sincrofasores únicamente en métodos de mínimos cuadrados (Das *et al.*, 2013), o bien a través de métodos mejorados, por ejemplo, utilizan un el método de los mínimos cuadrados ponderados (Platas-Garza *et al.*, 2010; de la O Serna 2011; Barchi *et al.*, 2013). Existe otra corriente de trabajos y de métodos de medición que utilizan filtros de Kalman (Ferrero *et al.*, 2020 a,b) con modelos dinámicos en expansión de series de Taylor.

Otras líneas de investigación han intentado simplificar el problema utilizando el modelo estático de la DFT con compensaciones por fuga espectral usando y desarrollando diferentes técnicas de interpolación espectral (Macii *et al.*, 2012; Xue *et al.*, 2013; Petri *et al.*, 2014; Romano *et al.*, 2014). Los métodos de medición que reclaman el más alto nivel de exactitud están basados en la transformada de Taylor-Kalman-Fourier con resultados prometedores (de la O Serna *et al.*, 2012; Sanchez-Gomez *et al.*, 2013; Platas-Garza *et al.*, 2014; Zamora *et al.* 2015). Siendo clara la tendencia a resolver el problema asociado con el comportamiento dinámico de los sincrofasores en presencia de fenómenos y disturbios de calidad de la potencia no estacionarios.

Roscoe *et al.* (2013) reporta resultados usando señales eléctricas provenientes de entornos reales de redes eléctricas de potencia. Esa investigación aporta una extensión de las pruebas incluidas en la norma. El desempeño de algunas tecnologías de medición se ve limitado para alcanzar la mayor exactitud posible cuando el valor de la frecuencia fundamental se desvía a valores fuera de los

nominales durante eventos dinámicos aleatorios, o cuando hay contenido armónico-interarmónico cerca de la banda de paso de la frecuencia fundamental. Estos dos escenarios representan un desafío técnico significativo para obtener soporte metrológico, obtener un marco de referencia y para futuros cambios en las normas internacionales. Mientras tanto, es relativamente sencillo lograr un desempeño aceptable en la evaluación del error vectorial total (TVE), sin embargo, para la estimación de frecuencia y la tasa de cambio de frecuencia (ROCOF) existen desviaciones de los requerimientos de límites de desempeño que la norma solicita.

Los entornos dinámicos y no estacionarios son condiciones operativas en las que el modelo estático es limitado; existe evidencia de que algunas pruebas deben mejorarse o ampliarse. En la actualidad, existe un importante desafío científico y técnico que debe abordarse en el diseño de algoritmos de desempeño dinámico debido a todo tipo de nuevas aplicaciones en el área de medición de PMU. Además, es necesario desarrollar un marco metrológico para las mediciones de PMU que confirme la confianza y aborde el nivel de incertidumbre en diferentes metodologías de sincrofasores.

2. Técnicas usadas para análisis dinámico en tecnologías de medición de sincrofasores

Para la medición de un sincrofasor durante fenómenos dinámicos en sistemas de eléctricos de potencia, se pueden identificar dos líneas de investigación maduras. Esta sección analiza las principales características de las dos metodologías. El marco de comparación se divide en dos criterios principales; el primero de acuerdo con el estándar 2018 y su conjunto de pruebas de estado estable y de estado dinámico, y el segundo para aquellos enfoques que van más allá del estándar 2018, especialmente en cómo los escenarios no estandarizados afectan el desempeño de

una metodología de medición de sincrofasores dada. Desde hace algunos años, se han desarrollado representaciones dinámicas de un fasor y sus estimadores (algoritmos) para tener una comprensión más cercana de cómo los fenómenos dinámicos afectan las mediciones de sincrofasores en sistemas de potencia. Actualmente, el principal desafío en el desarrollo de la tecnología de medición de sincrofasores para entornos dinámicos es obtener mediciones más precisas en intervalos de tiempo más cortos.

3. Métodos de medición de sincrofasores

i. Métodos de medición basados en la Transformada Discreta de Fourier.

Un campo de investigación que se ha explotado recientemente es el diseño de métodos de medición para sincrofasores con el objetivo de superar todas las limitaciones en los métodos tradicionales de procesamiento de señales para entornos de sistemas eléctricos de potencia reales, es decir, la transformada discreta de Fourier, *DFT*. La aplicación de la DFT es correcta en el caso de señales periódicas y estacionarias. Si se analizan señales de prueba basadas en el modelo de la ecuación (1), la DFT genera el contenido de frecuencia espectral de la señal bajo prueba, exactamente donde la potencia de la fundamental y sus armónicos aparecen en el dominio de la frecuencia; sin embargo, esta técnica no es capaz de resolver señales con oscilaciones y fluctuaciones la amplitud o fase de la componente fundamental de frecuencia, es decir, fenómenos que varían en el tiempo, debido a que en estos casos se produce una fuga espectral por el cambio en la frecuencia fundamental durante la ventana de observación. Esta condición reduce el rendimiento de la DFT como un algoritmo confiable de estimación de fasores.

Las técnicas basadas en DFT se basan principalmente en la transformada discreta de Fourier interpolada (IpDFT), como una alternativa para la estimación de sincrofasores (Castello *et al.*, 2012; Barchi *et al.*, 2013; Belega *et al.*, 2013; Derviškadić *et al.*, 2018; Frigo *et al.*, 2019). En los trabajos científicos consultados, la IpDFT se utiliza en combinación con una ventana de “coseno aumentado” con el objetivo de reducir los problemas de muestreo no coherente y la ventana de tiempo de observación finita, que surgen cuando se muestrea un número no entero de ciclos.

Esta metodología es una técnica en el dominio de la frecuencia que aplica la DFT a un conjunto de muestras digitales en ventana de observación finita. A partir del espectro resultante, cualquier componente de frecuencia específico podría cuantificarse en la señal original, pero cuando la frecuencia fundamental tiene excursiones dinámicas, hay errores y desviaciones sistemáticas mayores en el espectro DFT. En esta técnica, se determina la relación entre dos valores de energía máximos adyacentes en el espectro resultante. Esta relación se usa para determinar la parte fraccionaria de la frecuencia fundamental en los ciclos adquiridos, se determina el valor de amplitud y fase mediante la interpolación de dos componentes espectrales de frecuencia. Durante mucho tiempo la influencia de la componente imagen en el espectro negativo se descuidó y no se compensaba sistemáticamente, hasta que Romano *et al* (2014) demostraron que tiene un impacto negativo en la estimación del sincrofasor y por lo tanto necesita ser estimado y compensado. El método de medición basado en IpDFT ha sido probado exhaustivamente en diferentes publicaciones para todos los requisitos establecidos por la norma mostrando buenos resultados para condiciones estáticas, sin embargo, cuando se utiliza el IpDFT para estimaciones de frecuencia como ROCOF y mediciones de ángulo de fase, se necesita una ventana de observación más grande, en algunos casos más allá del tiempo de observación requerido para aplicaciones de tiempo

real. Esta condición de ventanas de observación de mayor longitud tiene inconvenientes inherentes cuando las señales bajo prueba tienen fluctuaciones o modulaciones en amplitud o fase dentro de la ventana de medición. Este tipo de señales producen desviaciones considerables en la estimación fasorial, especialmente en la observación de ciclos múltiples; otro inconveniente es que las ventanas de medición de mayor duración reducen la capacidad de respuesta dinámica en el algoritmo. Por lo general, se requieren de 2 y hasta 4 ciclos para el cálculo del sincrofasor si solo se evalúa TVE utilizando un algoritmo IpDFT, que es suficiente para ser candidato a método de medición de sincrofasores. Al mismo tiempo, la prueba fuera de banda para inter-armónicos produce resultados que exceden los límites del estándar; se necesita más investigación en este campo en particular.

El método de medición IpDFT obtiene mejores estimaciones de fasores que la DFT original debido a su capacidad para operar en condiciones de frecuencia fuera del valor nominal. Con la IpDFT es posible reducir los errores generados por un muestreo no coherente, minimiza el impacto de los errores sistemáticos provocados por excursiones de la frecuencia durante la ventana de observación; además, la IpDFT tiene desempeño aceptable dentro de los límites de la norma para sincrofasores cuando se evalúa TVE, provee información espectral más allá de las nociones de sincrofasores, convirtiendo este método en candidato para la extensión de frecuencia y aplicaciones de calidad de la potencia en estado estacionario y no estacionario. Sin embargo, se necesitan más desarrollos y mejoras si la técnica se emplea para la estimación de frecuencia y ángulo de fase debido a que su rendimiento en la estimación de estos parámetros no cumple con los límites establecidos en la norma para la estimación de frecuencia cuando se realiza la prueba que involucra modulación simultáneas de amplitud y fase.

Para superar las limitaciones inherentes de los algoritmos IpDFT, Petri *et al* (2014) proponen un algoritmo IpDFT mejorado, basado en un modelo dinámico basado en la ecuación (3) y utilizando la técnica IpDFT, el nuevo método de medición extendido se denomina IpD²FT.

La IpD²FT es un algoritmo que combina dos técnicas principales, la IpDFT convencional y un método de mínimos cuadrados ponderados (*Weighted Least Squares*, WLS por sus siglas en inglés), este método de medición WLS es presentado por de la O Serna (2007, 2011). El enfoque utiliza el concepto dinámico de un fasor, que representa un sincrofasor como la expansión de la serie de Taylor de segundo orden en un intervalo de observación dado. En la expansión de la serie, el primer orden corresponde a la velocidad del sincrofasor y el término de segundo orden representa la aceleración del sincrofasor. Matemáticamente, es posible determinar el valor de la frecuencia y el ROCOF del sincrofasor a partir de los términos de primer y segundo orden de la expansión de la serie de Taylor. Una estimación de parámetros eléctricos con alta exactitud se logra minimizando los errores cuadrados medios de las muestras adquiridas en una señal eléctrica real digitalizada cuando esta señal se compara con la referencia dada por los términos determinados a partir de la serie de expansión de Taylor, siendo este proceso iterativo el corazón del método de medición WLS. La principal razón para combinar la IpDFT y el método WLS es aprovechar las características clave en ambos enfoques: sobre la IpDFT su buen desempeño en condiciones de frecuencia fuera de la nominal y para el WLS su capacidad de rastrear eventos dinámicos en la frecuencia durante el intervalo de observación. El método WLS por sí mismo es capaz de dar la estimación de cualquiera de los parámetros eléctricos en una sola iteración, mientras que el IpD²FT necesita de tres a cuatro iteraciones para lograr su mejor exactitud; esta carga computacional debe tenerse en cuenta cuando se desarrolla un instrumento utilizando esta metodología. Para la interferencia armónica, en condiciones fuera de lo nominal y para la interferencia fuera de banda

(interarmónicos), hay resultados que no cumplen con los requisitos de la norma. Es notorio cuando el intervalo de observación es inferior a dos ciclos (30 reportes por segundo o 33 ms); pero cuando se incrementa el tiempo en el intervalo de observación, los resultados muestran un mejor nivel de cumplimiento. El método IpD^2FT ha demostrado mejoras para alcanzar un desempeño aceptable durante las estimaciones de frecuencia y ROCOF, siendo candidato para usar como método de medición para la estimación de sincrofasores. El método IpD^2FT ha sido evaluado utilizando diferentes intervalos de observación de ciclos múltiples, configurados con diferentes clases de ventana. La técnica muestra una alta sensibilidad dependiendo de la ventana elegida; esta característica debe seleccionarse cuidadosamente durante el proceso de diseño e implementación. Casi todos los enfoques revisados para las condiciones de medición dinámica utilizan una selección de ventana diferente, siendo un tema importante para la investigación en tecnología de sincrofasores dinámicos, ya que requiere adaptar una ventana de coseno elevado según el fenómeno dinámico de calidad de la potencia que enfrente, limitando su aplicación en línea. Petri *et al* (2014) presenta un reporte completo de los resultados de los índices FE y RFE; el algoritmo IpD^2FT cumple con la mayoría de las pruebas estáticas y dinámicas para sincrofasores con mayor exactitud utilizando un intervalo de observación de 4 ciclos. Sin embargo, existen algunos inconvenientes, por ejemplo, el ruido de banda ancha y los interarmónicos son los principales problemas que afectan la exactitud del método, especialmente cuando se calculan FE y RFE. En este sentido existen líneas de investigación que amplían la capacidad de la IpD^2FT , por ejemplo, Chen *et al* (2018) propone el uso de un estimador de sincrofasores considerando la interferencia del segundo armónico, esto mejora la exactitud de la estimación de amplitud y fase. Para propósitos de medición, sin embargo, el método requiere de tres ciclos de la fundamental para converger cuando hay cambios en la ventana de observación, reduciendo el intervalo dinámico de operación.

ii. Métodos de medición basados en mínimos cuadrados.

Una de las tendencias en la literatura es el abandono de métodos basados en transformada discreta de Fourier para resolver sus limitaciones usando los métodos de medición basados en mínimos cuadrados. Dichos métodos son promisorios en términos de exactitud, cuentan con características especiales que los hacen candidatos para resolver mediciones de sincrofasores y calidad de la potencia ante ciertas condiciones. A continuación, se presenta una revisión del estado-del-arte.

Otros enfoques para superar las limitaciones de las tecnologías de sincrofasores y de calidad de la potencia están relacionados con el algoritmo de mínimos cuadrados (*Least Squares*, LS por sus siglas en inglés). El algoritmo LS propone una solución de ajuste cuando es necesario conocer parámetros específicos de un dato digitalizado en comparación con un modelo que describe la naturaleza de un fenómeno en específico; se realiza minimizando la suma de errores al cuadrado entre los datos digitalizados y el resultado de la estimación que proviene de un algoritmo específico, típicamente mediante el uso de procesamiento recursivo que permite reducir la diferencia hasta alcanzar un umbral arbitrario mínimo. En la norma americana IEEE Standard 1057-2007, "IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders", se presenta un ejemplo sencillo de cómo funciona un algoritmo LS para una estimación de tres parámetros en una señal sinusoidal. La razón principal para clasificar los siguientes algoritmos en una familia LS, a pesar de su proceso de aproximación, es que todos utilizan el algoritmo LS como su núcleo de procesamiento principal para reducir las diferencias entre los modelos y los datos digitalizados de una señal eléctrica.

de la O Serna (2007) propuso un modelo dinámico basado en la aproximación LS y el modelo de expansión de Taylor de un fasor dinámico. El modelo en el dominio del tiempo se presenta en la ecuación (4).

$$x(t) = a(t) \cos(2\pi ft + \theta(t)), \quad (4)$$

donde $a(t)$ es el término de amplitud dependiente del tiempo, $\theta(t)$ es el término de fase dependiente del tiempo, donde ambos términos en el modelo $x(t)$ permiten un entendimiento más robusto sobre los fenómenos dinámicos en sistemas de potencia. El modelo en la ecuación (4) se puede expresar en términos de una función exponencial compleja, según se muestra en la ecuación (5), en donde el término $s(t)e^{j2\pi ft}$ se conoce como fasor dinámico y $s(t)$ incluye tanto la amplitud como la fase en una expresión compleja. Este método de medición se conoce como la Transformada de Taylor-Fourier (TFT), que es una transformada no ortogonal que actúa como un banco de filtros lineal. Esta técnica fue desarrollada especialmente para estimar los valores del sincrofasor durante las oscilaciones en un sistema de potencia. Una de las características de TFT es que es capaz de estimar un conjunto de parámetros de señales eléctricas en una ventana de observación cuya longitud podría ser un número no entero de los ciclos de señales; no se requiere cálculo de DFT, actúa directamente sobre las muestras y tiene la ventaja de utilizar un número arbitrario de muestras de la señal.

$$x(t) = \frac{s(t)e^{j2\pi ft} + \overline{s(t)}e^{-j2\pi ft}}{2} = \text{Re}\{s(t)e^{j2\pi ft}\}. \quad (5)$$

Es posible aproximar la envolvente de la amplitud centrada en la frecuencia fundamental utilizando los términos K-ésimo de una serie de Taylor; pero es común en la literatura utilizar una aproximación de segundo orden. En la ecuación (6) se presenta la serie de Taylor de segundo orden. La ecuación (6) se suma a la ecuación (5), lo que da como resultado (7).

$$p(t)^2 = p_0 + p_1 t + p_2 t^2, \quad (6)$$

$$x^2(t) = \text{Re}\{p(t)^2 e^{j2\pi f t}\}. \quad (7)$$

Los coeficientes de la serie de Taylor son p_0 , p_1 y p_2 ; el orden cero representa una muestra del fasor mismo, la derivada de primer orden es la tasa de cambio del fasor y el segundo orden representa la aceleración del fasor. Se lleva a cabo una sola iteración de la minimización por mínimos cuadrados de la ecuación (7) para obtener la estimación más aproximada de la envolvente compleja. En cada proceso de iteración, los parámetros se obtienen desde el orden cero hasta los segundos términos en cascada; después de eso, los valores de amplitud y fase del sistema de potencia se pueden obtener interpolando en el centro del intervalo de la trayectoria del fasor en el plano complejo. El término de orden cero en la expansión de Taylor es sensible a los componentes no fundamentales, lo que reduce la precisión del estimador. Para intervalos de ventana cortos, el estimador es altamente sensible a señales espurias en la banda estrecha centrada en la frecuencia fundamental y el estimador de segundo orden rechaza la imagen negativa de la frecuencia fundamental sin distorsión, mejorando también la precisión del estimador y reduciendo la sensibilidad. debido a la ventana de observación corta. Sin embargo, existe un retraso en la respuesta del estimador, siendo un inconveniente importante en la técnica TFT. A partir de la respuesta de frecuencia del TFT, en la parte superior del lóbulo principal, el TFT muestra una ganancia plana unitaria como se muestra en la Figura 2-2, lo que permite aceptar pequeños cambios en la frecuencia fundamental con casi ninguna diferencia en el estimador. Sin embargo, la ganancia plana produce sensibilidad a los componentes armónicos e interarmónicos en la banda estrecha alrededor de la fundamental, dependiendo del ancho de este lóbulo de ganancia plana en el espectro de frecuencia.

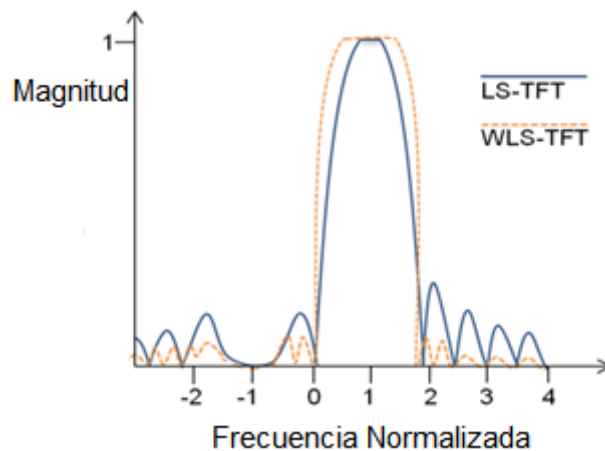


Figura 2-2. Representación básica de la respuesta de dos métodos de medición basados en TFT y LS (autoría propia).

La investigación realizada por De la O Serna (2007) se publicó antes de que se revisara la norma sobre sincrofasores en 2011, 2014 y en 2018; hoy sigue siendo referencia para métodos de medición basados en LS-TFT y similares. Su relevancia se basa en el modelo dinámico y el método para obtener estimaciones fasoriales, aunque en esa investigación no se reportó ninguno de los índices estándar, ni apuntaba a ser método de medición de referencia. La TFT presenta alta precisión en las estimaciones fasoriales cuando hay oscilaciones. Sin embargo, un desafío para la implementación en tiempo real de esta técnica es la carga computacional en línea cuando la matriz pseudo-inversa se calcula en el algoritmo LS para su uso en mediciones en un sistema de energía real, mientras que un inconveniente importante de la TFT es su sensibilidad a componentes espectrales no correlacionados con la fundamental.

El TFT se desarrolló como una mejora de un filtro de Fourier (FF) de 1 ciclo que Phadke *et al* (2009) propuso; el FF tiene dos problemas importantes. Primero, necesita una etapa de post-procesamiento para compensar los errores debidos a fenómenos dinámicos en la DFT original. El segundo problema es que la frecuencia

se estima mediante una ecuación de diferencia, que es muy sensible al ruido, si la fase se deriva de la frecuencia entonces, esta sensibilidad al ruido genera errores sistemáticos amplios.

Platas-Garza *et al* (2010) proponen un algoritmo WLS usando ventanas clásicas de “coseno elevado” para ponderar el algoritmo LS con el objetivo de cambiar la respuesta de frecuencia del banco de los filtros lineales; la mejora se encuentra en el comportamiento de los lóbulos laterales que se muestra en la Figura 6 en color naranja. Un lóbulo principal está presente y las ganancias de los lóbulos laterales tienen un nivel más bajo que el TFT original, reduciendo el impacto de los componentes espectrales. La idea principal es obtener una mejor capacidad de rechazo de contenidos armónicos, minimizando la sensibilidad armónica en el algoritmo TFT, pero se incrementa la interferencia de banda estrecha. A pesar de la mejora del rechazo de armónicos, los problemas de interarmónicos persisten debido al lóbulo principal más ancho en el paso de banda de la señal.

La búsqueda de métodos de medición cada vez más exactos e insensibles a condiciones de la potencia para sincrofasores comenzó antes de que se publicara la última versión estándar. Una vez establecido el conjunto de pruebas dinámicas y sus límites máximos permitidos, la norma representa un marco de comparación objetivo para evaluar el desempeño de diferentes métodos de medición; por ejemplo, Castello *et al* (2014) presenta una comparación de desempeño de un algoritmo de sincrofasores y el impacto del modelo matemático en términos de desempeño de exactitud cuando se abordaron las mediciones de sincrofasores. La evaluación se realizó sobre el conjunto de pruebas y puntos de referencia descritos en la norma. Los índices que se tuvieron en cuenta fueron TVE y error de fase, mientras que los métodos seleccionados fueron la DFT con ventana rectangular, la DFT con ventana de Hann, un método de estimación de 3 puntos, un método

basado en TFT y finalmente un WLS-TFT basado. La comparación se realizó en un entorno de simulador de computadora personal con las mismas pruebas y la misma señal sintética aplicada a todas las metodologías. Se llevaron a cabo dos clases de pruebas: condiciones de estado estacionario y transitorias; el estado estable cubría la frecuencia fuera de lo nominal, el ruido aditivo, armónicos e interarmónicos. Las pruebas transitorias incluyen la modulación simultánea de amplitud y fase, escalones en amplitud y fase y por último cambios en la rampa de aceleración de la frecuencia fundamental.

Se debe prestar especial atención a los resultados en la prueba de interarmónicos, ya que los interarmónicos con valores de frecuencia cercanos a la frecuencia fundamental obtienen resultados para TVE superiores al 5%. El método basado en WLS-TFT, supera a los otros métodos debido a su modelo dinámico, siendo capaz de seguir las variaciones de amplitud y fase durante la ventana de observación y responder con precisión en condiciones fuera de la frecuencia nominal.

En resumen, todos los métodos basados en un modelo dinámico superan a los formados en modelos estáticos; los algoritmos derivados de modelos dinámicos tienen un menor rendimiento bajo para cambios súbitos de tipo escalón en la amplitud y en la fase en comparación con los algoritmos basados en el modelo estático. Es conveniente señalar que la carga computacional aumenta en la misma proporción a medida que aumenta la complejidad del método de medición; en otras palabras, los algoritmos basados en DFT tienen un menor costo computacional, mientras que WLS-TFT es el método más complejo.

Barchi *et al* (2013) presentan otra comparación sobre el desempeño de exactitud de los métodos de medición para sincrofasores; el hallazgo común fue que el método de medición basado en WLS-TFT proporciona la mejor respuesta en exactitud para todas las pruebas relacionadas con la norma; sin embargo, la investigación proporciona una conclusión notable al afirmar que todas las metodologías utilizadas

muestran una sensibilidad similar a los armónicos, lo que mantiene abierta la oportunidad de investigación.

Platas-Garza *et al* (2010) utilizaron un algoritmo LS recursivo en combinación con el modelo estático clásico de la ecuación (1). Reduciendo la complejidad computacional mediante el cálculo previo de algunas etapas del algoritmo y el almacenamiento de la matriz pseudo-inversa en la memoria. El filtro basado en LS no es capaz de adaptarse a los cambios de frecuencia de potencia y, para superar este problema, es necesario tener un conocimiento *a priori* de la frecuencia fundamental. Con este valor inicial de la frecuencia, se inicia el algoritmo LS recursivo y utiliza la estimación de fase para alimentar el algoritmo para refinar la estimación de frecuencia. En este punto se define un nuevo filtro LS para volver a calcular el parámetro de frecuencia y el proceso iterativo continúa hasta que se alcanza un factor de convergencia. Solo se utiliza TVE como criterio de evaluación, mientras que para interarmónicos se propone una etapa de pre-filtrado, pero se debe tener en cuenta el retardo y la respuesta del filtro para una evaluación completa. Este camino para minimizar el costo computacional ha sido adoptado en la literatura, el elemento de conocimiento *a priori* del método de medición representa una desventaja para ser considerado en ambientes donde el conocimiento previo no es posible, por ejemplo, aplicaciones en línea.

2.2 Estado del arte para métodos de medición de Calidad de la Potencia

1. Estimación de parámetros eléctricos para componentes espectrales

Los problemas de calidad de la potencia se encuentran dentro del marco de conocimiento de la compatibilidad electromagnética. La emisión de fenómenos y

disturbios de calidad de la potencia deben ser limitados y minimizados, por lo que los dispositivos y elementos conectados a una red eléctrica deben contar con una susceptibilidad mínima a estos fenómenos electromagnéticos. Los niveles de compatibilidad electromagnética referentes a calidad de la potencia se mueven dentro de una delicada relación entre intereses económicos e intereses técnicos.

Desde los años 90, se busca que los métodos de medición sean normalizados y que los medidores de calidad de la potencia respondan de manera similar ante eventos comunes en las redes eléctricas, se busca que sean interoperables. Con esto en mente se han desarrollado una serie de normas internacionales, destacando una base de referencia en la norma internacional IEC 61000-4-30-2015: Compatibilidad Electromagnética (EMC) – parte 4-30: Pruebas y técnicas de medición – Métodos de Medición para Calidad de la Potencia. Este marco de referencia cubre hasta 17 diferentes disturbios de calidad de la potencia con emisiones desde DC hasta 150 kHz. En las redes eléctricas de potencia se han desplegado analizadores de calidad de la potencia que cuenta con certificaciones de producto y evaluación de la conformidad referente a esta norma internacional. Particularmente para contenido espectral, la norma toma en cuenta métodos de medición basados en la DFT y algunos derivados. De la sección anterior de esta tesis se conoce que la DFT cuenta con una serie de limitaciones cuando se enfrenta a señales y perturbaciones en estado no estacionario. A continuación, se presenta una revisión del estado del arte sobre mediciones espectrales en condiciones no estacionarias.

Los institutos nacionales de metrología han invertido una gran cantidad de recursos técnicos para contar con patrones nacionales que sean capaces de atender las necesidades de medición en calidad de la potencia, con un ancho de banda de 10 kHz.

Izzulino *et al* (2007) presenta un sistema de referencia de alta exactitud basado en muestreo digital con trazabilidad al patrón cuántico de efecto cuántico Josephson. Este diseño es replicado a lo largo de la comunidad metrológica. Las principales cualidades de estos este tipo de propuestas es la alta exactitud con la que hace la determinación de los valores de amplitud, frecuencia y fase de una señal eléctrica que cuenta con componentes espectrales armónicos. La propuesta se basa en un sistema de muestreo digital que esté sincronizado en fase con la señal bajo prueba, es decir, realiza la medición en estado estacionario y de manera síncrona. Con dicho sistema es posible dar trazabilidad a los patrones de calidad de la potencia y a los analizadores de calidad de la potencia en múltiples disturbios relacionados con la IEC 61000-4-30. La operación del patrón está basada en la DFT por lo que de manera sencilla es posible trasladarlo a aplicaciones de tiempo-real para fenómenos estacionarios. Lehtonen (2019) presenta un sistema similar para la evaluación de potencia y energía eléctrica y calidad de la potencia en condiciones estacionarias con incertidumbres del orden de $30 \mu\text{W/VA}$ hasta $150 \mu\text{W/VA}$.

Existen desarrollos que llevan los sistemas hasta el nivel de exactitud más alto, por ejemplo, Georgakopoulos *et al* (2019) presentan un sistema de referencia basado en un sintetizador de forma de onda Josephson (*JAWS*) para proveer trazabilidad a mediciones de formas de onda distorsionadas por componentes armónicos con ancho de banda de hasta 2.4 kHz. Esta centrado en la importancia de la determinación de la fase en las señales distorsionadas. Este desarrollo presenta la menor incertidumbre disponible en este tipo de mediciones en amplitud menor a $10 \mu\text{V/V}$ (0.001%) y en fase de 0.001° (16 μrads). La aplicación de este sistema es para señales en estado estacionario.

Para la estimación de parámetros espectrales en señales eléctricas se han desarrollado una serie de métodos de medición avanzados, enfocados en estado no estacionario. Particularmente se requiere información en el dominio de la frecuencia y de manera temporal de manera simultánea. Recientemente el método más usado para detectar e identificar perturbaciones en calidad de la potencia eléctrica en un sistema eléctrico de potencia es la transformada Wavelet (WT), la cual es un método de análisis de señales de descomposición tiempo-frecuencia. Sin embargo, la localización y detección de perturbaciones relacionadas con calidad de la potencia está enteramente relacionada con la familia de wavelets madre seleccionada, en la literatura se pueden encontrar ejemplos de técnicas distintas para solventar las limitaciones que presenta este tipo de técnica, dichas técnicas de análisis de señales están basadas en la transformada de Fourier de corto tiempo, en la transformada S, Filtros Kalman, o bien en distribuciones tiempo-frecuencia entre otros. Cabe resaltar que la gran mayoría de las aportaciones científicas en este tema están relacionadas con la identificación, detección y clasificación de los disturbios no estacionarios de calidad de la potencia, siendo el tema de estimación con alta exactitud un tema en desarrollo. Rodrigues *et al* (2010) y Granados-Lieberman *et al* (2011) presentan una revisión de literatura de las técnicas modernas aplicadas a fenómenos no estacionarios en calidad de la potencia. De aquí podemos rescatar una breve clasificación de las metodologías empleadas. El punto común de estas metodologías es el campo de aplicación orientado a resolver las limitaciones de las propuestas para identificación de disturbios.

2. Representaciones tiempo-frecuencia: DFT de corto tiempo, transformada Wavelets, Transformada S.

Estos métodos de medición construyen una representación conjunta tiempo-frecuencia, los componentes espectrales detectados en las señales a medir

contienen una referencia temporal. Son altamente sensibles a componentes espectrales no correlacionados con la frecuencia fundamental, los problemas de términos cruzados que impactan en la resolución temporal o espectral deben ser abordados. No recomendados para señales que contienen transitorios o decadentes de amplitud.

Las representaciones Tiempo-Frecuencia basados en *kernels* cuadráticos que hacen uso de la definición de frecuencia instantánea son muy útiles en el análisis de señales no estacionarias en sistemas eléctricos de potencia, sin embargo, sufren de interferencia por temas de términos cruzados (Abdullah *et al.*, 2010; Boashash, 2015). Lo anterior degrada sus capacidades como método de medición ya que degrada su exactitud. Es posible resolverlo a través del uso de la distribución Wigner-Ville a costa de un alto costo computacional, impidiendo la implementación en línea.

3. Estimación de estado: Filtros Kalman.

Las soluciones de estimación de estado relacionado con filtros Kalman y sus evoluciones son muy atractivas referente al seguimiento de componentes dinámicas de las señales a medir. Son los métodos de medición que entregan los mejores niveles de exactitud, a un alto costo computacional y dependiente del modelo de la dinámica del fenómeno físico a medir. Un modelo que incluya armónicos es parte de la solución de las limitaciones inherentes de esta familia de métodos de medición. Sin embargo, la dependencia de la dinámica del sistema real de potencia eléctrica no permite conclusiones sobre el grado de exactitud que se puede lograr en aplicaciones en línea, por ejemplo, en presencia de transitorios no considerados en el modelado del estado del sistema. Esta es un área del conocimiento que sigue en desarrollo. Las aplicaciones existentes se enfocan en la determinación de los

parámetros de la fundamental, tal como ya se ha revisado en este documento en el análisis de la WLS-TFT.

4. Procesamiento de señales: phase-locked loop, bancos de filtros, filtros adaptables.

Son soluciones enfocadas en el seguimiento de parámetros eléctricos, tales como amplitud, frecuencia y fase desde la fundamental hasta los componentes armónicos. Estos métodos de medición comparten una alta insensibilidad a ruido aditivo y variaciones de frecuencia. Estas características superan las limitaciones de las aproximaciones tradicionales como la DFT. Sin embargo, cuando se presentan transitorios embebidos en ruido, la exactitud y el tiempo de respuesta sufre una degradación significativa. El retraso de grupo es amplio y es posible compensarlo para estimaciones de amplitud y fase. Existen avances para reducir la sensibilidad a los transitorios, sin embargo, el tiempo para convergencia ante cambios es largo.

En esta clasificación de métodos de medición es posible incluir el modo de descomposición empírica propuesto por Huang *et al.* (1998), la llamada transformada Hilbert-Huang, la cual es capaz de seguir componentes de frecuencia instantánea, sus aplicaciones en estado no estacionario se centran en la estimación de parámetros en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase, sin embargo, su implementación algorítmica es compleja y de alto costo computacional, no orientado a estimaciones de alta exactitud, requiere conocimiento previo de la señal a analizar.

5. Aproximaciones de inteligencia artificial.

Métodos basados en conceptos de inteligencia artificial han sido desarrollados teniendo como propósito el manejo y el análisis de señales en estado no estacionario. Valtierra-Rodriguez *et al* (2014) usaron una técnica de estimación de parámetros de calidad de la potencia basado en Adaline para detección y clasificación de disturbios de calidad de la potencia. Dash *et al* (1996) propusieron un método de medición basado en Adaline usando el modelo matemático de la DFT con una componente de ruido aditivo, reportando trazabilidad para componentes armónicos, con exactitud aceptable para procesos industriales, soportando variaciones de frecuencia en la ventana de observación. Sin embargo, si la frecuencia deriva en el tiempo, el método sufre de inexactitudes significativas.

6. Aproximaciones paramétricas.

Los métodos de medición relacionados con aproximaciones paramétricas para la estimación y seguimiento de fenómenos no estacionarios para aplicaciones de redes eléctricas normalmente están relacionados con los llamados: 1) Método de Prony, 2) ESPRIT (*Estimation of signal parameters via rotational invariant techniques*, por sus siglas en inglés), y 3) MUSIC (*Multiple Signal Classification*, por sus siglas en inglés). En comparación con los métodos de análisis de señales basados en DFT presentan ventajas, tienen una respuesta de estimación en frecuencia de mayor exactitud y en el caso de interarmónicos no solo no son afectados, sino que presentan una identificación y cuantificación de mayor precisión y exactitud. La aplicación de estos métodos de análisis y estimación en señales en estado no estacionario supone que la señal a analizar es dividida en un grupo de ventanas de observación consecutivas y que durante corto tiempo la señal puede tratarse como una señal estacionaria. Los tres métodos de análisis de señales requieren de un esfuerzo computacional superior a una DFT tradicional. Los

métodos basados en el método de Prony reportan resultados prometedores en el seguimiento de parámetros eléctricos de señales con cambios de amplitud, sin embargo, presenta limitaciones en el caso de saltos de amplitud o fase reduciendo su efectividad y exactitud. Los resultados de la transformada de corto tiempo, del método ESPRIT y de los métodos de Prony son similares en condiciones de no estacionariedad en amplitud. MUSIC por su parte es un método de análisis del tipo subespacio en el ruido, descompone el espacio característico de la señal en un subespacio de señal y en subespacio de ruido ortorrómbico usando características de descomposición de la matriz de autocorrelación de señales digitalizadas. La complejidad computacional es alta, sin embargo, presenta ventajas atractivas para la estimación de parámetros eléctricos: detecta con alta exactitud las componentes de frecuencia de una señal digitalizada, entre mayor es el tamaño de la ventana de observación es mayor su eficiencia, alta inmunidad al ruido, baja sensibilidad por interarmónicos, se puede procesar en lotes.

Como se puede observar los métodos de análisis atienden problemáticas puntuales de manera sobresaliente, sin embargo, algunas condiciones que pueden ser encontradas en sistemas eléctricos de potencia degradan su fiabilidad. En el ámbito de métodos de medición se requiere de metodologías de análisis que superen estas limitaciones y que cuenten con incertidumbre conocida (Rietveld *et al.*, 2014, 2015; Alotaibi *et al.*, 2020).

3. METODOLOGÍA

3.1 Descripción general de la metodología

La metodología en la presente investigación se compone de tres pasos: 1) preparar un modelo matemático que sea capaz de explicar la naturaleza no estacionaria de las señales bajo estudio, con la finalidad de reproducir señales sintéticas, que puedan usarse en laboratorio para la evaluación de desempeño de los métodos de medición propuestos en esta investigación; 2) una vez seleccionados los métodos de medición se evalúa su desempeño contra señales conocidas que provienen de un marco de referencia, tal como, las normas internacionales, de manera sintética, y 3) se evalúa el desempeño de los métodos de medición propuestos utilizando señales eléctricas no estacionarias reales. Las pruebas experimentales se realizaron en el laboratorio de potencia y energía eléctrica de la Dirección de Mediciones Electromagnéticas del Centro Nacional de Metrología. Las mediciones realizadas tienen trazabilidad a valores de patrones nacionales mantenidos en el CENAM. Las condiciones ambientales del laboratorio son controladas a una temperatura de $23\text{ °C} \pm 1\text{ °C}$, humedad relativa de $35\% \pm 20\%$ y usando una línea de alimentación eléctrica de 120 V a 60 Hz con distorsión armónica del menor a 0.1 %. En la figura 3-1 se muestra la localización del Centro Nacional de Metrología.



Figura 3.1. Localización de las instalaciones del Centro Nacional de Metrología, lugar donde fue realizada la presente investigación (disponible en: <https://www.cenam.mx/localizacion.aspx>)

Los patrones e instrumentos de medición empleados en este trabajo de investigación se detallan en la tabla 2.

Tabla 2. Detalle de los instrumentos de medición utilizados durante el presente trabajo de investigación.

Descripción del Instrumento	Magnitud de referencia	Puntos calibrados usados durante la investigación.
Calibrador multifunciones de alta exactitud Fluke 5720A.	Tensión eléctrica alterna	500 mV, 1 V de 60 Hz a 6 kHz, 120 V a 60 Hz.
Multímetro de 8 ½ dígitos Hewlett-Packard 3458A.	Tensión eléctrica alterna como digitalizador	500 mV, 1 V de 60 Hz a 6 kHz,

<p>Fuente generadora de calidad de la potencia Omicron CMC256 plus</p> <p>Generador de onda arbitraria Agilent 33250A</p> <p>Plataforma de tiempo real NI-PXI-1031DC</p> <p>NI PXI 4462 (Digitalizador de 24 bits)</p> <p>NI PXI 6683 (GPS Receiver)</p> <p>NI PXI 8119 (Controladora de tiempo real)</p> <p>NI PXI 6653 (Base de tiempo)</p>	<p>Parámetros de calidad de la potencia de acuerdo con IEC 61000-4-30</p> <p>Frecuencia.</p> <p>Digitalización de señales en tensión eléctrica alterna</p>	<p>armónicos, interarmónicos, parpadeo (<i>flicker</i>), sag, swell, interrupciones</p> <p>Amplitud: 3.3 V. Frecuencia: 10 MHz.</p> <p>1 V de 60 Hz a 6 kHz 10 MHz provenientes de GPS o reloj interno</p> <p>Frecuencia de muestreo 18 kHz, 36 kHz</p>
---	--	---

Descargo de responsabilidad. La mención de marcas comerciales de los instrumentos de medición utilizados en esta investigación no es indicativa de las mejores tecnologías de medición, ni suponen un endoso por parte de la Universidad Autónoma de Querétaro o del Centro Nacional de Metrología.

3.2 Modelo parametrizado para la descripción de señales eléctricas en estado estacionario y no estacionario

Para determinar las capacidades de medición de métodos de medición o de algoritmos de análisis de señales, se utiliza un modelo matemático que represente la naturaleza del flujo de potencia en estado no estacionario que se encuentra en una red de potencia eléctrica. Por ejemplo, Khokhar *et al* (2014) describen una metodología para generar y validar formas de onda sintéticas para disturbios de calidad de la potencia. Con respecto a la generación de formas de onda sintéticas,

existen tres metodologías principales para reproducir formas de ondas eléctricas en formas digitales, utilizando software comercial como 1) PSCAD / EMTDC; 2) ATP / EMTP y 3) Matlab / Simulink. En la literatura las perturbaciones de calidad de la potencia cubren parámetros como: variaciones de amplitud de voltaje, armónicos, interrupciones, transitorios oscilatorios y formas de onda sinusoidal pura. Hay otros enfoques basados en mediciones estadísticas, modelado de sistemas de distribución y técnicas de Monte Carlo para la simulación de disturbios de calidad de la potencia, pero esos enfoques solo se aproximan a fenómenos en estado estacionario para condiciones no sinusoidales y de desbalance.

Hay una carencia de trabajos publicados destinados a desarrollar modelos matemáticos de PQD que sean capaces de representar perturbaciones únicas para escenarios estacionarios o no estacionarios, así como representar la combinación de varias perturbaciones que ocurran simultáneamente. Es necesario contar con un modelo matemático unificado que sea capaz de representar con exactitud un espectro más amplio de disturbios de calidad de la potencia y fenómenos presentes en la generación, transmisión y distribución de redes eléctricas. Al usar esta abstracción es posible sintetizar formas de onda de disturbios de calidad de la potencia digitales precisas para el análisis de señales y caracterización de métodos de medición utilizando herramientas computacionales.

a. Modelo matemático UAQ-CENAM de señales eléctricas

En este trabajo se presenta una metodología novedosa para modelar disturbios de calidad de la potencia en estado no estacionario. Tiene como objetivo mejorar la formación matemática necesaria en el análisis, clasificación y síntesis de disturbios en sistemas de potencia. El enfoque se basa en una base matemática unificada para representar una gama más amplia de perturbaciones de las que la mayoría de

los modelos tienen hasta la fecha. Además, se muestra que el desarrollo de esta capacidad particular es posible estructurando el modelo en cinco etapas principales; uno para modelar las perturbaciones relacionadas con la amplitud en estado estacionario, incluida la distorsión armónica, un segundo para modelar la frecuencia y los cambios de fase de la frecuencia fundamental y sus armónicos, que representa el comportamiento dinámico de la frecuencia fundamental. El tercero para modelar fenómenos no correlacionados como interarmónicos; un cuarto para describir los transitorios y finalmente una sección para incluir los efectos del ruido aditivo.

Existen al menos tres grupos generales descritos en la literatura para clasificar los disturbios de calidad de la potencia eléctrica: a) fenómenos de amplitud, b) desviaciones en la frecuencia fundamental, y c) eventos transitorios. En general, los disturbios han sido agrupados y clasificados por su naturaleza, por ejemplo, los fenómenos de amplitud como incrementos, decrementos y oscilaciones son fenómenos que afectan directamente la amplitud del sistema; las desviaciones de frecuencia o la aceleración de frecuencia son fenómenos particularmente relacionados con cuestiones de estabilidad del sistema eléctrico. Esta clasificación implica que se han orientado algunos esfuerzos para lograr soluciones ya sea para problemas de amplitud, o para desviaciones de frecuencia, o para ambientes distorsionados, de manera casi exclusiva. Los algoritmos altamente especializados usados para análisis de señales con propósitos de medición, detección y clasificación de disturbios de calidad de la potencia usan como base modelos matemáticos para reproducir formas de onda sintéticas con el fin de enfatizar las ventajas metodológicas para resolver un problema particular en un campo de investigación de calidad de la potencia. Esos modelos son detallados, sin embargo, representan solo una fracción de todos los disturbios de calidad de la potencia posibles en un sistema de eléctrico real.

En este el presente trabajo de investigación se presenta una metodología novedosa para modelar disturbios de calidad de la potencia en sistemas eléctricos de potencia. El enfoque se basa en una base matemática unificada para representar una gama más amplia de perturbaciones de las que la mayoría de los modelos tienen hasta la fecha. Además, se muestra que el desarrollo de esta capacidad particular es posible estructurando el modelo en cinco etapas principales; 1) modelar las perturbaciones relacionadas con la amplitud en estado estacionario, incluida la distorsión armónica, 2) modelar la frecuencia y los cambios de fase de la frecuencia fundamental y sus armónicos, que representa el comportamiento dinámico de la frecuencia fundamental, 3) modelar fenómenos no correlacionados como interarmónicos; 4) describir los transitorios en amplitud, y 5) una sección para el ruido aditivo tanto con ruido gaussiano como ruido de color.

Existen opciones comerciales disponibles en el mercado para la simulación y generación de formas de onda relacionadas con eventos de calidad de la potencia en redes eléctricas; sin embargo, esas herramientas están enfocadas en entregar formas de onda de un evento de calidad de la potencia particular en lugar de entregar el comportamiento matemático de una forma de onda dada. En muchos casos, para la investigación sobre temas de calidad de la potencia, una herramienta para comprender la naturaleza no estacionaria de un evento de calidad de la potencia es un elemento clave para el análisis de señales eléctricas. La herramienta matemática que se propone en la presente tesis tiene como objetivo facilitar la comprensión de cómo un evento físico en una red dada puede modelarse como un modelo matemático estructurado bien conocido. Más aún, la herramienta matemática es ágil y fácil de manipular para generar formas de onda que se puedan utilizar como referencia en el análisis calidad de la potencia. Este modelo matemático propuesto no está destinado a sustituir, competir o reemplazar ninguna opción comercial; además, el modelo matemático propuesto puede considerarse como un complemento bien estructurado de las herramientas disponibles.

b. Síntesis de señales eléctricas

La metodología utilizada en este trabajo se basa en generar un modelo matemático paramétrico general estructurado para varios PQD en cinco tipos de fenómenos que se presentan en una red eléctrica:

- 1) Fenómenos relacionados con la amplitud de la frecuencia fundamental y armónicos.

Algunos de los fenómenos más significativos de calidad de la potencia están relacionados con la amplitud de la frecuencia fundamental, incluidos los fenómenos relacionados con oscilaciones de amplitud de baja frecuencia, distorsiones de amplitud, decaimientos (*sag* o *dip*), aumentos (*swell*), e interrupciones. Los disturbios de calidad de la potencia relacionados con la amplitud se asocian directamente con fallas entre líneas a tierra, por cambios repentinos en la carga, cargas no lineales o condiciones de desbalance. Todos estos disturbios están correlacionados con la frecuencia fundamental y sus armónicos. La ecuación (8) establece la primera aproximación $x_1(t)$ del modelo matemático propuesto para los disturbios de calidad de la potencia relacionado con la amplitud:

$$x_1(t) = A \cdot [1 + \delta(t)] \left[\cos(2\pi f_0 t + \theta_1) + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos(2\pi h f_0 t + \theta_h) \right], \quad (8)$$

en donde A es el valor pico de la amplitud, $\delta(t)$ es una función dependiente del tiempo que representa eventos asociados con perturbaciones de amplitud como oscilaciones, incrementos, decrementos e interrupciones. El valor de la frecuencia fundamental es f_0 , θ_1 es el valor de la fase para el componente fundamental, mientras que t es la variable independiente para el tiempo. h es el valor de índice del h -ésimo armónico hasta N . $a_h(t)$ es el factor de amplitud dependiente del tiempo para el h -ésimo componente armónico correlacionado con el fundamental y θ_h es el h -ésimo valor de fase del armónico. Para el primer modelo de aproximación, la frecuencia fundamental f_0 , la fase del componente fundamental y la fase de cada componente armónico θ_h se consideran constantes.

- 2) Fenómenos relacionados con la frecuencia fundamental con cambios de frecuencia y fase.

Otro grupo significativo de disturbios están relacionado con variaciones en la frecuencia fundamental y sus armónicos. Estas variaciones están estrechamente relacionadas con la estabilidad en los sistemas de potencia y se originan por cambios en el equilibrio del flujo de potencia, así como por cambios dinámicos en las características eléctricas de la carga. Los disturbios de calidad de la potencia asociados a la frecuencia fundamental son la modulación de fase de baja frecuencia, los cambios bruscos de fase (saltos) y la aceleración de la frecuencia, por ejemplo, cambios *chirp* lineales. La ecuación (9) representa la segunda aproximación $x_2(t)$ del modelo matemático propuesto para la amplitud, frecuencia y fase dependientes del tiempo.

$$x_2(t) = A \cdot [1 + \delta(t)] \left\{ \cos[2\pi f_0(t)t + \theta_1(t)] + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos[2\pi h f_0(t)t + \theta_h(t)] \right\}$$

(9)

donde A , $\delta(t)$, $a_h(t)$ son los mismos que en la ecuación (8); $f_0(t)$ es una función dependiente del tiempo que representa cambios de frecuencia (sinusoidal, cuadrado, etc.); $\theta_1(t)$ modela los cambios de fase como oscilaciones de baja frecuencia, saltos de fase, entre otros. h es el valor de índice del h-ésimo armónico hasta N . $\theta_h(t)$ es el h-ésimo valor de fase del armónico para el h-ésimo componente armónico correlacionado con el fundamental, que es una función dependiente del tiempo que es útil para representar el comportamiento dinámico de armónicos. La principal diferencia entre la ecuación (8) y la ecuación (9) son los componentes de frecuencia y fase en la fundamental y sus armónicos. En la ecuación (9) la fase y la frecuencia no son componentes constantes, lo que permite fenómenos abstractos como armónicos fluctuantes o comportamiento no estacionario.

3) Fenómenos estacionarios no correlacionados con la frecuencia fundamental.

Hoy en día, la implementación de redes eléctricas inteligentes, que interconectan las fuentes de energía renovable a los sistemas eléctricos tradicionales, es la fuente más identificable de disturbios de calidad de la potencia que no están correlacionados con la frecuencia fundamental. Por ejemplo, los dispositivos electrónicos de potencia no lineal que se utilizan en los inversores de CA-CC generan algunas señales espurias aditivas, como interarmónicos de alta frecuencia, normalmente frecuencias de alrededor de 1 kHz. Otras fuentes de componentes de alta frecuencia son las relacionadas con cargas no lineales. La ecuación (10) representa la tercera aproximación $x_3(t)$ del modelo matemático propuesto para componentes no correlacionados con la frecuencia fundamental.

$$x_3(t) = x_2(t) + \sum_{k=1}^K b_k(t) \cos[2\pi f_k(t)t + \varphi_k(t)],$$

(10)

donde $x_2(t)$ es lo mismo que la ecuación (9). k es el valor del índice del k -ésimo componente no correlacionado hasta K . $f_k(t)$ es el valor de frecuencia del k -ésimo componente que normalmente no es un múltiplo exacto de la frecuencia fundamental, $b_k(t)$ es el factor de amplitud dependiente del tiempo para el componente k -ésimo no correlacionado con el fundamental y $\varphi_k(t)$ es la función dependiente del tiempo con respecto al valor de fase del componente k -ésimo no correlacionado.

4) Fenómenos transitorios.

Los disturbios de calidad de la potencia de muy corta duración se conocen típicamente como fenómenos transitorios. Se puede pensar en los transitorios como componentes de alta frecuencia que aparecen sólo durante un período corto; a menudo, los transitorios tienen un componente que decae muy rápido en comparación con la frecuencia fundamental. La forma en que los transitorios decaen puede ser en combinación con un comportamiento oscilatorio que tiene un componente de alta frecuencia o en presencia de una forma de onda de muesca ruidosa plana. Los fenómenos transitorios son comunes durante las condiciones de conmutación cuando se conectan o desconectan diferentes tipos de cargas en un nodo dado en un sistema de energía, o cuando los esquemas remediales de compensación de reactivos se introducen a la red. Los transitorios se pueden simplificar como variaciones muy rápidas en períodos cortos definidos por marcas de dos tiempos. La ecuación (11) incluye todos los disturbios de calidad de la

potencia definidos anteriormente en las ecuaciones (8) a (10) y adhiere los transitorios de tiempo corto.

$$x_4(t) = x_3(t) + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e^{\left[\left(\frac{t - \alpha_m}{\tau_m}\right)\right]} \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) \quad (11)$$

donde t y $x_3(t)$ son iguales a la ecuación (10). $u(t)$ es la función de paso de Heaviside, α_m define el valor de tiempo cuando comienza el transitorio, β_m define el valor de tiempo cuando termina el transitorio. m es el valor del índice del m -ésimo transitorio hasta M . c_m es el factor de amplitud del m -ésimo transitorio, f_m es el valor de frecuencia del m -ésimo transitorio, ψ_m es el valor de fase del m -ésimo transitorio. Tanto f_m como ψ_m se consideran constantes en los modelos propuestos. Finalmente, τ_m es el valor de la tasa de decaimiento del transitorio.

5) Ruido aleatorio aditivo, gaussiano y no gaussiano.

Algunos componentes aditivos no pueden clasificarse como fenómenos correlacionados o no correlacionados; sin embargo, están presentes en los sistemas de energía eléctrica. Por ejemplo, Bollen (2006) y Jaramillo *et al.* (2000) se describen situaciones y eventos en los que el comportamiento aleatorio afecta a un sistema eléctrico de potencia. Se han identificado algunos eventos que producen ruido aditivo, como el arranque y funcionamiento de grandes hornos de arco eléctrico, interferencia electromagnética o conexión de cargas no lineales. La ecuación (12) establece la quinta aproximación $x_5(t)$ del modelo matemático propuesto para ruido aleatorio aditivo:

$$x_5(t) = x_4(t) + n(t, x_0, \sigma) + \mu(t), \quad (12)$$

donde t y $x_4(t)$ es lo mismo que la ecuación (11). Los fenómenos aleatorios se clasifican y se resumen en dos funciones dependientes del tiempo, primero $\eta(t, x_0, \sigma)$ que representa el ruido aditivo gaussiano aleatorio, definido con un valor medio x_0 y una desviación estándar, σ . Por otro lado, $\mu(t)$ es el término asociado al ruido aditivo de color o componentes aditivos con una función de probabilidad diferente a la gaussiana.

c. Construcción del modelo matemático propuesto para disturbios de calidad e la potencia simultáneos.

El modelo matemático completo propuesto en este trabajo se muestra en la ecuación (13), que puede representar una combinación de varios disturbios de calidad de la potencia estacionarios y no estacionarios. A partir del modelo propuesto es posible sintetizar formas de onda similares, desde un punto de vista matemático, a las registradas en sistemas de potencia reales. La ecuación (13) se ha construido sumando consecutivamente de la ecuación (8) a la ecuación (12) más un término DC, X_{DC} ; modelado como un valor constante y superpuesto a los otros términos. La ecuación (13) resume una amplia cantidad de disturbios de calidad de la potencia distintos, lo que permite reproducir formas de onda de forma sintética, que se pueden utilizar como referencia para el análisis de señales en estado estacionario y no estacionario.

Otra característica de esta metodología es que es posible programar eventos y disturbios para que aparezca en la forma de onda en un momento o tiempo dado. En el enfoque tradicional, es común encontrar soluciones paramétricas, pero de forma única, parcial y/o separada. Con la metodología propuesta, también es posible generar señales digitales con alta exactitud para diversas aplicaciones relacionadas con el análisis de señales en estado no estacionario, particularmente en esta tesis se aplica al análisis de métodos de medición para calidad de la potencia y sincrofasores en estado estacionario y no estacionario.

$$\begin{aligned}
 x(t) = & X_{DC} + A \\
 & \cdot [1 + \delta(t)] \left\{ \cos[2\pi f_0(t)t + \theta_1(t)] + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos[2\pi h f_0(t)t + \theta_h(t)] \right\} \\
 & + \sum_{k=1}^K b_k(t) \cos[2\pi f_k(t)t + \varphi_k(t)] \\
 & + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e^{\left[\left(\frac{t - \alpha_m}{\tau_m} \right) \right]} \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) \\
 & + n(t, x_0, \sigma) + \mu(t)
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

El modelo de la ecuación (13) es uno de los más completos hasta la fecha en cuanto al análisis de disturbios de calidad de la potencia. El modelo no pretende cubrir todos los disturbios de calidad de la potencia presentes en un sistema de energía real; el campo aún está abierto para agregar otro tipo de eventos, el único requisito es que estos eventos se puedan modelar en una ecuación paramétrica

d. Validación del modelo propuesto

Esta sección presenta la construcción de una forma de onda sintética usando el modelo de la ecuación (11) para validar la metodología propuesta y también para mostrar el procedimiento para generar disturbio deseado en el modelo. La metodología descrita en esta tesis es capaz de reproducir una amplia gama de diferentes disturbios en estado estacionario y no estacionario, se desarrolla un caso de cómo se construye una forma de onda utilizando la metodología. La metodología comienza definiendo una señal fundamental básica donde el disturbio deseado se incorpora secuencialmente. Una vez definida la forma de onda fundamental, la metodología se aplica en cinco pasos. Durante cada paso, se agregan disturbios distinta naturaleza a la forma de onda de acuerdo con las ecuaciones (8) a (13) como sigue: 1) En el primer paso se agregan tres armónicos; 2) en el segundo paso, se agregan las perturbaciones de amplitud, específicamente un evento de decaimiento e incremento y un evento parpadeo (*flicker*); 3) en el tercer paso, se agregan tres interarmónicos no correlacionados; 4) en el cuarto paso, se agrega un transitorio oscilatorio; 5) y finalmente, en el quinto paso, se agrega una componente de ruido gaussiano.

En este ejemplo, la señal fundamental utilizada como base es una forma de onda sinusoidal pura como se indica en la ecuación (14).

$$x_a(t) = A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \theta], \quad (14)$$

donde $x_a(t)$ representa una forma de onda resultante de un solo tono; A representa la amplitud de la forma de onda, f_0 es el valor de frecuencia fundamental constante y θ es el valor de la fase expresado en rads. La variable de tiempo independiente se expresa con la variable t . En este punto de la metodología, la amplitud A y la fase

θ son constantes. Los valores usados en este ejemplo son: $A = 1.0$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = 0.0$ rads.

En el primer paso de la metodología, se agrega distorsión armónica a la señal fundamental $x_a(t)$ en la ecuación (14), resultando en la expresión analítica de la ecuación (15).

$$x_b(t) = x_a(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos[2\pi h f_0 t + \theta_h] \quad (15)$$

donde $x_b(t)$ representa una forma de onda de frecuencia fundamental con distorsión armónica; h es el índice relacionado con el h -ésimo valor del armónico, N es el valor del armónico de orden superior; a_h representa los valores de la amplitud de cada armónico, θ_h representa los valores de fase de cada armónico y f_0 es el valor de frecuencia fundamental constante.

Para el presente ejemplo, solo se eligen tres armónicos. La distorsión armónica contiene valores para los armónicos 3^o, 5^o y 7^o de la fundamental. Los valores numéricos de los componentes armónicos son: $N = 7$; $a_2 = a_4 = a_6 = 0$; $a_3 = 0.05$; $a_5 = 0.1$; $a_7 = 0.05$; $\theta_3 = 0.7853$ rads; $\theta_5 = 1.5708$ rads; $\theta_7 = -0.7853$ rads

Para armónicos pares se asigna un valor de rads cero. La figura 3-2 muestra la forma de onda resultante $x_b(t)$.

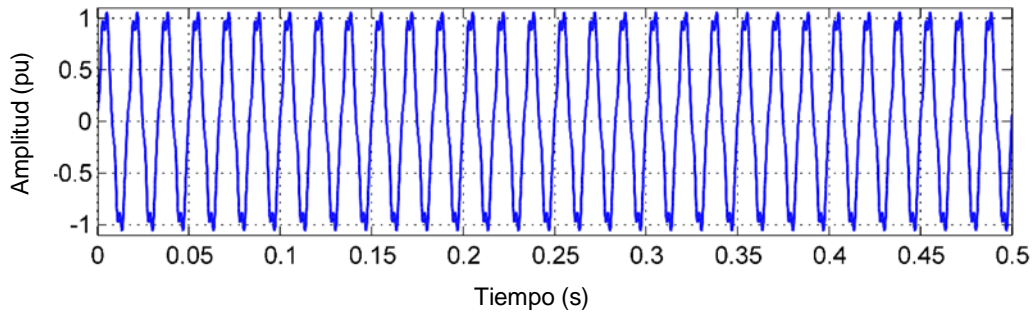


Figura 3-2. Primer paso en la construcción de una señal con disturbios de calidad de la potencia para $x_b(t)$ (autoría propia).

El segundo paso está relacionado con los fenómenos de amplitud. Se agregan dos eventos de perturbaciones de amplitud a la forma de onda $x_b(t)$; un evento de decaimiento y un evento de incremento. La expresión analítica que representa esta adición se establece en la ecuación (16).

$$x_c(t) = x_b(t) \cdot [1 + \delta(t)], \quad (16)$$

donde $\delta(t)$ representa los cambios en la amplitud de la forma de onda. En la ecuación (17) se muestra el comportamiento de la amplitud durante la construcción de la forma de onda $x_c(t)$.

$$\delta(t) = -A_{sag} \cdot [u(t - \alpha_{sag}) + u(t - \beta_{sag})] + A_{swell} \cdot [u(t - \alpha_{swell}) + u(t - \beta_{swell})], \quad (17)$$

donde A_{sag} es la reducción de la amplitud en la forma de onda resultante debido a un evento de decaimiento (*sag*). A_{swell} es el incremento de la amplitud en la forma de onda resultante debido a un evento de incremento en la amplitud (*swell*). α_{sag} representa el tiempo inicial del evento de decaimiento, β_{sag} representa la marca de

tiempo final del evento de decremento. Para el evento de incremento, α_{swell} representa el tiempo inicial y β_{swell} es la marca de tiempo final.

Los valores numéricos para este experimento son: $A_{sag} = 0.5$; $A_{swell} = 0.3$; $\alpha_{sag} = 0.1$ s; $\beta_{sag} = 0.2$ s; $\alpha_{swell} = 0.3$ s $\beta_{swell} = 0.4$ s. La figura 3-3 muestra la forma de onda resultante $x_c(t)$ para el segundo paso.

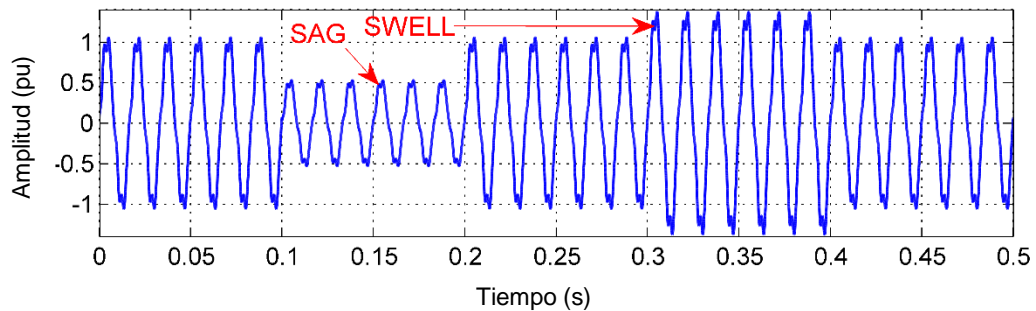


Figura 3-3. El segundo paso de la construcción de una señal con varios PQD relacionados con la amplitud se añaden en forma de Sag y Swell (autoría propia).

El tercer paso incluye fenómenos que no están correlacionados con la frecuencia fundamental, componentes espectrales interarmónicos. Esta distorsión se agrega a la forma de onda resultante del último paso, $x_c(t)$. La expresión analítica para este paso se aborda en la ecuación (18).

$$x_d(t) = x_c(t) + \sum_{k=1}^K b_k \cos[2\pi f_k t + \varphi_k], \quad (18)$$

donde k es el índice relacionado con el k -ésimo valor de interarmónicos, K es el valor de interarmónicos totales; b_k representa los valores de amplitud de cada

interarmónico, φ_k representa los valores de fase de cada interarmónico. f_k representa cada valor de frecuencia interarmónica.

La distorsión interarmónica se incluye en forma de tres frecuencias con valores en la banda de 1 a 3 kHz, no están correlacionadas con la frecuencia fundamental como se muestra en la figura 3-4. Los valores numéricos para la distorsión interarmónica se establecen en: $K = 3$; $b_1 = 0.076$; $b_2 = 0.057$; $b_3 = 0.038$; $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0.0$ rads. Las frecuencias interarmónicos, f_k , se establecen en 1.025, 2.050 y 3.075 kHz.

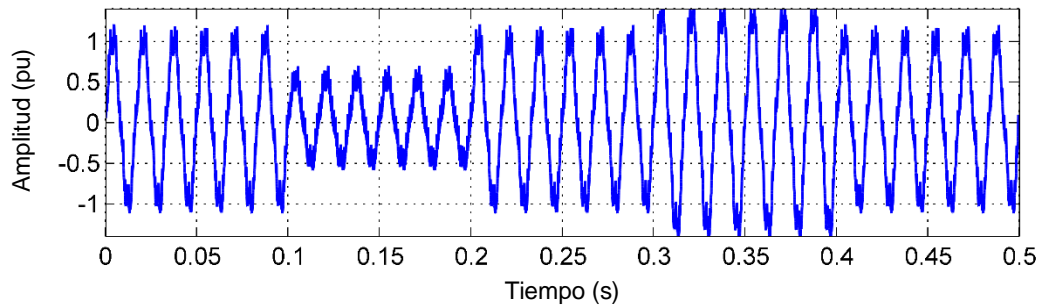


Figura 3-4. El tercer paso de la construcción de una señal sintética con varios disturbios de calidad de la potencia: Añadiendo distorsión interarmónica no correlacionada, $x_d(t)$, (autoría propia).

El cuarto paso del método incluye un transitorio oscilatorio. La ecuación (18) establece esta nueva adición a $x_d(t)$.

$$x_e(t) = x_d(t) + \left\{ c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e^{\left[\left(\frac{t - \alpha_m}{\tau_m} \right) \right]} \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) \right\}, \quad (18)$$

donde t y $x_d(t)$ son iguales que las ecuaciones (16) y (17) respectivamente. $u(t)$ es la función de paso de Heaviside, α_m define el valor de tiempo cuando comienza el transitorio, β_m define el valor de tiempo cuando termina el transitorio. c_m es el factor de amplitud del transitorio, f_m es el valor de frecuencia del transitorio, ψ_m es el valor de fase del transitorio. Finalmente, τ_m es el valor de la tasa de caída del transitorio. Los valores se establecen de la siguiente manera: $\alpha_m = 17.236$ ms; $\beta_m = 17.363$ ms; $f_m = 3$ kHz; $c_m = 0.3$; $\psi_m = 0$ rads; $\tau_m = 1.2728$ ms. La figura 3-5 ilustra la forma de onda resultante $x_e(t)$.

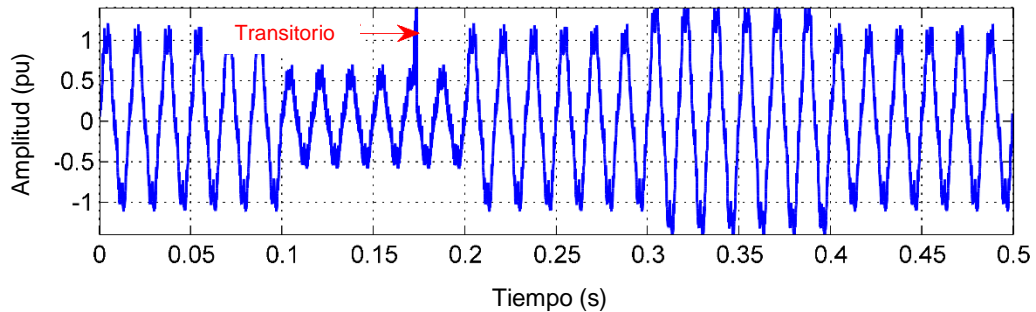


Figura 3-5. El cuarto paso de la construcción de una señal sintética con varios disturbios de calidad de la potencia: Adición de un transitorio oscilatorio, $x_e(t)$ (autoría propia).

En el quinto y último paso, se agrega ruido gaussiano a la forma de onda resultante de este ejemplo, $x_e(t)$. La expresión analítica de la forma de onda final se establece en la ecuación (19).

$$x_f(t) = x_e + n(t, x_0, \sigma) \tag{19}$$

La función de ruido gaussiano se define mediante dos parámetros: un valor medio x_0 y su desviación estándar σ . En aras de la simplicidad, el valor medio es igual a 0,0 y la desviación estándar se establece en 0,2. La figura 3-6 muestra la forma de onda final que combina varios disturbios de calidad de la potencia simultáneos de acuerdo con la metodología propuesta.

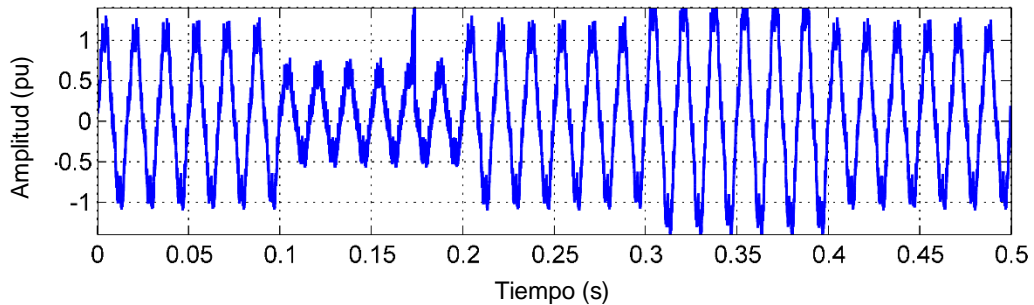


Figura 3-6. El paso final de la construcción de una señal con varios disturbios de calidad de la potencia simultáneos: Suma de ruido gaussiano, $x_f(t)$ (autoría propia).

La forma de onda resultante se construye utilizando un método estructurado que es capaz de generar disturbios de calidad de la potencia sintéticos y simultáneo en una sola forma de onda. La forma de onda resultante puede tener un comportamiento diferente si los parámetros de la ecuación (13) se ajustan con diferentes parámetros numéricos y consideraciones de estacionariedad. El método proporciona una forma sencilla y práctica de modelar formas de onda con disturbios de calidad de la potencia simultáneos similar a las existentes en los sistemas eléctricos de potencia.

Rodriguez *et al* (2017) publicó todo el proceso de validación completo que incluye formas de onda usadas en normalización internacional y en Institutos Nacionales de Metrología. Por simplicidad en esta tesis se muestra la segunda parte de la validación del modelo propuesto. Se incluyen dos casos de estudio con señales reales, el primero, usando una librería abierta del grupo de trabajo de la norma

americana IEEE Std. 1159.2, y segundo, una señal digitalizada de un evento real producido por un gran centro de carga eléctrico que usa hornos de arco eléctricos directamente conectados a una red de transmisión de 250 kV.

Forma de Onda de acuerdo con la norma IEEE 1159.2

El primer caso de estudio es una forma de onda registrada de un disturbio de calidad de la potencia real, disponible por el grupo de trabajo IEEE 1159.2. Esta biblioteca contiene 1536 muestras de un evento de falla con disturbios de calidad de la potencia real con una frecuencia de muestreo de 256 muestras por ciclo (15.36 kHz). La forma de onda registrada comprende 6 ciclos de la frecuencia fundamental.

El modelo matemático se ajusta mediante un método semi-manual aplicando la misma metodología descrita en esta tesis. La forma de onda IEEE se divide en 6 secciones; cada sección correspondiente a un ciclo fundamental de la fundamental. El análisis espectral se realiza en cada una de las seis secciones.

La segunda etapa en la identificación paramétrica corresponde a la evaluación del comportamiento de la diferencia resultante entre las formas de onda, la forma de onda registrada y la forma de onda basada en el modelo cuando solo se agrega contenido armónico. El comportamiento resultante se aproxima con una función de ruido gaussiano. El primer paso en el proceso de construcción de la forma de onda es la definición de la frecuencia fundamental a 60 Hz en la ecuación (20).

$$x_{\alpha 2}(t) = A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \theta], \quad (20)$$

donde A , f_0 , y θ significan lo mismo que la ecuación (10). Los valores son $A = 0.1067$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = 1.6542$ rads.

El segundo paso es establecer los parámetros para la distorsión armónica como se indica en la ecuación (21).

$$x_{\beta 2}(t) = x_{\alpha 2}(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos[2\pi h f_0 t + \theta_h]. \quad (21)$$

El número de armónicos considerados para todos los ciclos es de 128 armónicos. Todos los armónicos contienen información sobre amplitud y fase. En aras de la simplicidad, en este documento solo se muestran los primeros cuatro parámetros armónicos de amplitud y fase. La Tabla 3 resume los valores estimados la ecuación (21) en amplitud, a_h , y fase, θ_h .

Tabla 3. Valores de amplitud y fase para la ecuación (21) durante cada ciclo de la frecuencia fundamental

Ciclo número	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5
1	0.0069/ - 2.8341,	0.0241/ 2.0987	0.0053/ 0.1859	0.0331/ 1.8674
2	0.0169/ - 2.9101	0.0459/ 2.0860	0.0101/ 1.2406	0.0476/ 1.7679
3	0.0120/ - 2.4419	0.0176/ 1.4400	0.0064/ 0.1103	0.0183/ 1.3176
4	0.0138/ - 2.3459	0.0208/ 1.4693	0.0076/ 0.2003	0.0198/ 1.4036
5	0.0119/ - 2.6907	0.0198/ 1.2771	0.0081/ 0.3893	0.0167/ 1.2261
6	0.0139/ - 2.6826	0.0189/ 1.1945	0.0085/ 0.5020	0.0167/ 1.1933

En el tercer paso, se agrega un componente relacionado con el ruido gaussiano como se indica en la ecuación (22).

$$x_{IEEE-2}(t) = x_{\beta 2}(t) + n(t, x_0, \sigma), \quad (23)$$

donde la función de ruido gaussiano se identifica mediante dos parámetros: un valor medio $x_0 = -0.0017$ y su desviación estándar $\sigma = \pm 0.0019$.

La figura 13 muestra la comparación en el dominio del tiempo entre la forma de onda registrada y la forma de onda sintética construida con el método propuesto. La figura 13 (a) representa la forma de onda registrada originalmente de IEEE y la figura 3-7 (b) muestra la forma de onda sintetizada por el modelo de la ecuación (22). Además, la figura 13 (c) representa la diferencia entre las formas de onda original y sintética; el error tiene una media del 1% y una desviación estándar de $\pm 1\%$.

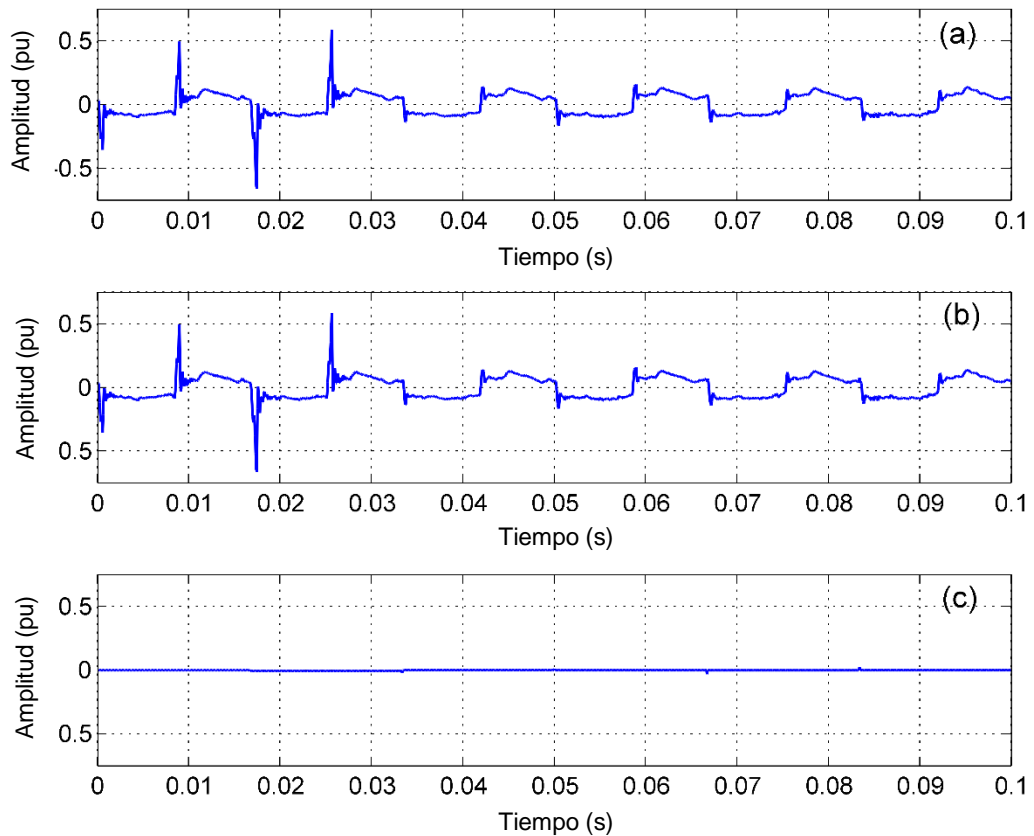


Figura 3-7. Forma de onda real registrada en el campo: (a) Forma de onda original registrada en el dominio del tiempo, (b) Forma de onda basada en el modelo del dominio del tiempo, (c) Diferencia en el dominio del tiempo (autoría propia).

Forma de onda tomada de un sistema eléctrico de potencia - red de transmisión real.

La forma de onda de este caso de estudio se registró durante la puesta en marcha de un horno de arco en un nodo en una red de transmisión de 250 kV. La frecuencia de muestreo de adquisición es de 15.35 kHz, lo que da 256 muestras por ciclo durante 100 ms, la resolución del sistema de muestreo es de 6 bits, comprende 6 ciclos de la señal.

Para identificar los parámetros del modelo en la ecuación (13), el proceso es similar al caso de estudio previo. El proceso de identificación incluye la separación de la forma de onda registrada en seis etapas. La primera aproximación utiliza el análisis espectral DFT para definir el contenido armónico. El segundo proceso incluye la identificación del contenido interarmónico. Utilizando los valores estimados para el contenido de armónicos y para el contenido de interarmónicos, es posible alcanzar desviaciones con un 1% de exactitud.

La construcción del modelo matemático basado en la ecuación (13) se desarrolla en tres pasos. El primer paso es la definición de la frecuencia fundamental a 60 Hz en la ecuación 24.

$$x_{\alpha 3}(t) = X_{DC} + A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \theta], \quad (24)$$

donde A , f_0 , y θ significan lo mismo que la ecuación (13). Los valores son $A = 53$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = -2.421$ rads.

El segundo paso es establecer los parámetros para la distorsión armónica como se indica en la ecuación (25).

$$x_{\beta 3}(t) = x_{\alpha 3}(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos[2\pi h f_0 t + \theta_h], \quad (25)$$

El número de armónicos considerados para cada ciclo es: 10 armónicos para los primeros 5 ciclos, mientras que 100 armónicos se utilizan para el 6º ciclo. Todos los armónicos contienen información sobre amplitud y fase. En aras de la simplicidad, en este documento solo se muestran los primeros cuatro parámetros de amplitud y fase de cada ciclo. La Tabla 4 resume los valores de amplitud, a_h , y fase, θ_h .

El valor del componente DC de la forma de onda registrada es significativo en comparación con los otros casos, hasta el 5to ciclo el valor del componente DC es casi constante, para el 6to ciclo el componente DC aumenta su valor 20 veces el original, es posible inferir que el horno de arco se inició en este ciclo.

Tabla 4. Valores de amplitud y fase para la ecuación (25) durante cada ciclo de la frecuencia fundamental

Cycle number	X_{DC}	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5
1	1.7607	0.1417/ 0.4876	0.2187/ 2.0398	0.2870/ -2.7726	22.5213/ -2.0773
2	1.8694	0.0577/ 1.3622	0.2760/ 2.5157	0.4031/ -1.7170	22.6085/ -1.9583
3	1.8694	0.0577/ 1.3622	0.2760/ 2.5157	0.4031/ -2.7170	22.6085/ -1.9583
4	1.8694	0.0577/ 1.3622	0.2760/ 2.5157	0.4031/ -2.7170	22.6085/ -1.9583
5	1.9863	0.1633/ -1.2320	0.0600/ -2.2736	0.2959/ -1.7933	22.4658/ -1.9439
6	23.3645	19.3850/ -2.7737	15.3887/ -2.5223	15.5349/ -2.4408	36.1533 /-2.0797

En el tercer paso, se incluye un interarmónico no correlacionado con la señal fundamental en la ecuación (26).

$$x_{\gamma_3}(t) = x_{\beta_3}(t) + b_k \cos[2\pi f_k t + \varphi_k]. \quad (26)$$

Hay un componente interarmónico identificado. Los valores de los parámetros en la ecuación (26) son: $b_k = 9$; $f_k = 302$ Hz; $\varphi_k = \pi/4$ rads.

La figura 3-8 muestra la comparación en el dominio del tiempo entre la forma de onda registrada y la forma de onda sintética que se obtiene del modelo propuesto cuando se utilizan los ajustes de parámetros resumidos en la Tabla 4. La figura 14(a) muestra la forma de onda original de la potencia real sistema y la figura 14(b) representa la forma de onda sintetizada por el modelo. Además, la figura 14(c) ilustra la diferencia entre las formas de onda original y sintética, hay una desviación con una media de 0,84% y una desviación estándar de $\pm 0,52\%$.

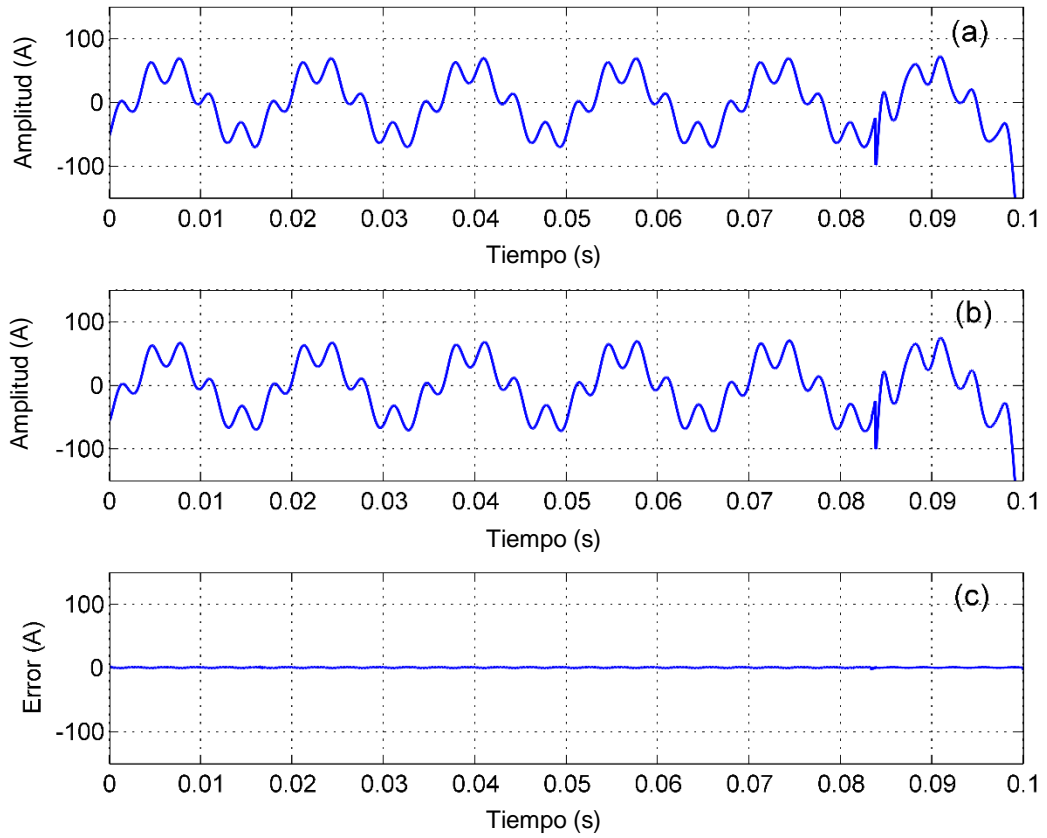


Figura 3-8. Forma de onda real registrada en el campo: (a) Forma de onda original registrada en el dominio del tiempo, (b) Forma de onda basada en el modelo del dominio del tiempo, (c) Diferencia en el dominio del tiempo (autoría propia).

3.3 Método de medición de sincrofasores

El método de medición de sincrofasores se basa en un par de filtros FIR ortogonales y de banda limitada, apoyados por un algoritmo de ganancia adaptable, diseñado para adaptar en tiempo real la ganancia de los filtros manteniendo fija su longitud a un ciclo de la frecuencia fundamental nominal.

La Figura 3-9 se muestra una breve descripción del algoritmo, donde $x(t)$ representa una señal de entrada de tensión o corriente eléctricas. La medición de una señal de corriente implica una técnica de discriminación robusta para extraer en tiempo real la frecuencia fundamental sin ruido estacionario. Los antecedentes matemáticos del algoritmo de medición se encuentran en Moore *et al.* (1994,1996). Carranza *et al.* (2016) y Rodriguez *et al.* (2020) describen la medición de variaciones simultáneas de amplitud y fase con aplicaciones de metrología de potencia y energía eléctrica basado en el trabajo de Moore *et al.* (1994, 1996). En la presente tesis se realiza una evaluación de desempeño metrológico de la técnica de medición. La señal de entrada $x(t)$ se descompone en sus componentes ortogonales (fase y cuadratura) y se filtra dentro de un ancho de banda estrecho, donde la ganancia de los filtros se corrige mediante un algoritmo adaptable de ganancia unitaria que permite rastrear la frecuencia fundamental en tiempo real; la etapa final calcula las estimaciones de frecuencia, amplitud y fase.

La descomposición ortogonal mostrada en la Figura 3-9 puede asociarse con los componentes ortogonales del TVE mostrado en la Figura 3-10, es decir, las partes real e imaginaria de la señal indicadas por $x_r(t)$ y $x_i(t)$, respectivamente. Cuando llega un pulso de sincronización al sistema de medición como en la Figura 3-10a, típicamente a través de un receptor GPS, se generan un par de señales de referencia: $x_r(t)$ y $x_i(t)$.

Al mismo tiempo, se activa una señal de sincronización de referencia a la tasa de reporte seleccionado. Con respecto a la técnica propuesta, si se aplica una señal de entrada $x(t)$ en su entrada, como se describe en la Figura 3-9, los filtros ortogonales adaptables producen estimaciones de los componentes ortogonales de la señal de entrada. Las estimaciones indicadas por \bar{x}_r y \bar{x}_i para las componentes real e imaginaria, respectivamente, permiten utilizar las componentes ortogonales para estimar la amplitud $\bar{x}(t)$, fase $\bar{\theta}(t)$ y frecuencia $\bar{f}(t)$. La referencia y los componentes ortogonales estimados se utilizan para estimar el *TVE*, *FE* y *ROCOF* como se define la norma internacional IEC/IEEE (2018) y se muestra en la Figura 3-10b para TVE.

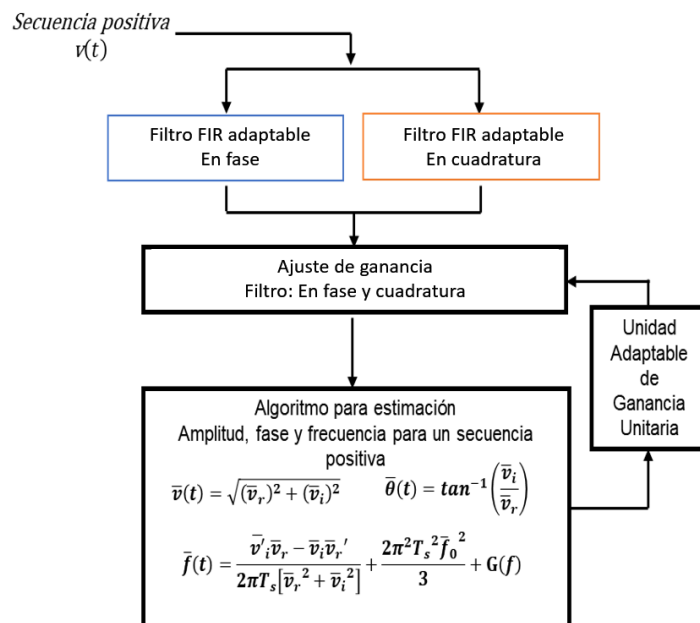


Figura 3-9. Una breve visión de la técnica propuesta: una descomposición ortogonal de ganancia unitaria de una señal de entrada permite medir su amplitud, frecuencia, y fase (autoría propia).

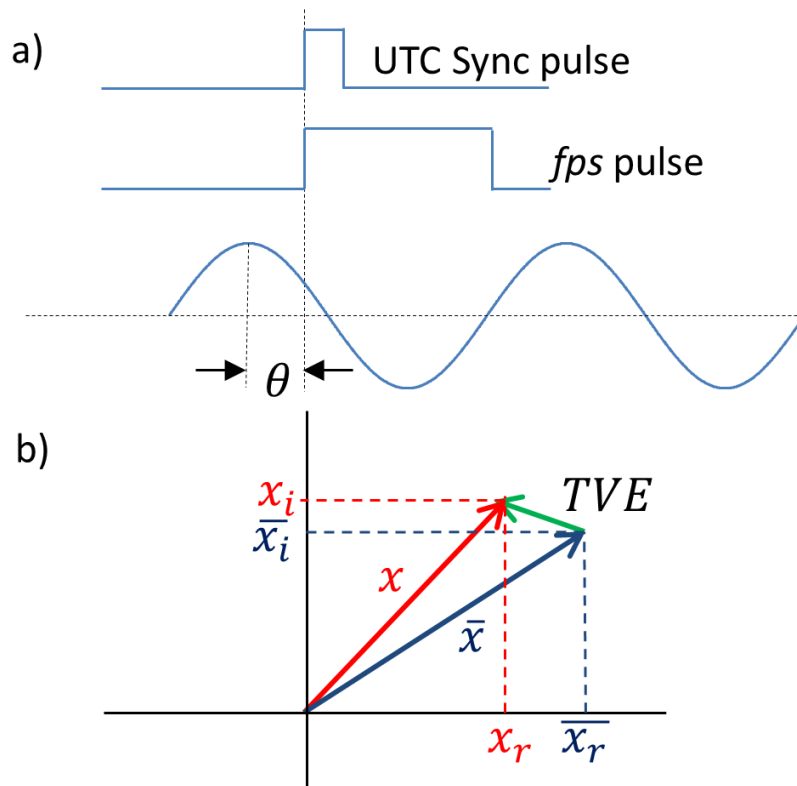


Figura 3-10. Representación básica de un sincrofase: a) esquema básico de sincronización UTC, b) composición de TVE (autoría propia).

Usando los valores de la descomposición, es posible estimar la frecuencia fundamental como se muestra en la ecuación (27):

$$\bar{f}(t) = \frac{\bar{x}'_i \bar{x}_r - \bar{x}'_r \bar{x}_i}{2\pi T_s [\bar{x}_r^2 + \bar{x}_i^2]} + \frac{2\pi^2 T_s^2 \bar{f}_0}{3} + (\beta \bar{f}_0^2 + \alpha \bar{f}_0 + f_k) \quad (27)$$

donde $\bar{f}(t)$ es el valor instantáneo de la frecuencia fundamental; \bar{x}_i y \bar{x}_r representan las componentes en cuadratura y en fase de $v(t)$; \bar{x}'_i y \bar{x}'_r representan la derivada

en el tiempo de las componentes en cuadratura y en fase de $x(t)$. T_s es el valor de la frecuencia de muestreo; finalmente, \bar{f}_0 es una estimación de un paso hacia adelante de la frecuencia fundamental. El método de medición es sensible a las excursiones en la frecuencia fundamental, encuentra en tiempo-real los cambios de ésta, sin embargo, introduce un error sistemático que debe ser corregido. La aportación del presente trabajo de investigación se establece en la necesidad de aplicar un factor de corrección a partir de un modelo cuadrático para estimar automáticamente la compensación de la desviación de frecuencia fraccionaria, siendo una mejora de la técnica original que Moore *et al* (1994,1996) presentaron. Los valores para el ajuste de desviación fraccionaria son: $\alpha = 0.316 \times 10^{-6}$, $\beta = 5.4 \times 10^{-6} \text{ Hz}^{-1}$, and $f_k = 6.0477 \times 10^{-3} \text{ Hz}$.

Las componentes de amplitud $\bar{x}(t)$, y fase $\bar{\theta}(t)$ de la señal de entrada se obtienen de las ecuaciones (28) y (29) respectivamente,

$$\bar{x}(t) = \sqrt{(\bar{x}_r)^2 + (\bar{x}_i)^2}, \tag{28}$$

$$\bar{\theta}(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\bar{x}_i}{\bar{x}_r} \right). \tag{29}$$

Cuando las estimaciones de los componentes ortogonales están disponibles, el algoritmo las compara con los componentes ortogonales de referencia. Los componentes de referencia están disponibles a la llegada del pulso de sincronización GPS; estos componentes de referencia representan un sincrofasor de referencia.

El algoritmo ofrece tasas de reporte (fps) más altas que las recomendadas en IEC/IEEE (2018). Teóricamente, es posible informar estimaciones de amplitud, fase y frecuencia a la velocidad de la frecuencia de muestreo una vez que el primer ciclo fundamental se registra y procesa por completo. En la implementación de la técnica en una plataforma PXI, los informes del algoritmo de medición están completamente sincronizados con la hora universal coordinada (UTC).

Los filtros de paso de banda ortogonales extraen y discriminan el componente de frecuencia fundamental de aquellas como DC, frecuencias armónicas y componentes de ruido aditivo fuera de banda que pueden estar presentes en la señal de entrada. El valor de los componentes ortogonales se corrige mediante un algoritmo de ganancia unitaria ya que la frecuencia de la componente fundamental puede desviarse del valor nominal. La respuesta de frecuencia de los filtros ortogonales se muestra en la Figura 3-11, en azul para el filtro en fase y rojo para el filtro en cuadratura. El lóbulo principal del algoritmo propuesto corresponde a un filtro de banda limitada, donde la presencia de interarmónicos de baja frecuencia y componentes subarmónicos superiores a 10 Hz e inferiores a 110 Hz en el lóbulo principal pueden afectar la estimación de la frecuencia fundamental. Las normas internacionales de compatibilidad electromagnética sugieren evitar componentes en la banda de 35 Hz a 90 Hz para el caso de sistemas eléctricos de potencia en 60 Hz.

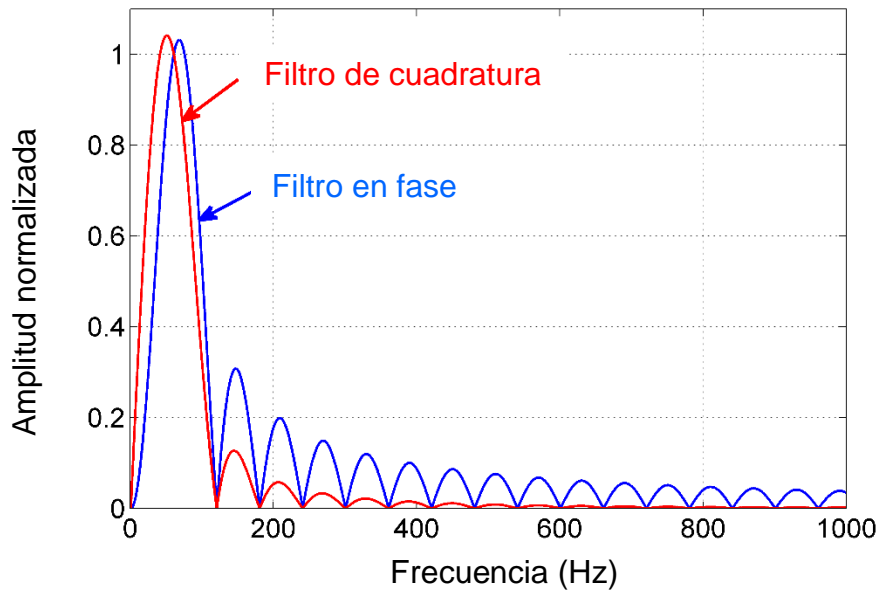


Figura 3-11. Respuesta de frecuencia tanto del filtro en fase como del filtro en cuadratura (autoría propia).

3.4 Método de medición para calidad de la potencia: componentes espectrales

En esta investigación se desarrolló un método de medición combinado. Se requiere de alta resolución espectral en términos de frecuencias espectrales presentes en una señal eléctrica dada, que ha sido sometida a disturbios de calidad de la potencia. Uno de los principales inconvenientes en los métodos de estimación espectral es el compromiso entre alta resolución en frecuencia y pobre resolución temporal o viceversa. En esta investigación se propone un método híbrido compuesto de dos etapas de estimación espectral: 1) se estiman las componentes de frecuencia que habitan el espectro de una señal dada a través de MUSIC (*Multiple Signal Classification*), y 2) una vez ubicadas con alta exactitud las componentes espectrales se hace uso de un método ventana de “coseno elevado” en combinación con el método de transformada discreta de Fourier interpolada para la estimación de amplitud, frecuencia y fase en ventanas de observación consecutivas de 200 ms. A continuación, se presenta un resumen de la metodología para este método híbrido.

Método de descomposición de señales – MUSIC (*Multiple Signal Classification*).

De acuerdo con Bollen *et al* (2006) y Osornio-Rios *et al* (2012) el método de estimación espectral MUSIC, *multiple signal classification* emplea un modelo armónico que contiene sinusoidales complejas, este método es capaz de estimar los componentes espectrales de frecuencia (alta exactitud) y potencias de componentes armónicos (baja exactitud) en una señal digitalizada. El método MUSIC es un método basado en el subespacio de ruido.

Para una secuencia dada de datos, $v(n)$ de longitud $L = N + M - 1$, expresada en la ecuación (30).

$$v(n) = \sum_{k=1}^K A_k e^{-jn\omega_k} + \omega_n, \quad (30)$$

donde $A_k = |A_k|e^{j\phi_k}$ es la magnitud compleja del k -ésimo armónico componente de la señal. Siendo su matriz de autocorrelación R_v , de tamaño $M \times M$, donde M es la dimensión del espacio abarcado por $v(n)$ y K es la dimensión del subespacio, $M > K$, y puede ser estimado a partir de las muestras digitales de los datos usando la ecuación (31).

$$\widehat{R}_v = \frac{1}{N} V^H V, \quad (31)$$

donde la matriz de datos V es de tamaño $N \times M$ y esta descrita en la ecuación (32):

$$V = \begin{bmatrix} v^T(0) \\ \vdots \\ v^T(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v(0) & \cdots & v(M-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v(N-1) & \cdots & v(N+M-2) \end{bmatrix} \quad (32)$$

Donde M es la longitud de ventana de tiempo en un renglón vector de datos y el sobrescrito $(\bullet)^H$ es el operador Hermitiano (para el conjugado complejo y

transpuesto de la matriz), sustituyendo la ecuación (30) en la ecuación (31), se presenta en la ecuación (33).

$$\widehat{R}_v = R_s + R_w = EPE^H + \sigma_w^2 I \quad (33)$$

Donde las matrices E y P están definidas en la ecuación (34) y (35).

$$E = [e_1 \quad \dots \quad e_K] \quad (34)$$

$$P = \text{diag} \left(|A_1|^2 \quad \dots \quad |A_K|^2 \right) \quad (35)$$

Y,

$$e_l = [1 \quad e^{j\omega_l} \quad e^{j2\omega_l} \quad \dots \quad e^{j(M-1)\omega_l}]^T, l = 1, 2, \dots, K, \quad (36)$$

siendo los vectores característicos (*eigen*vectores) de R_s , presentes en la ecuación (36).

Subespacios de ruido y de señal. Asumiendo que \widehat{R}_v es de rango completo M , los valores característicos de \widehat{R}_v están ordenados en orden decreciente (por ejemplo,

$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$), y los correspondientes vectores característicos son s_1, s_2, \dots, s_M , y se describen en la ecuación (37).

$$\hat{R}_v s_i = \lambda_i s_i, i = 1, 2, \dots, M \quad (37)$$

Estos vectores característicos pueden ser divididos en dos grupos, K vectores característicos correspondientes a los K valores característicos mayores que pertenecen al subespacio de la señal y los remanentes $M-K$ vectores característicos que pertenecen al subespacio de ruido. En el método MUSIC, el subespacio de ruido es usado para estimar las frecuencias armónicas desconocidas ω_k . Primero se estima el siguiente *pseudoespectro* usando la ecuación (38).

$$P_{MUSIC}(e^{-j\omega}) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M |e^H s_i|^2}, \quad (38)$$

donde $s_i, i = K + 1, \dots, M$, son los vectores característicos asociados con el subespacio de ruido que son ortogonales a los vectores característicos de la señal $e = [1 \ e^{j\omega} \ e^{j2\omega} \ \dots \ e^{j(M-1)\omega}]^T$ y e^H denota la transpuesta conjugada compleja. Esto implica que el denominador tiene valores cero en las frecuencias relacionadas con los vectores característicos de la señal. Es importante señalar y enfatizar que $P_{MUSIC}(e^{-j\omega})$ en la ecuación (38) no está relacionado con el espectro de potencia real. Si no que el único propósito de este *pseudoespectro* es generar picos máximos en aquellas frecuencias correspondientes a aquellos componentes espectrales dominantes. En el dominio de la transformada Z , el equivalente de la ecuación (38) es la ecuación (39).

$$P_{MUSIC}(z) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M S_i(z) S_i^*\left(\frac{1}{z^*}\right)},$$

(39)

donde $S_i(z) = \sum_{m=0}^M s_i(m) z^{-m}$; $s_i(m)$ denota el m-ésimo elemento en el i-ésimo vector característico. Los subespacios de la señal y el subespacio son ortogonales, el denominador en la ecuación (39) debería ser cero para estas frecuencias de armónicos.

Estimación de frecuencias para componentes espectrales. Las frecuencias de las exponenciales complejas $\omega_k = 2\pi f_k, k = 1, 2, \dots, K$, en la ecuación (30) pueden ser obtenidos a partir de las ubicaciones de frecuencia correspondiente al K -ésimo pico máximo en el *pseudoespectro* $P_{MUSIC}(e^{-j\omega})$ o directamente de la ecuación (39) como los ángulos de las K raíces de $P_{MUSIC}(z)$ que estén más cerca del círculo unitario en el dominio z .

En este punto del método de estimación de parámetros eléctricos para componentes espectrales, se cuenta con la estimación con alta resolución de los valores de frecuencia para una ventana de observación dada. Cuando las señales son no estacionarias, este método de medición de componentes de frecuencia debe ser ajustado y modificado a un procesamiento basado en bloques de datos o bien de ventana deslizante. El principio es no usar una única ventana de observación, sino dividir esta ventana de observación en bloques más pequeños donde las señales sean aproximadamente estacionarias. Las ventanas pueden ser traslapadas o sin traslape. En la presente investigación se usa el principio de

ventanas no traslapadas. Se aplica el método de medición MUSIC a cada una de estas ventanas con una resolución tal que sea posible identificar cambios de frecuencia menores a 10 mHz. Los parámetros de la señal no estacionaria pueden variar de ventana a ventana de observación, como resultado es posible obtener una serie de parámetros *pseudoestacionarios* con parámetros que varían de una ventana de observación a otra, por lo tanto, se encuentra la variación con el tiempo.

Esta propuesta en la presente investigación representa un avance importante, ya que es posible detectar los componentes espectrales con alta resolución y su aparición en el espectro en términos de ventanas subsecuentes de observación, lo que permite una observación tridimensional del espectro sin problemas de términos cruzados en comparación con las distribuciones tiempo-frecuencia tradicionales. De acuerdo con Bollen *et al.* (2006) si el objetivo es descomponer la señal eléctrica en componentes dependientes del tiempo $s_k(n)$, entonces algunas dificultades pueden surgir cuando el número de componentes espectrales cambia entre ventanas de observación o bien si hay deriva en los componentes espectrales entre ventanas de observación.

Esta investigación propone una solución en la cual se compromete el tiempo de procesamiento y cómputo haciendo un barrido en todos los componentes espectrales para alcanzar una resolución de detección de frecuencia muy alta. Para alcanzar el propósito de un sistema de medición de referencia es posible pagar el precio a cambio del conocimiento de la naturaleza no estacionaria de la señal. Las variaciones en los valores de amplitud de los componentes espectrales no suponen un problema, el *pseudoespectro* no provee una estimación de amplitudes confiables, se requiere de un método complementario. El desempeño dinámico del método de medición depende del correcto seguimiento de los contornos de los componentes espectrales en su evolución temporal.

En sistemas eléctricos de potencia modernos es necesario conocer no solo las frecuencias de los componentes espectrales con alta exactitud sino además se requiere de la evolución de temporal de sus amplitudes y fases. Para ello se propone el uso de un método muy estudiado y de simpleza de implementación digital.

Transformada interpolada de Fourier.

De acuerdo con Romano *et al* (2014) la transformada de Fourier que utiliza este método está basada en el modelo de estado estático. El método está dividido en dos grandes secciones, la primera, donde cada muestra obtenida en el proceso de muestreo digital es multiplicada por una ventana seleccionada, y el segundo paso, los offset y corrimientos espectrales presentes fuera de la frecuencia nominal de la señal eléctrica son estimados y sus posibles efectos compensados en la determinación de los parámetros eléctricos de una señal dada durante una ventana de observación. Las ventanas de “coseno elevado” usadas en procesamiento digital de señales han sido propuestas durante los últimos 40 años, por ejemplo, Nuttall (1981) muestra estas ventanas son conocidas como ventanas de “coseno elevado” con la finalidad de reducir las excursiones espectrales (spectral leakage) de frecuencia debido a muestreo digital incoherente. Se comienza por asumir que una señal eléctrica sinusoidal puede ser modelada por una forma de onda muestreada a una frecuencia de muestreo f_s .

$$x(m) = \sqrt{2}A \cos \left[2\pi \frac{f_{in}}{f_s} \left(m + \frac{1}{2} \right) + \phi_0 \right] \quad (40)$$

$$m = \left(-\frac{M}{2} \right), \dots, \left(\frac{M}{2} - 1 \right)$$

donde:

A es la amplitud de la señal sinusoidal.

f_{in} es la frecuencia de la señal fundamental.

φ_0 es la fase inicial de la señal sinusoidal.

La frecuencia f_s se requiere que cumpla con el teorema de muestreo (Nyquist) de al menos dos veces la frecuencia de la señal de entrada. El número M de muestras se requiere sea un número entero y par. Para cuestiones prácticas el instante de muestreo correspondiente a la m muestra es recorrido por un factor de $\frac{1}{2}$ del periodo de muestreo, esto con la finalidad de fijar el tiempo de referencia exactamente en la mitad de la ventana de observación. La relación entre las frecuencias de muestreo y la frecuencia de la señal fundamental puede ser expresada en la ecuación (41):

$$\frac{f_{in}}{f_s} = \frac{\lambda_0}{M} = \frac{l + \delta}{M} \quad (41)$$

donde:

λ_0 es el número de ciclos adquiridos en el muestreo.

l es la parte entera del número de ciclos adquiridos en el muestreo.

δ es la parte fraccional del número de ciclos adquiridos en el muestreo.

Para estimar los parámetros que se muestran en la ecuación (40) utilizando el método de la transformada discreta de Fourier interpolada (IpDFT), la señal $x(\bullet)$ es convolucionada con una ventana de “coseno elevado” $w(\bullet)$. La notación científica aceptada para representar esta última señal fue presentada por Nuttall (1981), se muestra en la ecuación (42):

$$w(m) = \sum_{h=0}^{H-1} a_h \cos \left[\frac{2\pi h}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (42)$$

$$m = \left(-\frac{M}{2} \right), \dots, \left(\frac{M}{2} - 1 \right)$$

Donde:

H es el número de términos de la ventana seleccionada.

a_h son los coeficientes de la ventana seleccionada, con $h=0, \dots, H-1$.

La transformada discreta de Fourier (DFT) de la señal de interés pasada a través de una ventana de “coseno elevado” se expresa en las ecuaciones (43) y (44):

$$x_w(m) = x(m) \cdot w(m) \quad (43)$$

$$X_w(k) = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} x_w(m) e^{-j2\pi \frac{k}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right)}$$

$$X_w(k) = \frac{A}{\sqrt{2}} \left[W(k - \lambda_0) e^{j\phi_0} + W(k - \lambda_0) e^{-j\phi_0} \right] \quad (44)$$

$$k = 0, \dots, M - 1$$

donde $W(\bullet)$ es la transformada en tiempo discreto de Fourier (DTFT) de la ventana $w(\bullet)$. El segundo término de la ecuación (44) representa la componente imaginaria de la señal sinusoidal, haciendo un poco de algebra, la expresión de la DTFT de la ventana seleccionada, ecuación (42), puede obtenerse en la ecuación (45):

$$W(\lambda) = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} w(m) e^{-j2\pi\frac{\lambda}{M}(m+\frac{1}{2})} \quad (45)$$

$$W(\lambda) = \sin(\pi\lambda) \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h 0.5a_h \times \left[\frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{M}(\lambda-h)\right)} + \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{M}(\lambda+h)\right)} \right], \quad (46)$$

$$h \in \left(\frac{-M}{2}, \frac{M}{2}\right)$$

Si $|\lambda| \ll M$, la ecuación (46) puede aproximarse con exactitud a la ecuación (47)

$$W(\lambda) = \frac{M \sin(\pi\lambda)}{\pi} \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h a_h \frac{\lambda}{\lambda^2 - h^2} \quad (47)$$

Offelli *et al* (1989,1992) mostró la técnica para estimar la parte fraccional δ de un número de ciclos adquiridos a través de la relación α entre dos muestras máximas de un espectro y está dada por la ecuación (48):

$$\alpha = \frac{|X_w(t+i)|}{|X_w(t-1+i)|} \quad (48)$$

donde $i = 0$ si $|X_w(t-1)| > |X_w(t+1)|$ y $i = 1$ si $|X_w(t-1)| < |X_w(t+1)|$.

Se puede despreciar la contribución de error debida a la componente imaginaria a partir del uso de la ecuación (44) en la ecuación (48), tenemos:

$$\alpha \cong \frac{|W(i - \delta)|}{|W(-1 + i - \delta)|} \quad (49)$$

El valor de δ puede ser estimado al despejarlo de la ecuación (49) y sustituyendo el valor teórico de α encontrado en la ecuación (49) para dar pie a la ecuación (50).

$$\hat{\delta} = g(\alpha) \quad (50)$$

La función $g(\bullet)$ puede ser conocida *a priori* ya que solo depende del tipo de ventana seleccionada para la estimación de los parámetros del fasor.

Una vez estimada la parte fraccional de los ciclos adquiridos, de la ecuación (44) se pueden obtener las estimaciones simultáneas de amplitud y fase expresadas en las ecuaciones (51) y (52) respectivamente:

$$\hat{A} = \frac{\sqrt{2}|X_w(l)|}{|W(-\delta)|} \quad (51)$$

$$\hat{\phi} = \text{fase} [X_w(l)] \quad (52)$$

3.5 Evaluación de desempeño de los métodos medición desarrollados

En esta sección se presenta la metodología para evaluar el desempeño metrológico de los métodos de medición para sincrofasores y para calidad de la potencia.

a. Evaluación para el método de medición de sincrofasores

De acuerdo con la norma internacional IEC/IEEE (2018), se requieren dos etapas complementarias para calificar el desempeño en exactitud y robustez de un método de medición o bien de un PMU prototipo, de acuerdo con la tabla 5. La evaluación de desempeño metrológico del método de medición se comparará no únicamente contra los límites que establece la norma para TVE, FE, ROCOF y RFE sino contra propuestas en el estado del arte.

Tabla 5. Pruebas utilizadas para evaluar el desempeño metrológico del método de medición para sincrofasores basados en la norma internacional IEC/IEEE 60255-118-1:2018

Estado de la prueba	Descripción de la prueba	Puntos de prueba
Estacionario	Distorsión armónica	Aplicando un componente armónico a la vez: 2do al 50vo armónico, ancho de banda de 3 kHz
Estacionario	Efecto de componentes interarmónicos	Aplicando un interarmónico a la vez, en la banda de

		frecuencias de DC-30 Hz, y de 90 Hz a 120 Hz
Dinámico	Efecto de modulación simultanea de amplitud y fase	Supera los requerimientos de la norma. Frecuencias de modulación de 0.1 Hz hasta 5 Hz, con amplitud de modulación del 10 % de la fundamental
Dinámico	Efecto de saltos o cambios súbitos de amplitud o fase	Salto en amplitud del 10% y saltos de fase de $\frac{\pi}{18}$ radianes. Evaluación de sobretiro
Dinámico	Aceleración de frecuencia fundamental lineal	Aceleración lineal de la frecuencia a una tasa de ± 1 Hz/s durante 5 s.

Se estima que el método es capaz de superar los requerimientos de exactitud de la norma internacional. Se abonará a este hecho enfrentando el método de medición a señales eléctricas reales en condiciones no estacionarias. Se describen en la tabla 6.

Tabla 6. Casos de estudio con señales eléctricas reales en estado no estacionario

Estado de la prueba	Descripción de la prueba	Puntos de prueba
Dinámico – no estacionario	Desbalance	Aplicando señal de prueba de la IEC 62586-2:2017, la fuente de

		calidad de la potencia ante cambios de programación presenta cambios aleatorios de fase
--	--	---

b. Evaluación para el método de medición de calidad de la potencia

La evaluación de desempeño metrológico del método de medición para componentes espectrales se comparará contra señales sintéticas en condiciones ideales y a través del uso de un caso de estudio de un nodo de interconexión de una red eléctrica de potencia de transmisión con una central de carga, una acerera con una demanda de energía alta que usa hornos de arco eléctrico, en la tabla 7 se muestra un resumen de la metodología para la caracterización del método de medición propuesto. En la Figura 3-12 se muestra el diagrama unifilar de este sistema eléctrico. Se compararán los resultados de manera cualitativa contra aquellos encontrados en el estado del arte.

La Figura 3-12 muestra el punto de conexión común para una central de carga, que cuenta además con un pequeño generador de auto abasto al interior de esta. Por lo que el flujo de potencia que se demanda de la red eléctrica de transmisión es intermitente. En rojo se marcan los analizadores de calidad de la potencia disponibles. Las señales eléctricas adquiridas para este caso de estudio fueron adquiridas a través de un analizador de calidad de la potencia marca Elspec, modelo BlackBox 4430, las señales eléctricas se muestrearon a una frecuencia de muestreo de 61.44 kHz para tensión eléctrica y a 15.36 kHz para corriente eléctrica, lo que

permite tener un ancho de banda suficiente para la detección de componentes espectrales hasta el 100mo armónico. El instrumento está conectado en el secundario de un transformador de instrumentación que entrega señales de 120 V y 5 A. Este es un punto crítico ya que el transformador funge como un filtro paso-bajo para la mayoría de los fenómenos y disturbios de contenido espectral alto. El instrumento registrador cuenta con una resolución de 16 bits y una exactitud de 0.1% para tensión y corriente. El fabricante expresa cumplimiento con la norma internacional IEC 61000-4-30:2015. El principal atractivo de estas señales eléctricas es que corresponden a mediciones de un proceso productivo de una industria que se desarrolla en hornos de arco eléctrico de alta demanda de energía. Esta carga produce transitorios en las señales de corriente eléctrica provocando oscilaciones en la potencia reactiva del flujo de potencia, siendo de alta importancia para el operador de la red eléctrica, ya que para controlar y regular los niveles de tensión y de potencia eléctrica se usan reactivos. Las ventanas de observación para los cambios de las condiciones de operación de la red son ms.

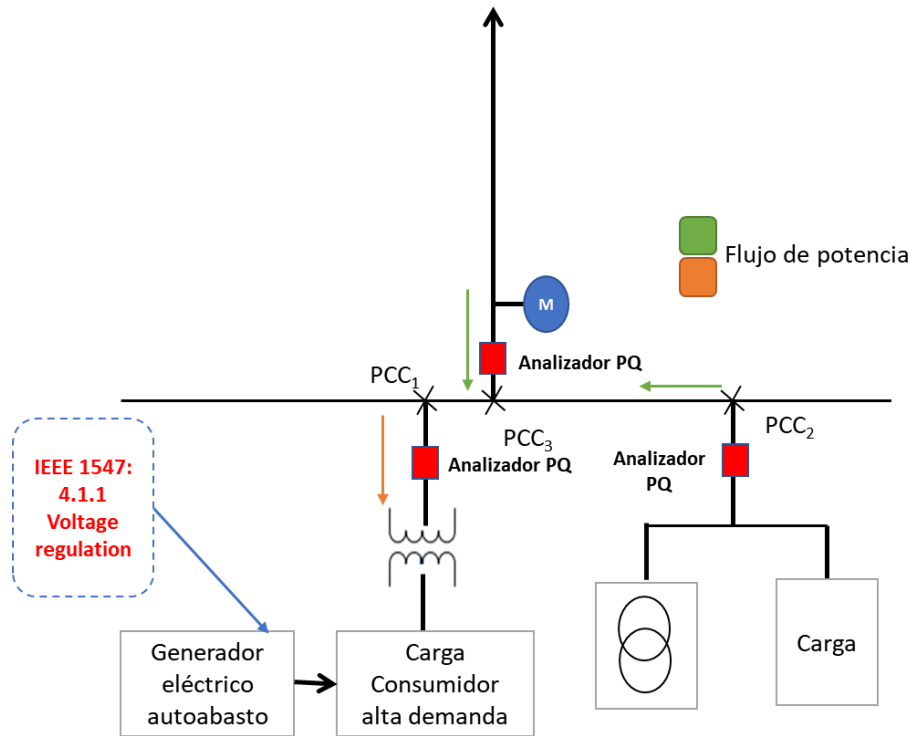


Figura 3-12. Diagrama unifilar para el circuito de alta potencia que provee las señales eléctricas en estado no estacionario para caracterización y uso del método de medición propuesto MUSIC + IpDFT (autoría propia).

Tabla 7. Casos de estudio usando señales sintéticas y señales eléctricas reales en estado no estacionario para evaluación de desempeño de método de medición de calidad de la potencia

Estado de la prueba	Descripción de la prueba	Puntos de prueba
Estacionario	Distorsión armónica	Aplicando una combinación de armónicos en estado estacionario del 2 al 19. Interarmónicos y subarmónicos en la banda de DC a 400 Hz.

Dinámico	Modulación de amplitud y fase	Modulación simultanea de amplitud y fase con amplitud de 10 % y frecuencia de modulación de 1 Hz a 5 Hz
Dinámico	Ruido gaussiano	Ruido aditivo a señal de frecuencia de 60 Hz para determinación de relación señal a ruido
Dinámico	Estimación de parámetros críticos de calidad de la potencia en presencia de señales no estacionarias provenientes de redes eléctricas de potencia	Análisis de sistema eléctrico de potencia con oscilaciones de potencia reactiva generada por carga altamente no lineal

3.6 Propuesta experimental para la evaluación de los métodos de medición de sincrofasores y de calidad de la potencia

Con el fin de evaluar el desempeño de los métodos de análisis de señales propuestos en esta investigación, especialmente para la sección de cumplimiento dinámico, se implementaron dos acciones: 1) implementación en código de alto nivel un generador de señales sintéticas que proporciona un conjunto de pruebas basados en el modelo paramétrico para señales no estacionarias propuesto en esta tesis en el capítulo 3.2, y 2) los métodos de medición propuestos se han implementado en código de alto nivel para post-procesamiento y caracterización.

En la segunda etapa de caracterización de este trabajo, el conjunto de pruebas basadas en el IEEE Std. C37.118.1-2014 y el análisis de señales provenientes de un sistema eléctrico de potencia real, se implementaron en una plataforma PXI de procesamiento en combinación con el sistema operativo de tiempo real LabVIEW RT. Para las implementaciones de código de alto nivel y para LabVIEW RT, la frecuencia fundamental de la señal de entrada se establece en 60 Hz, mientras que la frecuencia de muestreo es de 18 kHz. El informe de velocidad se establece en 60 reportes por segundo (fps) para sincrofasores y en 5 fps para estimación de componentes espectrales basados en una señal muestreada 15.36 kHz por un digitalizador de 16 bits de campo, el cual está desplegado en una red eléctrica de potencia real, esto último implica que cada ciclo de una señal de 60 Hz tiene 300 muestras para sincrofasores y 256 muestras para el caso de calidad de la potencia.

La plataforma PXI contiene tres elementos modulares, un controlador en tiempo real (PXI 8119), un receptor GPS y una tarjeta de sincronización (PXI-6683) y una tarjeta de adquisición dinámica basada en el convertidor analógico-a-digital Delta-Sigma (PXI-4462) de 24 bits. Estos tres elementos se pueden ver en la Figura 3-13.

La Figura 3-13 incluye un generador de señales Agilent 33250 que entrega la señal de entrada $v(t)$; un par de pantallas, la primera es para la interfaz con el usuario basada en comunicaciones Ethernet y la segunda que muestra los mensajes que genera el sistema operativo Real-Time OS (LabView RT). Se utiliza una computadora personal para recopilar los datos y ejecutar las pruebas sintéticas en MATLAB para ambos casos.

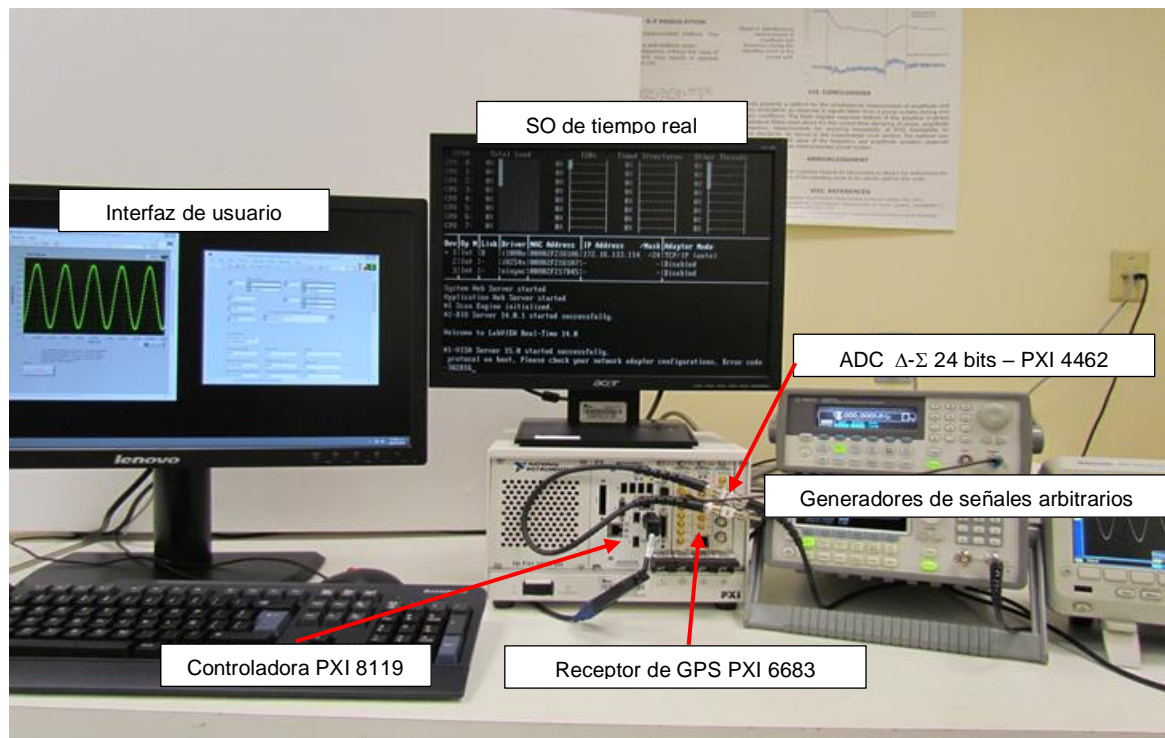


Figura 3-13. Implementación procesamiento de tiempo real para los métodos de referencia propuestos en esta tesis, se usa una controladora PXI 8119 para aplicaciones en tiempo real (autoría propia).

3.7 Transductores con ancho de banda de 6 kHz

En esta sección se presentan los criterios de selección y uso de los transductores para tensión y corriente eléctrica alterna usados en la presente investigación.

Divisor resistivo caracterizado.

Se presentan los aspectos principales del diseño y la caracterización de un divisor de tensión resistivo para medición en el intervalo de frecuencias desde corriente continua hasta 6 kHz y con una relación de división de 100:1. Este divisor resistivo fue desarrollado para la medición de parámetros de calidad de la potencia, permite replicar señales de tensión eléctrica con amplitud de 120 V en señales de tensión eléctrica de 1.2 V, esta característica es crítica para extraer la información relacionada con los disturbios descritos en la ecuación (1) de este documento. Este divisor resistivo se diseñó para minimizar los efectos de las magnitudes de influencia en la relación de transformación del divisor, lo cual permitirá cuantificar los errores sistemáticos del divisor en sus componentes de amplitud y de fase, de manera que se puedan compensar, manteniendo un desempeño metrológico de la más alta exactitud posible. Durante el diseño del divisor resistivo el principal objetivo a alcanzar es que la señal eléctrica de tensión a medir tenga una contribución de incertidumbre tan pequeña como sea posible. Para ello es necesario asegurar el conocimiento de la respuesta en amplitud y fase con respecto al ancho de banda de 6 kHz. A continuación, se listan los criterios de diseño más relevantes desde el punto de vista metrológico:

- ✓ Impedancia de entrada de 100 k Ω . El divisor resistivo maneja un nivel de corriente eléctrica en el nodo en que se mide la tensión de interés tal que no genera un efecto de carga en el generador de formas de onda de calidad de la potencia. Respecto de la potencia que pueda disipar, esta depende de la

impedancia de este valor de resistencia eléctrica y del cuadrado del valor de la amplitud de la corriente. Para medición de tensiones eléctricas nominales de 120 V, la impedancia de entrada del divisor resistivo es igual a 101 k Ω , por lo que se tendrá una corriente máxima sustraída del nodo de la tensión a medir de 1 mA. De manera similar, la potencia disipada por el divisor resistivo es de 1.4 mW.

- ✓ Elementos parásitos dependientes de la frecuencia y la temperatura. Utilizar resistores con las menores componentes inductivas y capacitivas especificadas por el fabricante para obtener el mejor desempeño con respecto del incremento de la frecuencia y a las variaciones de la temperatura. Adicionalmente el uso del menor número de componentes y conexiones en un arreglo totalmente coaxial minimizan los efectos indeseados debidos a impedancias parasitas.
- ✓ Dependencia del valor de resistencia con respecto a la temperatura. Se utilizan resistores de bajo coeficiente térmico, se determinó el coeficiente de temperatura en valores menores a 1 $\mu\Omega/\Omega$ por $^{\circ}\text{C}$ para el arreglo de división 100:1
- ✓ Dependencia del valor de resistencia con respecto a la potencia de trabajo. Se utilizan resistores de bajo coeficiente de potencia resistivo, el cual indica el cambio del valor nominal del resistor con respecto a la potencia de trabajo. Los resistores utilizados en el divisor resistivo trabajan por debajo del 5% de su potencia nominal para evitar su degradación.
- ✓ Valor de resistencia en corriente continua del divisor resistivo. Se calibra periódicamente el divisor resistivo en corriente continua con trazabilidad al efecto Hall cuántico y al Patrón Nacional de Tensión Eléctrica Continua el Efecto Josephson Programable para amplitud y fase. Su valor y desempeño con respecto a la frecuencia es determinado con calibraciones periódicas en diferencia CA-CC ($\delta_{\text{CA-CC}}$) en tensión eléctrica alterna.
- ✓ Campos eléctricos externos. Se utiliza una configuración coaxial en el divisor resistivo, la cual está protegida con un blindaje electroestático.

- ✓ Auto inductancia en el circuito de corriente. Se utilizan resistores no inductivos y un diseño coaxial del divisor resistivo.

Derivador de corriente caracterizado

Durante el desarrollo del presente trabajo de investigación se utilizó un derivador de corriente coaxial como transductor de corriente caracterizado metrológicamente. El desarrollo y caracterización se realizó en un trabajo de investigación independiente. La respuesta plana de estos derivadores de corriente coaxiales es una característica apropiada para la medición de parámetros de calidad de la potencia. La caracterización metrológica y la validación del modelo eléctrico simplificado permiten cuantificar los errores sistemáticos del derivador de corriente en sus componentes de amplitud y de fase, de manera que se puedan compensar, manteniendo un desempeño metrológico de la más alta exactitud posible. El CENAM ha desarrollado derivadores de corriente coaxiales basando sus criterios de construcción de acuerdo con las referencias técnicas de Lind *et al* (2008) y Filipski *et al* (2006), siendo posible identificar las variables de influencia. De este estudio se presenta un diagrama eléctrico simplificado del derivador a partir del cual se puede obtener su función de transferencia en términos de los componentes que lo conforman. El principal criterio de desempeño metrológico de los derivadores coaxiales de corriente eléctrica es que se pueda medir con mínima incertidumbre su valor de resistencia eléctrica en la frecuencia de 0 Hz, y que exhiban una respuesta de amplitud que tenga un valor unitario dentro de un ancho de banda de frecuencias, al menos hasta 6 kHz. Con este criterio, la trazabilidad de la medición de corriente eléctrica desde 60 Hz hasta 6 kHz se apoya en los patrones nacionales de Tensión Eléctrica en Corriente Continua basada en el Efecto Josephson y de Resistencia Eléctrica en Corriente Continua basado en el Efecto Hall Cuántico, ambos establecidos y mantenidos en CENAM. Ambos patrones nacionales fueron

publicados en el Diario Oficial de la Federación en México y están disponibles en:
<https://www.gob.mx/cenam/acciones-y-programas/patrones-nacionales>.

Los criterios de diseño y construcción de los derivadores coaxiales de corriente son:

- ✓ Baja capacitancia para medición de corriente de amplitud pequeña
- ✓ Baja inductancia para medición de corriente de amplitud grande
- ✓ Diseño coaxial
- ✓ Mínima conducción de calor del elemento resistivo hacia el cuerpo del derivador de corriente que sirve como disipador del calor generado.
- ✓ Minimizar el efecto piel
- ✓ Minimizar y mitigar impedancias parasitas que cambian con la frecuencia y con la temperatura, a través del uso de resistores con las menores componentes inductivas y capacitivas especificadas por el fabricante para obtener el mejor desempeño con respecto del incremento de la frecuencia y a las variaciones de la temperatura
- ✓ Minimizar la dependencia del valor de resistencia con respecto a la temperatura, por medio del uso de resistores de bajo coeficiente térmico, TCR, por sus siglas en ingles
- ✓ Minimizar la dependencia del valor de resistencia con respecto a la potencia de trabajo, se resuelve usando resistores de bajo coeficiente de potencia resistivo, el cual indica el cambio del valor nominal del resistor con respecto a la potencia de trabajo. Los resistores utilizados en el divisor resistivo trabajan por debajo del 25% de su potencia nominal para evitar su degradación
- ✓ Caracterización del valor de resistencia en corriente continua del derivador de corriente, se requiere calibrar periódicamente el derivador en corriente continua con trazabilidad al efecto Hall cuántico. Su valor y desempeño con respecto a la frecuencia es determinado por su modelo eléctrico,

posteriormente es confirmado con calibraciones periódicas en diferencia CA-CC en corriente eléctrica alterna

- ✓ Desacoplar los circuitos de tensión y de corriente en el derivador de corriente

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

4.1 Análisis de desempeño del método de medición para sincrofasores con respecto a la norma IEEE Std. C37.118.1-2014 – IEEE/IEC 60255-118-1-2018

El análisis de cumplimiento en estado estacionario de la norma IEC/IEEE (2018), tiene como objetivo evaluar el desempeño del sincrofasor a los efectos de los componentes de frecuencia armónica en la señal de entrada. Los efectos de la distorsión armónica el método de medición y estimación de sincrofasores propuestos en esta tesis se evalúan mediante el uso de señales de prueba formuladas en la ecuación (53) y basada en la ecuación (13) del modelo parametrizado que se propone en esta tesis para el entendimiento de fenómenos de calidad de la potencia en estado no estacionario.

$$v(t) = A * \left[\cos(2\pi f_0 t + \theta_1) + \sum_{h=2}^H a_h(t) * \cos(2\pi h f_0 t + \theta_h) \right] \quad (53)$$

donde A es el valor pico de amplitud, la frecuencia fundamental es f_0 , θ_1 es el valor de la fase de la componente fundamental, mientras que t es la variable independiente del tiempo, h es el valor de índice del h -ésimo armónico hasta H . $a_h(t)$ es el factor de amplitud dependiente del tiempo para el h -ésimo componente armónico de la fundamental y θ_h es el h -ésimo valor de fase armónica. Para estas pruebas, los valores de la frecuencia fundamental f_0 , la fase del componente fundamental y la fase de cada componente armónico θ_h son fijos. Solo se evalúa un componente armónico a la vez. De acuerdo con la norma IEC/IEEE (2018) en esta

prueba, el TVE se obtiene aplicando un solo armónico a la vez, donde los armónicos van desde el 2º hasta el 50º armónico. La amplitud de cada armónico se establece al 10% de la señal fundamental.

Como se muestra en la Figura 4-1, los valores de TVE por el método de medición descrito en la sección 3.3 de esta tesis son menores a 0.5×10^{-6} . Esta figura muestra que los efectos de la distorsión armónica sobre el método de medición propuestos son mínimos en comparación con el límite de TVE del 1% establecido en la norma IEC/IEEE (2018). Para ser considerado como método de referencia se requiere un desempeño 10 veces mejor que el límite de operación de sincrofasores, es decir, 0.1%, el desempeño propuesto esta es 4 órdenes de magnitud mejor que el límite de operación permitido.

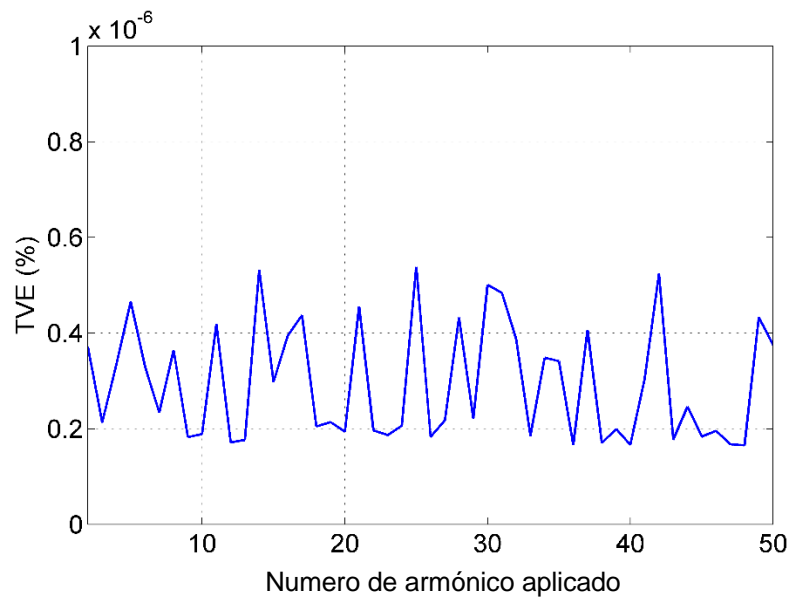


Figura 4-1. Resultados para evaluación de TVE para distorsión armónica (autoría propia).

Como propone en la sección de cumplimiento de estado estacionario de la norma IEC/IEEE (2018), a continuación, se reporta el rendimiento de la técnica propuesta ante la presencia de frecuencias de interarmónicos cercanas a la banda de paso. La señal de prueba $v(t)$ se suma con un valor único de una frecuencia interarmónica cuya amplitud es al 10% de la frecuencia fundamental. De acuerdo con la norma, la frecuencia fundamental se establece en 60 Hz, y las frecuencias interarmónicas se toman desde DC a 30 Hz y de 90 Hz a 120 Hz, mientras que la tasa de reporte del método de medición propuesto para referencia de sincrofasores se establece en 60 reportes por segundo. La Figura 4-2 muestra el reporte de error de frecuencia, FE . Se muestra la sensibilidad al error de frecuencia del método de medición para sincrofasores en presencia de interarmónicos en la señal de entrada. Se alcanza un error máximo en la medición de una frecuencia igual a 1.5 Hz cuando se agregan interarmónicos a la señal de prueba.

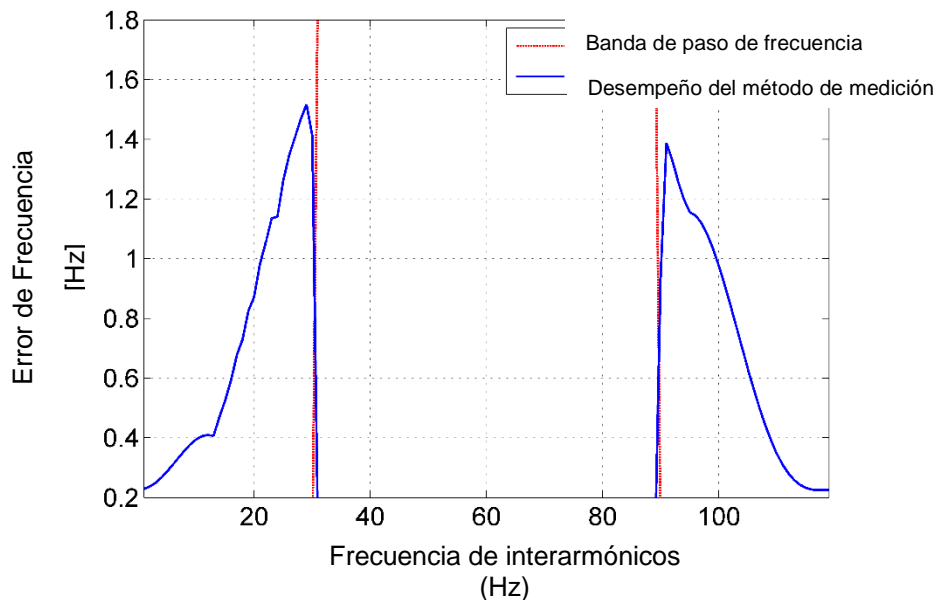


Figura 4-2. Error de frecuencia cuando se agrega distorsión interarmónica a la señal fundamental de 60 Hz (autoría propia).

La Figura 4-3 muestra los resultados TVE del método de medición de sincrofasores ante la presencia de interarmónicos. El algoritmo presenta una dependencia interarmónica considerable debido a la ganancia de su lóbulo principal en la banda de paso durante las estimaciones de amplitud y fase. La magnitud de los errores de frecuencia está más allá de los límites establecidos en la norma IEC/IEEE (2018) para la prueba fuera de banda, esta limitación coloca al método de medición en el mismo desempeño que los métodos de medición encontrados en el estado del arte. La solución tecnológica pasa por agregar una etapa de pre filtrado cuando se detectan interarmónicos, reduciendo el desempeño global de los métodos de medición.

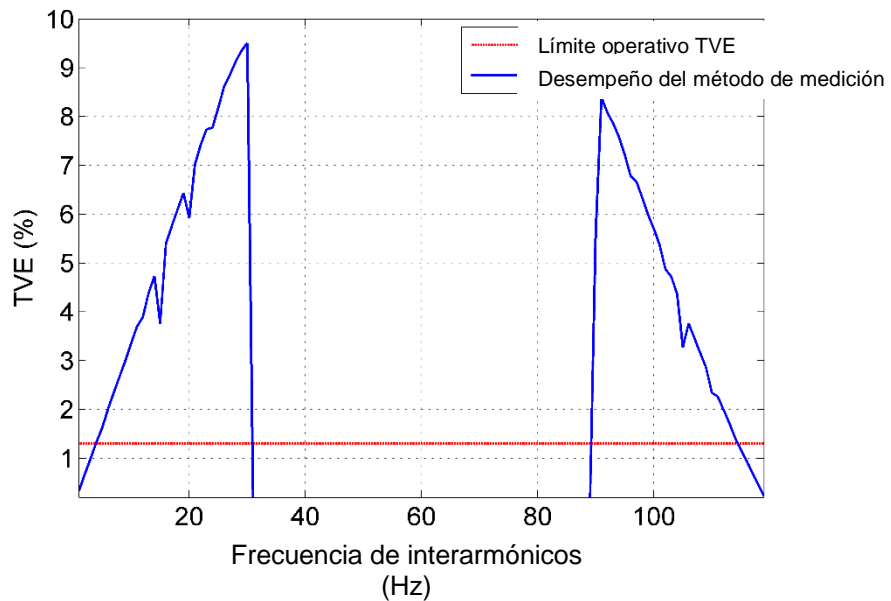


Figura 4-3. TVE cuando se agrega distorsión interarmónica a la señal fundamental de 60 Hz.

Evaluación de desempeño dinámico del método de medición propuesto.

Para evaluar el rendimiento del sincrofasor propuesto a los efectos de la modulación simultánea de amplitud y fase, se sigue la sección de cumplimiento dinámico en la versión 2011 de la norma IEC (2011). El *admenment* de 2014 y la norma IEC/IEEE (2018) no contemplan estas condiciones no estacionarias de cambio de amplitud y fase simultaneas. Para realizar esta prueba, la señal de entrada al sincrofasor se formula en la ecuación (54).

$$v(t) = A * (1 + k_a \cos(\omega_m t)) * (\cos(2\pi f_0 t + k_p \cos(\omega_m - \pi)))$$

(54)

Donde k_a es el factor de modulación de amplitud, k_p es el factor de modulación de fase y ω_m la frecuencia de modulación. Por cuestiones de simplicidad, en esta tesis se presenta el caso más severo de esta prueba, los valores de modulación de amplitud y fase son $k_a = 0.1$, $k_p = 0.1$, and $\omega_m = 2\pi$, respectivamente. Las otras variables se establecen igual que en la ecuación (53).

El rendimiento del sincrofasor de referencia con respecto a la modulación simultánea de amplitud y fase se puede analizar en las Figuras 4-4, 4-5 y 4-6. La Figura 4-4 muestra el error del sincrofasor de referencia propuesto al medir la amplitud de la señal de entrada. La desviación del TVE es en el peor de los casos de 400×10^{-6} , 0.02 Hz para FE y menor a 1 Hz/s. Este resultado es similar al presentado por de la O Serna *et al.* (2011), diferenciándose exclusivamente en la operación del método de referencia. El propuesto en esta tesis no requiere de información *a priori* de la dinámica del sistema o de los valores eléctricos iniciales.

Estos resultados son al menos 10 veces mejores que los solicitados por el estándar para condiciones de modulación de amplitud o de fase. El desempeño sobresaliente del método de medición de referencia para sincrofasores se identifica a sí misma como una fuente confiable de trazabilidad de mediciones para tecnologías de medición de sincrofasores.

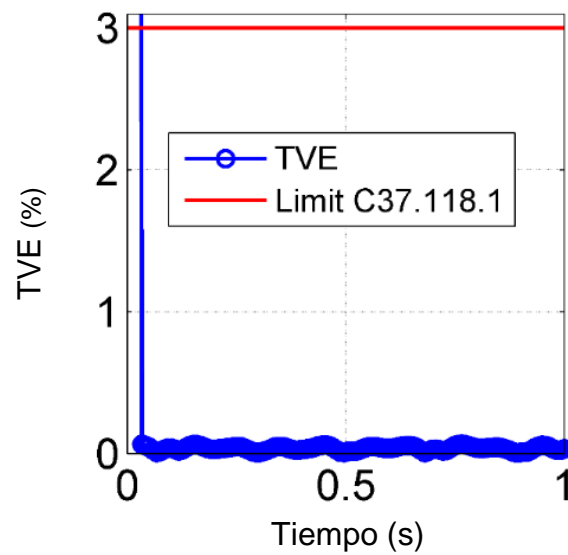


Figura 4-4. TVE en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase (autoría propia).

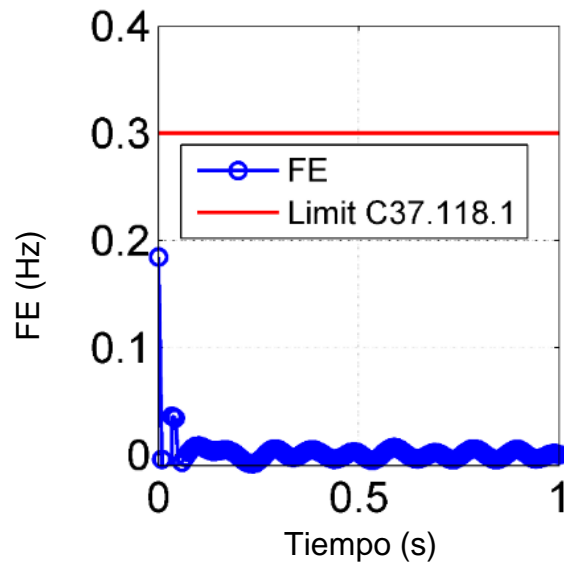


Figura 4-5. FE en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase (autoría propia).

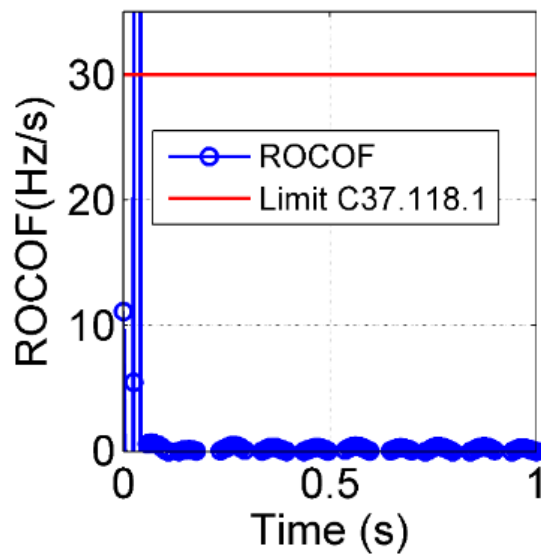


Figura 4-6. ROCOF en condiciones de modulación simultánea de amplitud y fase (autoría propia).

Efectos de la amplitud y el paso de fase

Para evaluar el rendimiento del sincrofasor propuesto a los efectos de los cambios escalonados de amplitud y fase, se sigue la sección de cumplimiento dinámico de la norma IEC/IEEE (2018). Para realizar esta prueba, la señal de entrada al sincrofasor se formula en la ecuación (55).

$$v(t) = A * (1 + d_a \mu(t)) * \left(\cos \left(2\pi f_0 t + d_p \mu(t) \right) \right) \quad (55)$$

donde d_a es el factor de cambio en escalón de la amplitud y d_p es el factor de cambio en escalón para la fase; $\mu(t)$ es la función escalón de Heaviside. Los valores reportados en la presente tesis corresponden a los parámetros más severos de la prueba. Se realiza en dos etapas, la primera $d_a = 0.1$ y $d_p = 0$ y la segunda $d_a = 0$ y $d_p = \pi/18$.

El método de medición propuesto es capaz de seguir con alta exactitud las variaciones repentinas de amplitud o fase. La Figura 4-7a muestra la estimación de amplitud durante cambio súbito de amplitud del 10%. La Figura 4-7b representa la estimación de fase durante el cambio súbito de amplitud. Se puede notar no existe un sobrepaso significativo en la respuesta del método de medición, siendo el valor máximo sobrepaso en 0.09%, cuando el valor del cambio es del 10% en la amplitud. El valor de la fase cambia hasta un 1,1% en un ciclo de la frecuencia fundamental. El nivel de sobre impulso indicado en IEC/IEEE (2018) es del 5% para la Clase P y

el tiempo de respuesta es de 4 ms. En cuanto al tiempo de estabilización, el método propuesto proporciona una respuesta de tiempo mejor que un ciclo fundamental.

Cuando se aplica cambio súbito en forma de escalón para fase, el sobretiro en la estimación de fase es de 0.8%, como se observa en la Figura 4-8a, mientras que en la estimación de amplitud es de aproximadamente 1.4%, Figura 4-8b. En el caso del cambio súbito de fase, el algoritmo requiere 1.5 ciclos de la señal fundamental para recuperar el valor. En cualquier caso, para cambios en escalón de amplitud o escalón de fase, el método propuesto presenta respuestas y desempeños dentro de los límites establecidos en la IEC/IEEE (2018). En comparación con el estado del arte, de la O Serna presenta un desempeño en exactitud similar, comparativamente la diferencia se encuentra en la no necesidad de conocimiento *a priori* y en los menores requerimientos computacionales del método propuesto en esta investigación. Esta prueba está orientada a la determinación de la respuesta dinámica del sincrofasor, el desempeño de TVE, FE, ROCOF es similar al encontrado en estado estacionario.

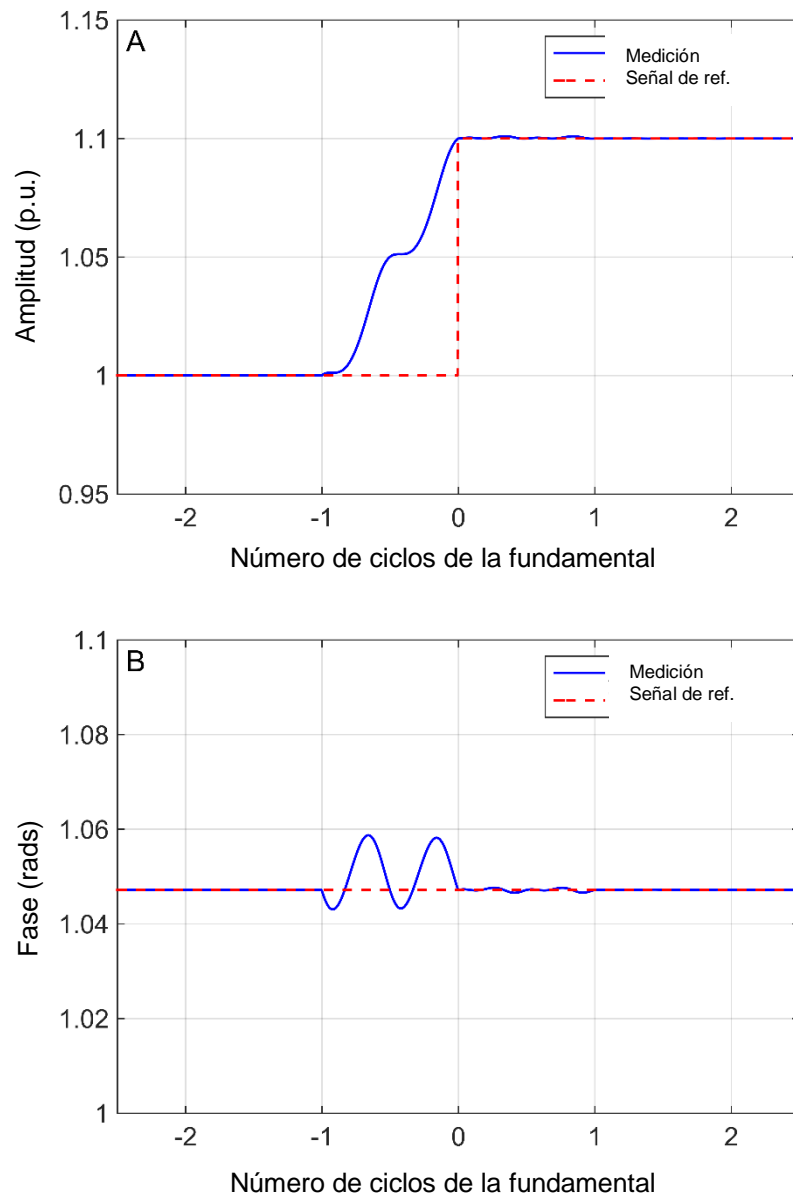


Figura 4-7. Respuesta y desempeño del método propuesto durante un cambio súbito en la amplitud. Se muestra: en (A) la respuesta de amplitud, y en (B) la respuesta de fase (autoría propia).

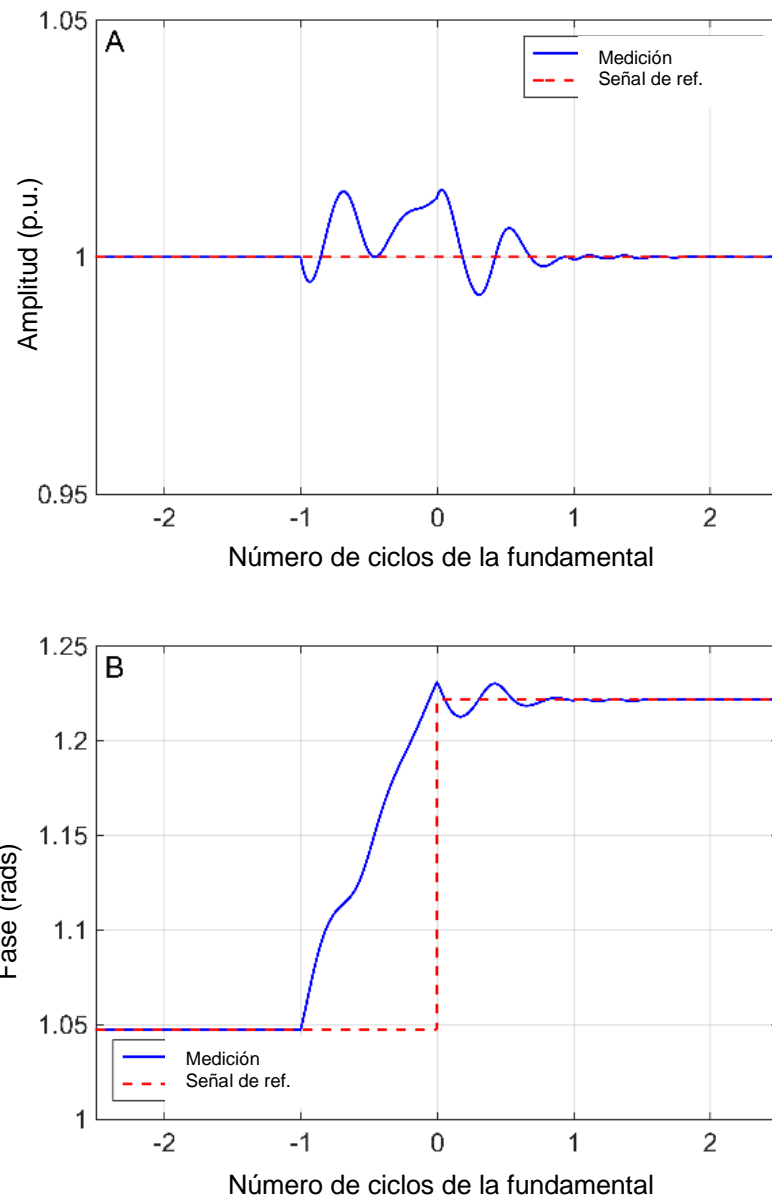


Figura 4-8. Respuesta y desempeño del método propuesto durante un cambio súbito en la fase en forma de escalón. Se muestra: en (A) la respuesta de amplitud, y en (B) la respuesta de fase (autoría propia).

Aceleración Lineal de Frecuencia

La sección de cumplimiento dinámico en IEC/IEEE (2018) incluye una prueba relacionada con cambios rápidos de frecuencia. Esta prueba consiste en aplicar una modulación de frecuencia con una aceleración de ± 1 Hz / s. Para realizar esta prueba, la señal de entrada al sincrofasor se formula en la ecuación (56).

$$v(t) = A * \cos(2\pi f_0 t + \pi R_f t^2) \tag{56}$$

donde R_f es la tasa de cambio en la frecuencia, para la prueba el valor se establece en 1 Hz / s durante 5 s, es decir: el valor inicial de la frecuencia es 60 Hz y al final de la prueba es 65 Hz. El TVE se encuentra dentro de $\pm 200 \times 10^{-6}$ cuando se aplica una rampa de frecuencia como se muestra en la Figura 4-9. Este resultado supera las propuestas reportadas por de la O Serna *et al* (2011, 2014), quien reclama el resultado con mayor exactitud para métodos de medición de sincrofasores.

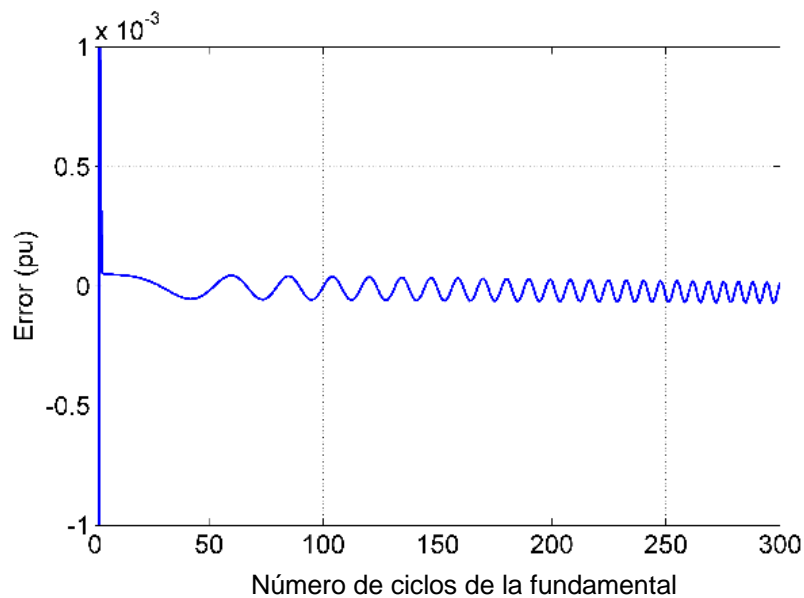


Figura 4-9. TVE para la prueba dinámica de rampa de frecuencia (aceleración lineal) con una tasa de 1 Hz/s (autoría propia).

Como se muestra en la Figura 4-10, el error de frecuencia está dentro de $\pm 0,001$ Hz para una pendiente positiva o negativa de la prueba de rampa de frecuencia. El *FE* se encuentra dentro de los límites de la norma IEC/IEEE (2018) para todas las clases de PMU. Los límites establecidos para Clase M y Clase P son 0.005 Hz y 0.01 Hz respectivamente, el método de referencia propuesta mejora en 5 y 10 veces la exactitud requerida por la norma internacional. La medición de fase muestra la evolución temporal debido a los cambios de frecuencia fundamental con respecto a una fuente de sincronía arbitraria y fija. En la Figura 4-11 la fase está envuelta entre 0 y π rads, se puede observar que la medición de fase no se ve afectada por la aceleración de la frecuencia, el fasor gira de manera constante. Si bien la desviación de fase no está establecida como criterio de desempeño, se puede inferir la correcta medición de los parámetros eléctricos críticos en aplicaciones de sincrofasores. Los resultados muestran la efectividad del método de medición para sincrofasores propuestos que reporta valores confiables del ángulo de fase de la señal de entrada con respecto a una señal de tiempo común cuando la frecuencia fundamental se

desvía de la nominal, siendo esta una condición crítica en las redes eléctricas de potencia.

Los resultados de la evaluación del rendimiento del sincrofasor de referencia muestran una buena concordancia con los límites definidos en la norma internacional vigente. Las características y resultados mostrados en este trabajo son adecuados para estimar señales de tensión eléctrica en condiciones similares a aquellas encontradas en sistemas eléctricos de potencia reales cuando está experimentando variaciones simultáneas de amplitud y fase.

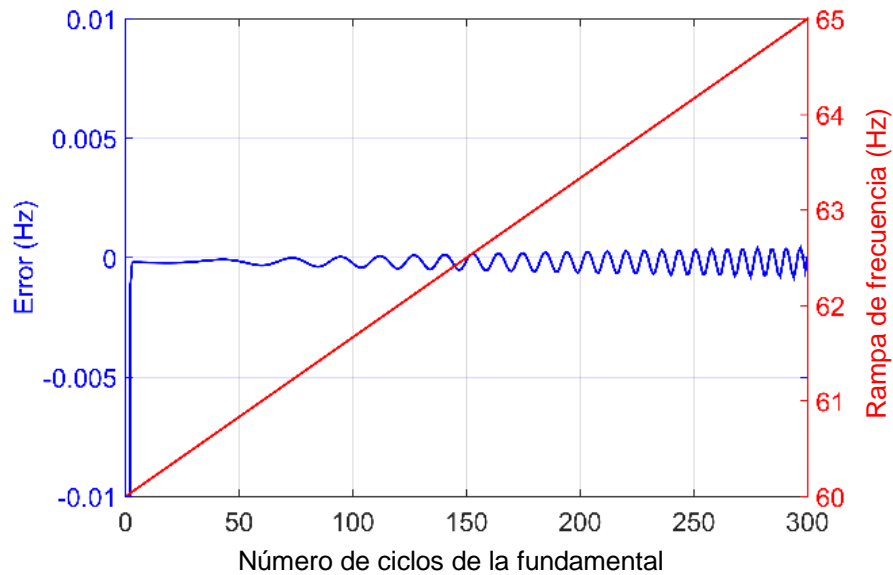


Figura 4-10. Error de Frecuencia ante una rampa lineal de frecuencia de 1 Hz/s (autoría propia).

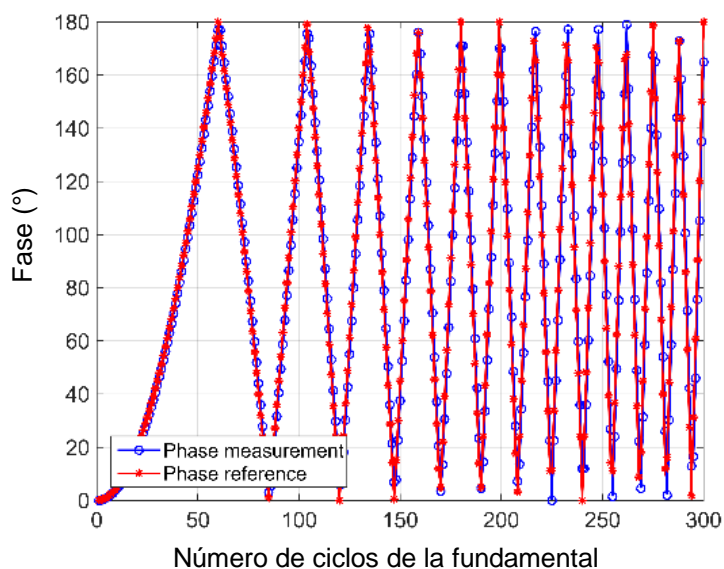


Figura 4-11. Comparación de estimación de fase contra la fase de referencia ante una rampa de frecuencia lineal de 1 Hz/s (autoría propia).

4.2 Análisis de desempeño del método de medición para sincrofasores con respecto a señales eléctricas en estado no estacionario

Se ha desarrollado una configuración experimental que utiliza señales reales. Según el diagrama de la figura 19, se aplica una señal de 100 V directamente al transductor de referencia, divisor de tensión 100:1 y este a su salida presenta una tensión de aproximadamente 1 V que se conecta directamente a la plataforma PXI-ADC. Se presentan los resultados de un experimento relacionado con cambios escalonados de amplitud en la señal de entrada. Este experimento explora la capacidad de la técnica del sincrofasor para seguir los cambios abruptos de la amplitud de la señal de entrada en tres fases. La duración de la prueba es de 10 s. Los valores de desbalance se seleccionan de acuerdo con la norma internacional IEC 62586-2:2017 Mediciones de calidad de la potencia en sistemas eléctricos de potencia - Parte 2: Pruebas funcionales y requerimientos de incertidumbre. Adicionalmente en el segundo 5.06 de prueba se presenta un salto de faso debido al uso del patrón generador de calidad de la potencia, una fuente Omicron CMC

256plus. Dicho patrón cuenta con una exactitud de 0.05% tal como lo solicita la norma IEC 62586-2:2017. En la Figura 4-12 se observa el cambio en escalón y desbalance para el sistema trifásico. Estas condiciones se aproximan a aquellas en redes eléctricas de potencia, las cuales combinan estados estacionarios y no estacionarios en vecindades de ms.

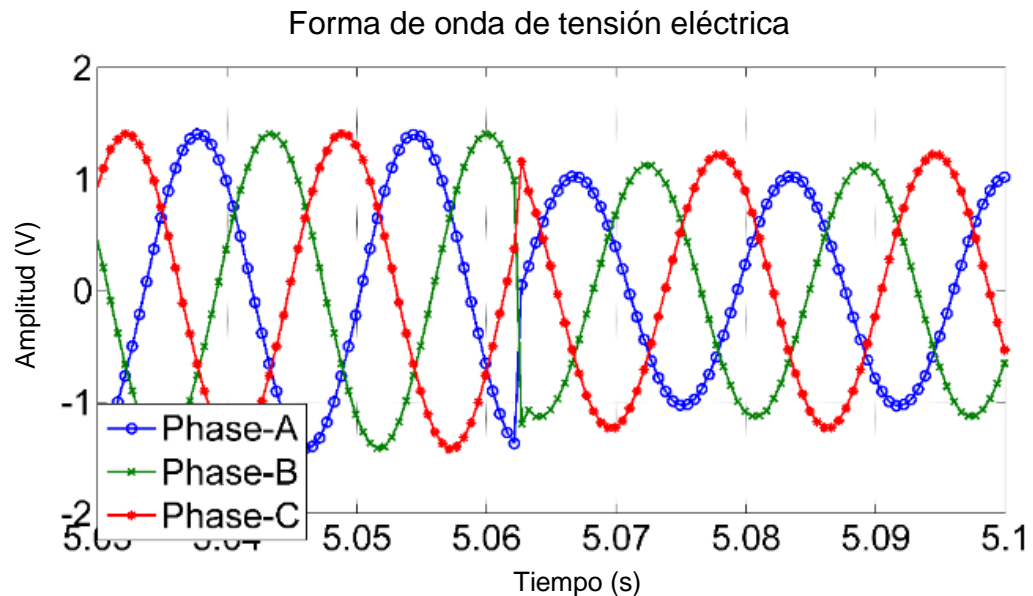


Figura 4-12. Señal trifásica de prueba, con desbalance en tres fases por cambios súbitos de amplitud y discontinuidad en fase (autoría propia).

El método de medición ofrece resultados a una velocidad de 60 reportes por segundo. La Figura 4-13 ilustra la respuesta del algoritmo a cambios repentinos y rápidos de amplitud. La técnica propuesta es capaz de seguir los cambios producidos por el generador de referencia Omicron CMC 256plus, incluso cuando el generador produce discontinuidades. Se puede observar los cambios rápidos y discontinuidades producen una transitorio de a lo más dos ciclos de la fundamental, es decir, 33 ms aproximadamente, y después el método de medición de referencia es capaz de encontrar los valores del generador de calidad de la potencia. Esto refuerza la premisa que el método de medición desarrollado e implementado en una

plataforma de procesamiento de tiempo real es capaz de proveer trazabilidad metrológica a generadores de fenómenos de calidad de la potencia diseñados para calificar el desempeño de instrumentos de medición y analizadores de calidad de la potencia diseminados en las redes eléctricas de potencia.

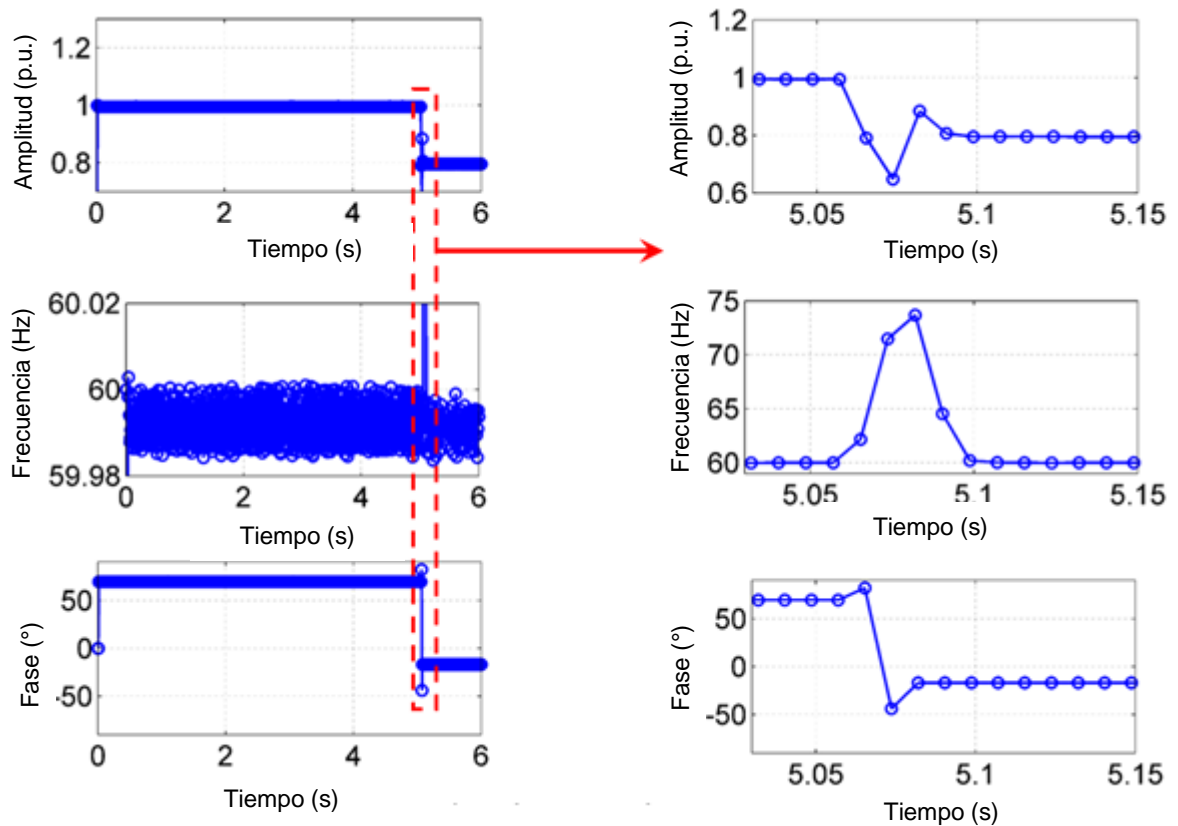


Figura 4-13. Resultados de estimación de parámetros de sincrofasores usando señales reales, simulando la operación de un sistema eléctrico de potencia (autoría propia).

A continuación, se presenta una comparación simple en términos de resultados del método de medición propuesto contra la TFT presentada por de la O Serna (2014), la cual provee la mayor exactitud para estimación de sincrofasores en el estado del arte.

Tabla 8. Resumen comparativo para métodos de medición de sincrofasores en estado estacionario y no estacionario

Estado de la prueba	Descripción de la prueba	Puntos de prueba	Exactitud Propuesta de tesis	Exactitud TFT De la O Serna (2014)
Estacionario	Distorsión armónica	Aplicando un componente armónico a la vez: 2do al 50vo armónico, ancho de banda de 3 kHz	TVE menor a 0.5×10^{-6}	No disponible
Estacionario	Efecto de componentes interarmónicos	Aplicando un interarmónico a la vez, en la banda de frecuencias de DC-30 HZ, y de 90 Hz a 120 Hz	Sensible ante la presencia de interarmónicos	No disponible
Dinámico	Efecto de modulación simultanea de amplitud y fase	Supera los requerimientos de la norma. Frecuencias de modulación de 0.1 Hz hasta 5 Hz, con amplitud de modulación del	Desviaciones presentes en la estimación de TVE: 400×10^{-6}	Desviaciones presentes en la estimación de TVE: 400×10^{-6}

		10 % de la fundamental		
Dinámico	Efecto de saltos o cambios súbitos de amplitud o fase	Saltos en amplitud del 10% y saltos de fase de $\frac{\pi}{18}$ radianes. evaluación de sobretiro	Respuesta en 1.5 ciclos de la fundamental Desviaciones TVE 0.09 % durante transitorio	Respuesta en dos ciclos de la fundamental Desviaciones TVE 4 % durante transitorio
Dinámico	Aceleración de frecuencia fundamental lineal	Aceleración lineal de la frecuencia a una tasa de ± 1 Hz/s durante 5 s.	Error de frecuencia $\pm 1 \times 10^{-3}$ Hz	Error de frecuencia $\pm 1 \times 10^{-3}$ Hz

4.3 Análisis de desempeño del método de medición para calidad de la potencia con respecto a señales eléctricas en estado estacionario y no estacionario

En esta sección se presenta el análisis de resultados de acuerdo con las pruebas descritas en la tabla 7 de la sección. El método de medición descrito en la sección 3.4 de esta tesis. Los parámetros clave en el desarrollo del método son: la frecuencia de muestreo, la resolución en frecuencia por descomposición MUSIC relacionada con el número de senoidales complejas a usar y el ancho del lote de procesamiento de la ventana de observación. A través de un desarrollo experimental se encontró que los parámetros óptimos son: frecuencia de muestreo de 36 kHz, resolución de frecuencia MUSIC 2^{19} y ancho de ventana de 200 ms, para el caso

del uso del modelo parametrizado para señales no estacionarias presentada en esta tesis. Para el caso de señales reales en ambiente de pobre calidad de la potencia, se establecieron los parámetros siguientes: frecuencia de muestreo de 3.84 kHz, resolución de frecuencia MUSIC 2^{16} y ancho de ventana de 1 s. En la Tabla 9 se encuentra un resumen de los resultados de caracterización metrológica del método de medición propuesto para análisis espectral usando MUSIC e IpDFT. Los resultados en condiciones no estacionarias, de baja relación señal a ruido o bien en modulación de amplitud y fase, muestran que es posible alcanzar desempeño metrológico a costo de alta carga computacional. Para el caso de análisis de una señal proveniente de un sistema eléctrico de potencia, se puede sacrificar la exactitud debido a las limitaciones propias del sistema de muestreo y reducir la carga computacional.

Tabla 9. Resumen de resultados del método de medición MUSIC + IpDFT

Estado de la prueba	Descripción de la prueba	Puntos de prueba	Parámetros de entrada MUSIC + IpDFT	Resultados Exactitud
Estacionario	Distorsión armónica	Aplicando una combinación de armónicos en estado estacionario del 2 al 19. Interarmónicos y sub-armónicos en la banda de DC a 400 Hz.	Resolución frecuencia: 2^{19} Frecuencia de muestreo: 36 kHz Ventanas de tiempo: 200 ms	Exactitud Amplitud: 10×10^{-6} p.u. Frecuencia: 10×10^{-3} Hz Fase: 100×10^{-3} Hz

Dinámico	Modulación de amplitud y fase	Modulación simultanea de amplitud y fase con amplitud de 10 % y frecuencia de modulación de 1 Hz a 5 Hz	Resolución frecuencia: 2^{19} Frecuencia de muestreo: 36 kHz Ventanas de tiempo: 200 ms	Exactitud Amplitud: 10×10^{-6} p.u. Frecuencia: 10×10^{-3} Hz Fase: 100×10^{-3} Hz
Dinámico	Ruido gaussiano	Ruido aditivo a señal de frecuencia de 60 Hz para determinación de relación señal a ruido con SNR 25 dB	Resolución frecuencia: 2^{19} Frecuencia de muestreo: 36 kHz Ventanas de tiempo: 200 ms	Exactitud Amplitud: 10×10^{-6} p.u. Frecuencia: 7×10^{-3} Hz Fase: 100×10^{-3} Hz
Dinámico – No estacionario	Estimación de parámetros críticos de calidad de la potencia en presencia de señales no estacionarias provenientes	Análisis de sistema eléctrico de potencia con oscilaciones de potencia reactiva generada por carga altamente no lineal	Resolución frecuencia: 2^{16} Frecuencia de muestreo: 3.84 kHz Ventanas de tiempo:	Exactitud Amplitud: 100×10^{-6} p.u. Frecuencia: 50×10^{-3} Hz Fase: 200×10^{-3} Hz

	de redes eléctricas de potencia		1 s	
--	---------------------------------------	--	-----	--

Particularmente este método de medición es importante en el ámbito de redes eléctricas de potencia. Se presenta el caso de análisis de una señal de corriente eléctrica en un sistema eléctrico de transmisión de 135 kV. La señal proviene de una industria acerera con procesos productivos usando hornos de arco eléctrico. En la Figura 4-14 se muestra el comportamiento temporal y no estacionario de la señal de corriente con un pico de 500 A y un decaimiento exponencial de la señal en 5 s.

Transitorio exponencial
decadente de la corriente
hacia la Carga

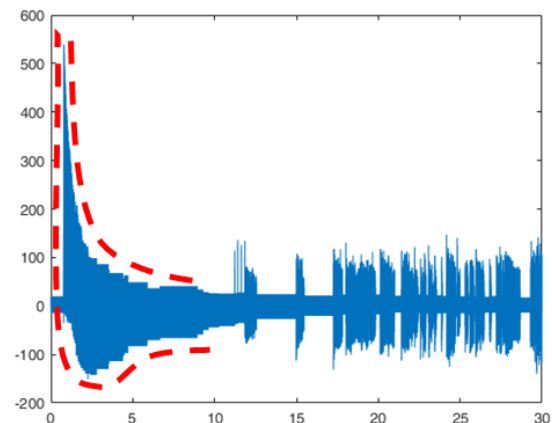


Figura 5. Señal de corriente eléctrica en un sistema eléctrico de potencia. Estado no estacionario (autoría propia).

Los transitorios de corta duración de la señal de corriente generan oscilaciones en la potencia reactiva del sistema eléctrico de potencia. Para el caso que se presenta, existen vaivenes de 2 MVar (mega volt-ampere reactivos) en ventanas tan pequeñas como un ciclo de la frecuencia fundamental. Estos vaivenes comprometen la salud y la integridad de la red. Los operadores de la red no tienen

la capacidad tecnológica para analizar las señales provenientes del sistema y determinar la razón de los cambios en potencia reactiva. Normalmente estas oscilaciones son caracterizadas en un efecto secundario: el flicker de tensión (IEC 61000-4-15:2010), este índice de disturbio de calidad de la potencia es útil en mediciones de largo aliento. Los índices relacionados con flicker se muestran en ventanas de observación de 10 min o 2 horas. Es un efecto secundario de las oscilaciones por transitorios de corriente, que permiten establecer acciones remediales.

El presente trabajo de tesis desarrolló una metodología de análisis de componentes espectrales que abone al entendimiento de los fenómenos no estacionarios electromagnéticos en redes eléctricas de potencia. Es importante estudiar y entender la evolución temporal de una señal eléctrica, así como el detalle temporal y de contenido espectral en amplitud, frecuencia y fase de dicha señal. En la Figura 4-15 se muestra el resultado del análisis tiempo-frecuencia usando MUSIC e IpDFT. Se puede observar la evolución temporal de la señal fundamental, así como la presencia de los armónicos 2, 3 y 5. En la Figura 4-16 se puede observar la estimación tiempo-frecuencia de fase. Se encuentran resultados sobresalientes en términos del cambio de fase en la fundamental. Este cambio de 180° corresponde con los cambios de flujo de potencia que originan las variaciones y oscilaciones de corto tiempo en la potencia reactiva del sistema. Es decir, durante una parte del proceso se demanda potencia eléctrica de la red y en otro momento del proceso se inyecta una pequeña señal de corriente eléctrica proveniente del sistema de auto abasto de la empresa en análisis. Estos cambios de corriente son lo que finalmente producen el disturbio de parpadeo o *flicker* de larga duración.

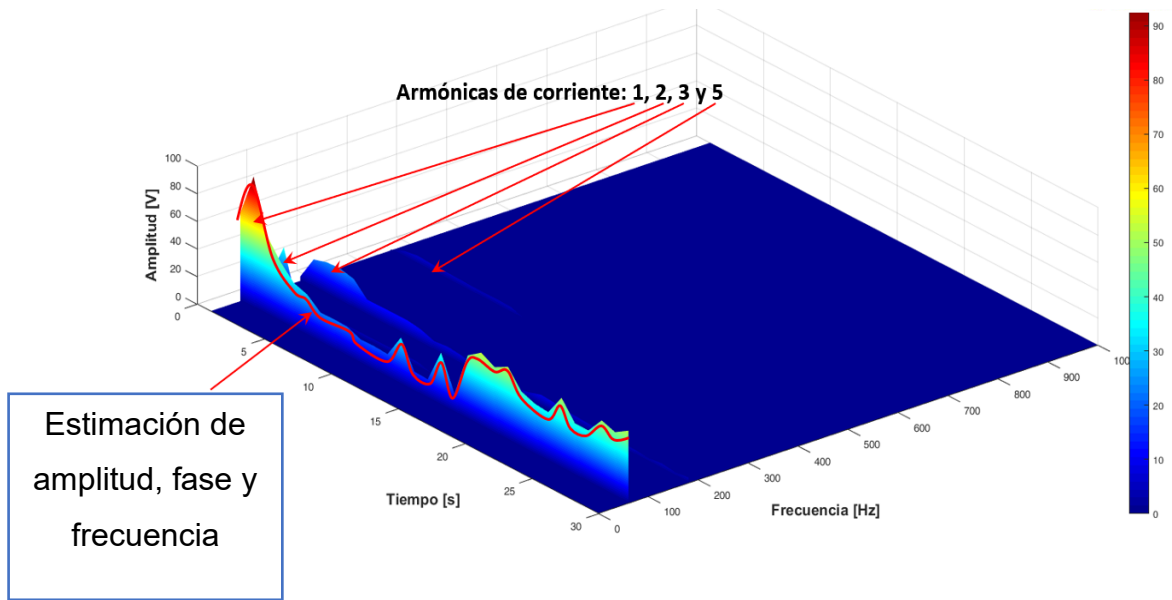


Figura 4-15. Análisis de amplitud de corriente Tiempo-Frecuencia de señal eléctrica real usando MUSIC e IpDFT (autoría propia).

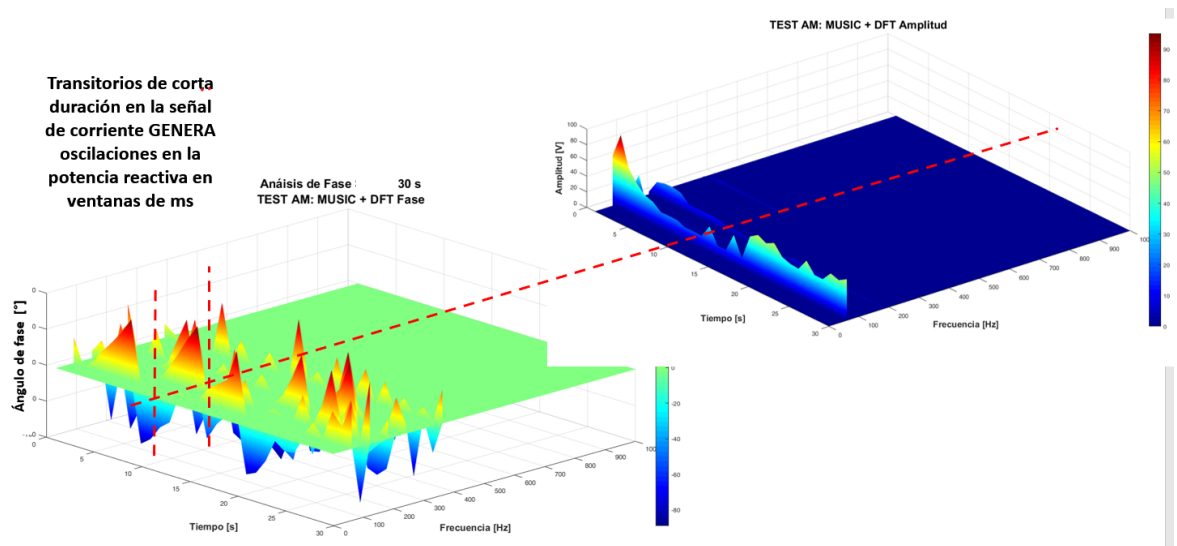


Figura 4-16. Análisis de fase de corriente Tiempo-Frecuencia de señal eléctrica real usando MUSIC e IpDFT (autoría propia).

Finalmente, cabe destacar que este método de referencia provee suficiente confianza a través de su caracterización metrológica, de tal manera, que es posible

determinar el valor de corriente de la fundamental en corriente eléctrica en el sistema eléctrico de potencia. En la Figura 4-17 es posible observar el desempeño de frecuencia del sistema eléctrico en la señal de corriente. Los límites operativos de frecuencia en un sistema eléctrico están relacionados con la señal de tensión eléctrica dentro de ± 0.7 Hz típicamente, sin embargo, durante 30 segundos de observación es posible detectar al menos tres instantes de tiempo donde estas condiciones operativas no se cumplen para la señal de corriente y coinciden con la reversa de la fase de corriente en la fundamental. Este comportamiento de la señal de corriente explica las oscilaciones de potencia reactiva en el sistema. El método de medición desarrollado es capaz de proveer una explicación coherente del fenómeno electromagnético adquirido con un nivel de exactitud de nivel metrológico.

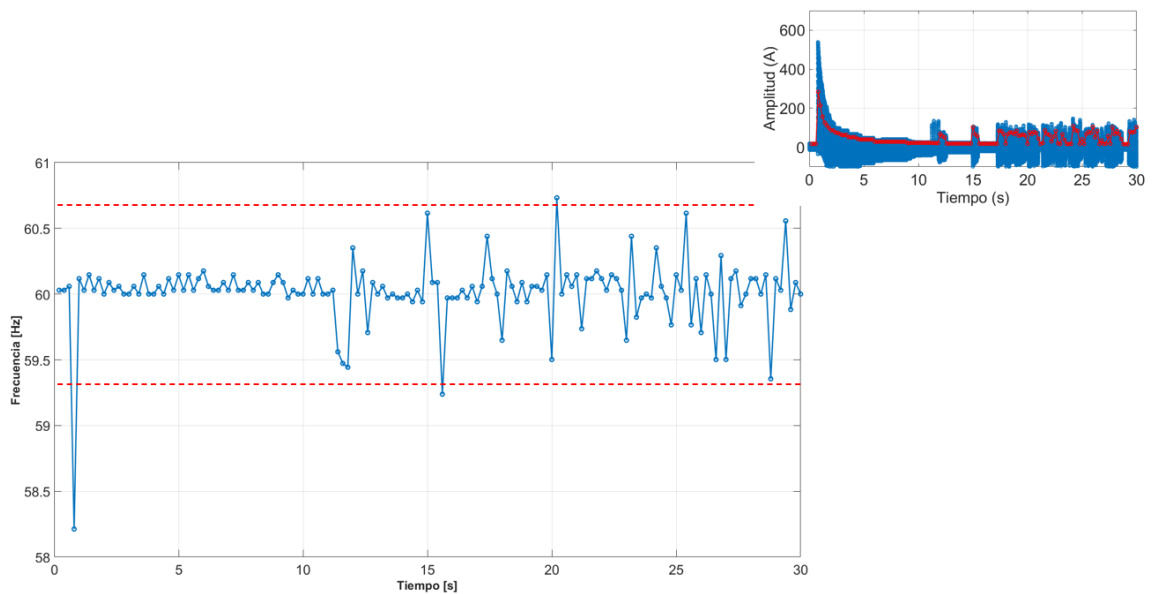


Figura 4-17. Estimación de frecuencia de la fundamental de corriente en un sistema eléctrico de potencia (autoría propia).

4.4 Caracterización de transductor de tensión eléctrica de 120 V a 1.2 V

La Figura 4-18 muestra el divisor de tensión resistivo construido con los criterios de diseño descritos anteriormente. Este divisor cuenta con conectores coaxiales tipo N de banda ancha para su conexión con el generador de señales de tensión para formas de onda de calidad de la potencia y el digitalizador de la señal de tensión.



Figura 4-18. Divisor de tensión resistivo modelo 2020 desarrollado en el CENAM en el marco de la investigación de métodos de medición de referencia para metrología de calidad de la potencia (autoría propia).

La Figura 4-19 presenta el diagrama a bloques utilizado en la caracterización del divisor de tensión resistivo.

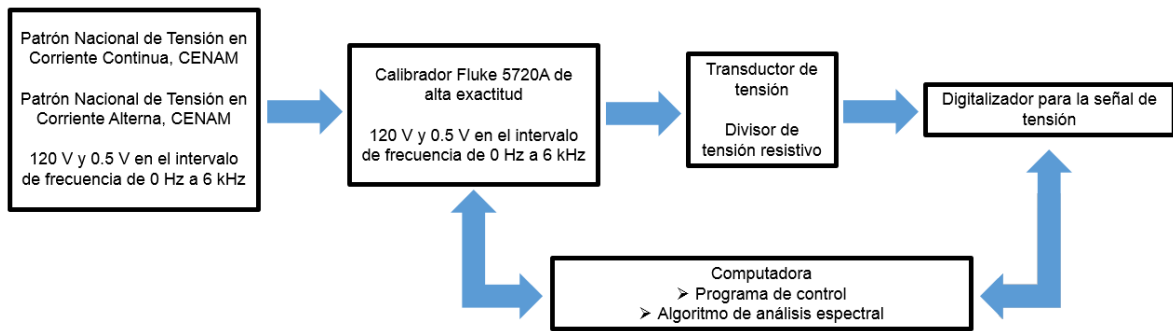


Figura 4-19. Diagrama a bloques para caracterizar y dar trazabilidad al divisor de tensión resistivo (autoría propia).

La Figura 4-20 muestra el desempeño en amplitud para el divisor resistivo desarrollado. Se puede observar que la planicidad en la respuesta de banda ancha del divisor resistivo se encuentra dentro de $15 \mu\text{V}/\text{V}$. Este desempeño metrológico coloca a este desarrollo dentro del estado del arte de transductores de tensión para calidad de la potencia. La figura 40 muestra el desempeño en fase para el divisor resistivo desarrollado. Se observa que la respuesta del divisor es altamente lineal de 60 Hz a 6 kHz. El retardo que provocan los elementos capacitivos e inductivos parásitos en el divisor es de aproximadamente 43 ns para todas las frecuencias, es decir, la réplica de la señal eléctrica de entrada (forma de onda) se retrasa 43 ns para todos los componentes de frecuencias con una respuesta lineal de 1 m° a 100 m° en un ancho de banda de 6 kHz. La incertidumbre en la determinación de fase del divisor resistivo es de $700 \mu^\circ$ o bien $13 \mu\text{rads}$.

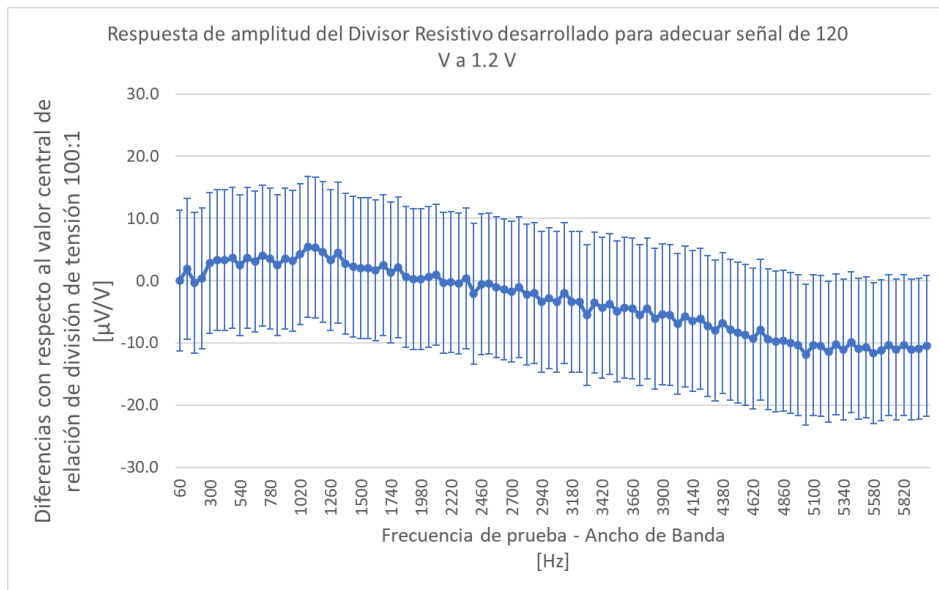


Figura 4-20. Respuesta de amplitud del divisor resistivo desarrollado para el patrón nacional de calidad de la potencia y usado en la presente investigación (autoría propia).

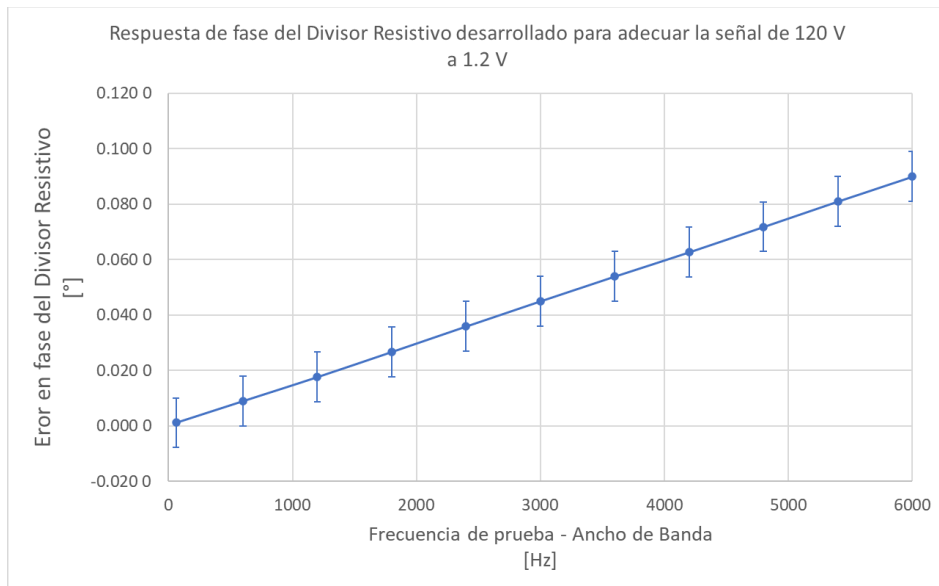


Figura 4-21. Respuesta de fase del divisor resistivo desarrollado para el patrón nacional de calidad de la potencia y usado en la presente investigación (autoría propia).

Para determinar la relación de transformación se aplica una señal de tensión de referencia de 120 V en el intervalo de frecuencia de 60 Hz a 6kHz, la tensión de salida será medida por el digitalizador de alta resolución para el cual se conoce su error de amplitud y fase en el intervalo de frecuencia especificado. El sistema de procesamiento y análisis de señales en estado estacionario basado en MUSIC e IpDFT se encarga de realizar todo el proceso de configuración de los instrumentos, medición y de registro de los valores de la amplitud de la tensión. La tensión medida se obtiene por medio de un proceso de digitalización síncrono con aseguramiento de fase (*phase lock*), el sistema entrega componentes simultáneos de amplitud, fase y frecuencia entre la señal de referencia a la entrada y la señal de salida del divisor resistivo. Al ser muestreados de manera síncrona asegurando el disparo de ambos digitalizadores dentro de 10 ns, es posible desprestigiar el efecto de corrimiento espectral.

5. CONCLUSIONES Y PROSPECTIVAS

La integración de las redes eléctricas modernas demanda un flujo de información y conocimiento sobre el estado que guardan las mismas a un ritmo de reporte muy alto, en el pasado los resultados de mediciones de calidad de la potencia se estimaban a través de análisis de señales *post-mortem*, en las condiciones actuales se requiere de análisis ágiles. Esto significa que las tecnologías de medición asociadas con parámetros eléctricos críticos en señales de tensión eléctrica, corriente eléctrica, de parámetros de calidad de la potencia, estimación de energía eléctrica entre otros deberán resolver las mediciones y estimaciones en ventanas de observación cada vez menores. En raras ocasiones las señales eléctricas de los sistemas eléctricos de potencia son estacionarias y fluctúan en el tiempo en la mayoría de los parámetros estadísticos que las definen, esto genera una necesidad por métodos de medición más confiables y que sean capaces de operar y resolver con un nivel de incertidumbre adecuado para dichas condiciones en las señales eléctricas provenientes de los sistemas eléctricos de potencia. Esta investigación cubrió una de las brechas de conocimiento que se tienen en el campo de análisis de señales eléctricas en estado no estacionario. Se presenta una contribución en el desarrollo de un modelo matemático parametrizado que permite describir los fenómenos y disturbios de calidad de la potencia con exactitud, estos resultados proveen un entendimiento de la naturaleza física de dichos disturbios eléctricos y permiten reproducir señales sintéticas a partir de fenómenos reales registrados en la operación de las redes eléctricas de potencia, las cuales usualmente se encuentran en un régimen de no estacionariedad. La naturaleza no estacionaria de dichas señales requiere de la capacidad de observación sobre la evolución temporal de señales cuyos componentes espectrales varían simultáneamente en amplitud, frecuencia y fase. Esta metodología fue presentada por Rodriguez *et al.* (2017), siendo citada hasta en 20 ocasiones, lo que refleja la aportación científica de este desarrollo.

Los métodos de medición de componentes espectrales tiempo-frecuencia requieren de técnicas avanzadas de estimación de parámetros de señales eléctricas en régimen no estacionarios. En la presente investigación se presentan dos métodos de medición capaces de superar las brechas presentes en el estado del arte para métodos de medición de sincrofasores y de parámetros espectrales.

Es posible conseguir alta exactitud en esta estimación de parámetros, sin embargo, el costo viene en el compromiso tiempo de procesamiento con respecto a ventanas de observación, no permitiendo su aplicación en instrumentación de tiempo real de los métodos de medición analizados en el estado del arte. Las ventanas de observación responden a un principio de incertidumbre, es decir, mediciones instantáneas no sustentan los mejores niveles de exactitud y por el contrario ventanas de observación largas son capaces de entregar resultados con mayor exactitud y resolución, impidiendo su aplicación en tiempo real. Para conseguir niveles de incertidumbre de nivel metrológico se requieren de ventanas de observación grandes, superiores a las requeridas en sistemas eléctricos de potencia. La presente investigación entrega para estimación de parámetros de la fundamental en ventanas de observación de un ciclo de la fundamental con retraso de grupo de μs capaz de seguir los cambios con respecto del tiempo de la amplitud, fase y frecuencia de la fundamental de una señal eléctrica. Y para el caso de componentes espectrales, entrega resultados simultáneos de amplitud, fase y frecuencia en ventanas de tiempo de 200 ms como lo solicita la normalización internacional, con alta exactitud para la evolución temporal de fenómenos no estacionarios.

La contribución científica medular de la presente investigación se centra en los métodos de medición para sincrofasores y para calidad de la potencia en estado

estacionario y no estacionario, siendo un avance en el estado del arte para la solución de mediciones espectrales de señales eléctricas con aplicaciones de sistemas eléctricos de potencia. La presente investigación presenta ventajas en la implementación de estos métodos de medición: 1) para calidad de la potencia, se desarrolló un método de medición híbrido con la capacidad de detectar componentes espectrales en frecuencia con alta exactitud y con evolución temporal en ventanas de 200 ms, para después alimentar un método de medición basado en la IpDFT para la estimación de amplitud y fase de corto tiempo. La combinación de estas dos metodologías permite la correcta discriminación de los componentes espectrales sobre señales embebidas en ruido aditivo. Supera las limitaciones presentes en las técnicas convencionales de estimación espectrales: es inmune a ruido aditivo presente en las señales eléctricas, supera la limitación de la resolución espectral para componentes de interarmónicos y subarmónicos; las tecnologías de medición para monitoreo más avanzadas cuentan en el mejor de los casos con resoluciones espectrales de 1 Hz y son sensibles a los componentes interarmónicos, la resolución espectral para frecuencia puede alcanzar exactitudes de 0.0001 Hz usando sinusoidales complejas en la descomposición MUSIC de orden 2^{19} , sin embargo esto compromete los tiempos de procesamiento, la resolución espectral en amplitud con este nivel de exactitud de frecuencia para interpolación alcanza partes en 10^{-6} . Y 2) para sincrofasores, se presenta un método de medición basado en una técnica de seguimiento de frecuencia y amplitud, se adaptó para estimación de sincrofasores con corrección sistemática de errores por excursiones en la frecuencia fundamental, esta técnica presenta desempeño de partes en 10^{-7} para condiciones estacionarias y 10^{-4} para condiciones no estacionarias de modulación simultánea de amplitud y fase, para ambos casos supera e iguala los resultados de los métodos en el estado del arte que reclaman exactitudes similares; el elemento diferenciador se encuentra en que no requiere conocimiento *a priori*, ni información de la dinámica del sistema a medir. La tasa de reporte estudiadas en la presente investigación son 60 Hz y 120 Hz, tal como lo solicitan las normas internacionales. Los resultados que muestran el desempeño de

los métodos propuestos para referencia superan en características metroológicas críticas a los encontrados en el estado del arte. Este método de medición permite además identificar y estimar parámetros de calidad de la potencia de baja frecuencia, no está limitada a los valores de la frecuencia fundamental en comparación con aquellos métodos de medición encontrados en el estado del arte y orientados a conseguir tecnologías de medición implementables en redes eléctricas, en contraste el presente trabajo constituye un avance en términos de métodos de medición de referencia para mediciones de sincrofasores y de componentes espectrales en régimen no estacionario.

Prospectivas futuras.

Al definir una plataforma de tiempo real para procesamiento, se muestra un avance en la implementación de estos métodos de medición para futuras ampliaciones. Particularmente, para el caso del método de medición MUSIC+lpDFT actualmente existen avances para su implementación en FPGA a través de herramientas numéricas tal como CORDIC. La plataforma de procesamiento es compatible con esta tecnología avanzada de procesamiento, es un campo de investigación interesante, en búsqueda de un cambio de paradigma de tiempo real de lo más rápido que se consigue el conocimiento, a conocimiento de los fenómenos no estacionarios en señales eléctricas de corto tiempo.

Se espera que los sistemas de sincrofasores y de calidad de la potencia se unifiquen en una sola tecnología de medición que permita evaluar los componentes espectrales en corto tiempo para amplitud, frecuencia y fase. El desarrollo de normas internacionales apunta a que la relevancia de la fase de los componentes espectrales sea tomada en cuenta para análisis en ámbito de compatibilidad electromagnética. Los Institutos Nacionales de Metrología apuntan al desarrollo de

patrones basados en plataformas de procesamiento de tiempo real capaces de realizar calibraciones a distancia para la diseminación de los valores de los patrones nacionales. La presente investigación supone un avance en este rubro.

El desarrollo de nuevas metodologías de medición basadas en *kernel* tiempo-frecuencia cuadráticos están en desarrollo. La relevancia de este campo está en el desarrollo de conceptos de amplitud, fase y frecuencia instantáneos. Hoy en día son candidatos interesantes para desarrollo aun cuando no cuentan con una teoría unificada. Dentro del desarrollo de nuevas tecnologías de medición y estimación de parámetros eléctricos es imposible descartar las soluciones híbridas entre métodos de análisis de señales y las cada vez más extendidas herramientas de inteligencia artificial. Los medidores comerciales de energía eléctrica apuntan no solo a la estimación de parámetros eléctricos sino a la detección de perfiles de consumo, detección de picos de demanda y a través de redes de comunicaciones de nueva generación (5G, 6G) implementar esquemas modernos de demanda controlable.

6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Abdullah, A.R., Sha'ameri, A.Z., 2010, "Power Quality Analysis Using Bilinear Time-Frequency Distributions", EURASIP J. Adv. Signal Process. 2010, 837360, doi: <https://doi.org/10.1155/2010/837360>
- [2] Alotaibi I., Abido M.A., Khalid M., Savkin A.V., 2020, "A Comprehensive Review of Recent Advances in Smart Grids: A Sustainable Future with Renewable Energy Resources", Energies, vol 13, no 23, 6269, doi: <https://doi.org/10.3390/en13236269>
- [3] 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, vol. 2, pp. 1607-1628, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2389659
- [4] Barchi G., Macii D., Petri D., 2013, "Synchrophasor Estimators Accuracy: A Comparative Analysis" in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 62, no 5, pp. 963-973, May 2013, doi: 10.1109/TIM.2012.2236776
- [5] Barchi G., Fontanelli D., Macii D., Petri D., 2015, "On the Accuracy of Phasor Angle Measurements in Power Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 64, no 5, pp. 1129-1139, May 2015, doi: 10.1109/TIM.2014.2363752.
- [6] Bankar S., Bhedarkar A., Bhurbhure A., Rakhonde B.S., 2017, Impact of NonLinear Load on Power Quality, International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication, Vol. 5, No. 1
- [7] Belega D., Petri D., 2013, "Accuracy Analysis of the Multicycle Synchrophasor Estimator Provided by the Interpolated DFT Algorithm", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 62, no 5, pp. 942-953, doi: 10.1109/TIM.2012.2236777.
- [8] BIPM, 2012, "International Vocabulary of Metrology – Basic and General concepts and associated terms (VIM)", 3rd edition, disponible en: <https://www.bipm.org/en/publications/guides>
- [9] Boashash B., 2015, "Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A comprehensive reference", 2ed., ISBN: 9780123984999, Academic Press
- [10] Bollen M.H.J., Gu I.Y.H., 2006, Signal Processing of Power Quality Disturbances, Wiley-IEEE Press, ISBN: 978-0-471-73168-9
- [11] Castello P., Lixia M., Muscas C., Pegoraro P.A., 2012, "Impact of the Model on the Accuracy of Synchrophasor Measurement", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 61, no 8, pp. 2179-2188, Aug. 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2193699

- [12] Carranza R.D., Rodríguez-Guerrero M.A., 2016, "Algorithm for measuring amplitude and frequency deviations intended for PMU", 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), Ottawa, ON, Canada, pp. 1-2, doi: 10.1109/CPEM.2016.7540659.
- [13] Chen L, Zhao W, Wang F, Wang Q, Huang S., 2018, "Enhanced Interpolated Dynamic DFT Synchronphasor Estimator Considering Second Harmonic Interferences", *Sensors*, vol 18, no 9, pp. 2748, doi: <https://doi.org/10.3390/s18092748>
- [14] Das S., Sidhu T., 2013, "A Simple Synchronphasor Estimation Algorithm Considering IEEE Standard C37.118.1-2011 and Protection Requirements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol 62, no 10, pp. 2704-2715, Oct. 2013, doi: 10.1109/TIM.2013.2263675.
- [15] Dash P.K., Swain D.P., Routray A., Liew A.C., 1996, "Harmonic estimation in a power system using adaptive perceptrons", *Proc. IEE Generation, Transmission and Distribution*, vol. 143, p. 565-574.
- [16] Derviškadić A., Romano P., Paolone M., 2018, "Iterative-Interpolated DFT for Synchronphasor Estimation: A Single Algorithm for P- and M-Class Compliant PMUs", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol 67, no 3, pp. 547-558, doi: 10.1109/TIM.2017.2779378.
- [17] de la O Serna J.A., 2007, "Dynamic Phasor Estimates for Power System Oscillations", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol 56, no 5, pp. 1648-1657, Oct. 2007, doi: 10.1109/TIM.2007.904546.
- [18] de la O Serna J.A., Rodríguez-Maldonado J., 2011, Instantaneous Oscillating Phasor Estimates with Taylor^K-Kalman Filters, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 26, no. 4, pp. 2336-2344, November 2011, doi: 10.1109/TPWRS.2011.2157539
- [19] de la O Serna J.A., Platas-Garza M.A., 2011, "Maximally flat differentiators through WLS Taylor decomposition", *Digital Signal Processing*, vol 21, no 2, pp. 183-194, ISSN 1051-2004, doi: <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2010.06.007>
- [20] de la O Serna J.A., Rodríguez-Maldonado J., 2012, "Taylor–Kalman–Fourier Filters for Instantaneous Oscillating Phasor and Harmonic Estimates", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol 61, no 4, pp. 941-951, doi: 10.1109/TIM.2011.2178677
- [21] de la O Serna J.A., 2014, "Synchronphasor Measurement with Polynomial Phase-Locked-Loop Taylor–Fourier Filters", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol 64, no 2, pp. 328-337, doi: 10.1109/TIM.2014.2344333.
- [22] Farhoodnea M., Mohamed A., Shareef H., Zayandehroodi H., 2013, Power Quality Impact of Renewable Energy based Generators and Electric Vehicles on Distribution Systems, *Procedia Technology Elsevier*, Vol. 11, pp. 11-17. <https://doi.org/10.1016/j.protcy.2013.12.156>

- [23] Ferrero R., Pegoraro P.A., Toscani S., 2020, "Dynamic Synchrophasor Estimation by Extended Kalman Filter", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 69, no 7, pp. 4818-4826, July 2020, doi: 10.1109/TIM.2019.2955797
- [24] Ferrero R., Pegoraro P.A., Toscani S., 2020, "Synchrophasor Estimation for Three-Phase Systems Based on Taylor Extended Kalman Filtering", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 69, no 9, pp. 6723-6730, Sept. 2020, doi: 10.1109/TIM.2020.2983622
- [25] Filipski P.S., Boecker M., 2006, "AC-DC current shunts and system for extended current and frequency ranges", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 55, no 4, pp. 1222-1227, doi: 10.1109/TIM.2006.876535.
- [26] Frigo G., Derviškadić A., Paolone M., 2019, "Reduced Leakage Synchrophasor Estimation: Hilbert Transform Plus Interpolated DFT", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 68, no 10, pp. 3468-3483, doi: 10.1109/TIM.2018.2879070.
- [27] García-Ochoa R., Graizbord, B, 2016, Spatial characterization of fuel poverty in Mexico. An analysis at the subnational scale, Sociedad y Territorio, vol 51, pp. 289–337
- [28] Goldstein A., 2016, 2014 NIST Assessment of Phasor Measurement Unit, NISTIR 8106, <http://dx.doi.org/10.6028/NIST.IR.8106>
- [29] Georgakopoulos D., Budovsky I., Benz S.P., Gubler G., 2019, "Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer as a Reference Standard for the Measurement of the Phase of Harmonics in Distorted Waveforms", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 68, no 6, pp. 1927-1934, doi: 10.1109/TIM.2018.2877828
- [30] Granados-Lieberman, D., Romero-Troncoso R.J., Osornio-Rios R.A., Garcia-Perez A., Cabal-Yepez E., 2011, "Techniques and methodologies for power quality analysis and disturbances classification in power systems: a review", IET Generation, Transmission & Distribution, vol 5, no 4, pp. 519-529, doi: 10.1049/iet-gtd.2010.0466
- [31] Huang N.E., Shen Z., Long S.R., Wu M. C., Shih H., Zheng Q., Yen N.C., Tung Ch. Ch., Liu H.H., 1998, "The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis", Proc. R. Soc. Lond. A.454903–995, <http://doi.org/10.1098/rspa.1998.0193>
- [32] IEC, 2015, IEC 61000-4-30: Electromagnetic compatibility (EMC) – part 4-30: Testing and Measurement techniques – Power Quality measurement methods, TC 77/SC 77A
- [33] IEC/IEEE, 2018, IEEE/IEC 60255-118-1-2018 - IEEE/IEC International Standard - Measuring relays and protection equipment - Part 118-1: Synchrophasor for power systems - Measurements

- [34] IEEE 1159.2 Working Group, Test waveforms, wave5.xls. [Online]. Available: grouper.ieee.org/groups/1159/2/testwave.html.
- [35] IEEE, 2014, IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems, C37.118.1-2011, 2014
- [36] IEEE, 2017, IEEE Standard 1057-2007, "IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders",
- [37] IEC, 2010, IEC SmartGrid Standardization Roadmap, disponible: https://www.smartgrid.gov/document/iec_smart_grid_standardization_roadmap
- [38] IEC, 2018, Bringing intelligence to the grid, disponible: https://storage-iecwebsite-prd-iec-ch.s3.eu-west-1.amazonaws.com/2019-09/content/media/files/iec_smart_grid_a4_en_lr.pdf
- [39] International Energy Agency IEA, 2019, World Energy Outlook – Flagship report, November 2019, disponible: <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2019>
- [40] International Energy Agency IEA, 2018, Energy Efficiency 2018 – Analysis and outlooks to 2040, October 2018, disponible: <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2019>
- [41] International Renewable Energy Agency, 2019, Renewable Capacity Statistics 2019, March 2019, disponible: <https://irena.org/publications/2019/Mar/Renewable-Capacity-Statistics-2019>
- [42] Iuzzolino R., Ihlenfeld W.K.G., 2007, "High-Accuracy Methods and Measurement Procedures for Power Quality Parameters Using the Digital Synchronous Sampling Technique", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 56, no. 2, pp. 426-430, doi: 10.1109/TIM.2007.890625
- [43] Jaramillo S.H., Heydt G.T., O'Neill-Carrillo E., 2000, "Power quality indices for aperiodic voltages and currents", IEEE Transactions on Power Delivery, vol 15, no 2, pp. 784-790, doi: 10.1109/61.853020.
- [44] Kamwa, I., Leclerc, M., McNabb, D., 2014, "Performance of demodulation-based frequency measurement algorithms used in typical PMUs", IEEE Trans. on Power Del., vol 19, no 2, pp. 505-514
- [45] Khokhar S., Mohr Zin A.A., Mokhtar A.S., Ismail N., 2014, "MATLAB/Simulink based modeling and simulation of power quality disturbances", 2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON). (2014), pp. 445-450.
- [46] Kyriazis, G.A., Kurten-Ihlenfeld, W.G., Landim, R.P., 2014, "Combined AM and PM signal analysis with applications to the dynamic testing of phasor measurement units", Conference on Precision Electromagnetic Measurements 2014 (CPEM 2014), Rio de Janeiro, Brazil, August 2014, pp. 682-683

- [47] Lehtonen T.A., 2019, "Harmonic Power Standard of VTT MIKES", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 68, no 6, pp. 2047-2052, doi: 10.1109/TIM.2018.2880056
- [48] Lind K., Sørdsdal T., Slinde H., 2008, "Design, Modeling, and Verification of High-Performance AC–DC Current Shunts From Inexpensive Components", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 57, no 1, pp. 176-181, doi: 10.1109/TIM.2007.908602.
- [49] Lineweber D., McNulty S., 2013, The cost of power disturbances to industrial & digital economy companies, EPRI
- [50] Macii D., Petri D., Zorat A., 2012, "Accuracy Analysis and Enhancement of DFT-Based Synchrophasor Estimators in Off-Nominal Conditions", in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 61, no 10, pp. 2653-2664, doi: 10.1109/TIM.2012.2199197.
- [51] Moore P.J., Carranza R.D., Johns A.T., 1994, "A new numeric technique for high-speed evaluation of power system frequency", IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, vol 141, no 5, p. 529-536, DOI: 10.1049/ip-gtd:19941360
- [52] Moore P.J., Carranza R.D., Johns A.T., 1996, "Model system tests on a new numeric method of power system frequency measurement", IEEE Transactions on Power Delivery, vol 11, no 2, pp. 696-701, doi: 10.1109/61.489325.
- [53] IET Digital Library, https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-gtd_19941360
- [54] Moraes R.M. *et al.*, 2012, PMU Interoperability, Steady-State and Dynamic Performance Tests, IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 3, no. 4, pp. 1660-1669, December 2012, doi: 10.1109/TSG.2012.2208482
- [55] Muljadi, Zhang Y.C., Allen A., Shing M., Gevorgian V., Wan Y.H., 2014, Synchrophasor Applications for Wind Power Generation, Technical Report, National Renewable Energy Laboratory, U.S. Department of Energy.
- [56] Naderi Y., Hosseini S.H., Zadeh S.G., Mohammadi-Ivatloo B, Vasquez J.C., Guerrero J.M., 2018, An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol 93, pp. 201-214, 2018, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.05.013>.
- [57] NASPI Report, 2011, Synchrophasor Technologies for a Better Grid, Case Study – NASPI and Synchrophasor Technologies, 2011, available on: https://www.energy.gov/sites/prod/files/2016/12/f34/NASPI_Case_Study_8-10-11_0.pdf
- [58] NIST, 2012, NIST Framework and roadmap for smart grid interoperability standards release 2.0, NIST special publication 1108R2, NIST, U.S.A.

- [59] Nuttall A., 1981, "Some windows with very good sidelobe behavior", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol 29, no 1, pp. 84-91, doi: 10.1109/TASSP.1981.1163506.
- [60] Offelli C., Petri D., 1989, "Interpolation techniques for real-time multifrequency waveform analysis", 6th IEEE Conference Record., Instrumentation and Measurement Technology Conference, Washington, DC, USA, 1989, pp. 325-331, doi: 10.1109/IMTC.1989.36879.
- [61] Offelli C. Petri D, 1992, "The influence of windowing on the accuracy of multifrequency signal parameter estimation", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 41, no 2, pp. 256-261, doi: 10.1109/19.137357.
- [62] Osornio-Rios R.A., Amezcua-Sanchez J.P., 2012, "MUSIC-ANN Analysis for Locating Structural Damages in a Truss-Type Structure by Means of Vibrations", Computer-aided civil and infrastructure engineering, vol 27, no 9, pp. 687-698, doi: <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2012.00777.x>
- [63] Paolone, M., Borghetti, A., Nucci, C., 2011, "A synchrophasor estimation algorithm for the monitoring of active distribution networks in steady state and transient conditions", Proc. of the 17th Power Systems Computation Conference, Sweden, August 2011
- [64] Petri D., Fontanelli D., Macii, 2014, "A Frequency-Domain Algorithm for Dynamic Synchrophasor and Frequency Estimation", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 63, no 10, pp. 2330-2340, doi: 10.1109/TIM.2014.2308996.
- [65] Phadke A.G., Thorp J.S., Adamiak M.G., 1983, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, no. 5, pp. 1025-1038, May 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.318043.
- [66] Phadke A.G, Kasztenny B., 2009, "Synchronized Phasor and Frequency Measurement Under Transient Conditions", IEEE Transactions on Power Delivery, vol 24, no 1, pp. 89-95, Jan. 2009, doi: 10.1109/TPWRD.2008.2002665.
- [67] Platas-Garza M.A., J. A. de la O Serna, 2010, "Dynamic Phasor and Frequency Estimates Through Maximally Flat Differentiators", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 59, no 7, pp. 1803-1811, July 2010, doi: 10.1109/TIM.2009.2030921.
- [68] Platas-Garza M.A., de la O Serna J.A., 2014, "Polynomial Implementation of the Taylor–Fourier Transform for Harmonic Analysis", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 63, no 12, pp. 2846-2854, doi: 10.1109/TIM.2014.2324191.

- [69] Rietveld G., Braun J.P., Wright P.S., Clarkson P., Zisky N., 2014, "Smart grid metrology to support reliable electricity supply", 29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), pp. 680-681, doi: 10.1109/CPEM.2014.6898568.
- [70] Rietveld G. *et al.*, 2015, Measurement Infrastructure to Support the Reliable Operation of Smart Electrical Grids, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 64, no. 6, pp. 1355-1363, June 2015, Doi: 10.1109/TIM.2015.2406056
- [71] Rodrigues R.P., Silveira P.M., Ribeiro P.F., 2010, "A survey of techniques applied to non-stationary waveforms in electrical power systems", Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010, Bergamo, Italy, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICHQP.2010.5625503.
- [72] Rodriguez-Guerrero M.A., Carranza-Lopez-Padilla R., Osornio-Rios R.A., Romero-Troncoso R.J., 2017, A novel methodology for modeling waveforms for power quality disturbance analysis, Electric Power Systems Research, vol 143, pp. 14-24, ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.09.003>
- [73] Rodriguez-Guerrero M.A., Carranza R.D., Romero-Troncoso R.J., Osornio Rios R.A., 2020, "High Rate Report Synchrophasor Technique during Dynamic Conditions", in Journal of Scientific & Industrial Research, Vol. 79, February 2020
- [74] Romano P., Paolone M., 2014, "Enhanced Interpolated-DFT for Synchrophasor Estimation in FPGAs: Theory, Implementation, and Validation of a PMU Prototype", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 63, no 12, pp. 2824-2836, doi: 10.1109/TIM.2014.2321463.
- [75] Roscoe A.J., Dickerson B., Martin K.E., 2014, "The amended standard C37.118.1a and its implications for frequency-tracking m-class Phasor Measurement Units (PMUs)", 2014 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems Proceedings (AMPS), Aachen, Germany, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/AMPS.2014.6947702.
- [76] Sánchez-Gómez L.F., de la O Serna J.A., 2013, "Dynamic Phasor Estimates Under the Bellman's Principle of Optimality: The Taylor-LQG-Fourier Filters", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 62, no 12, pp. 3137-3147, doi: 10.1109/TIM.2013.2270316.
- [77] Secretaria de Energía, 2020, PRODESEN 2019-2033 – Programa de Desarrollo del Sistema Eléctrico Nacional, disponible: <https://www.gob.mx/sener/articulos/prodesen-2019-2033-221654>
- [78] Secretaria de Energía, 2020, Programa de ampliación y modernización de la red nacional de transmisión y redes generales de distribución del mercado

- eléctrico mayorista 2020-2034, disponible:
https://www.cenace.gob.mx/Paginas/SIM/ProgramaRNT_RDG.aspx
- [79] Sharma A, Rajpurohit B.S., Singh S.N, 2018, A review on economics of power quality: Impact, assessment and mitigation, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol 88, pp. 363-372, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.02.011>.
- [80] Subramanian K., Loganathan A.K., 2020, "Islanding detection using a micro-synchrophasor for Distribution Systems with Distributed Generation", Energies MDPI, vol 13, 5180, doi:10.3390/en13195180
- [81] Valtierra-Rodriguez M., Romero-Troncoso R.J, Osornio-Rios R.A., Garcia-Perez A., 2014, "Detection and Classification of Single and Combined Power Quality Disturbances Using Neural Networks", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 61, no 5, pp. 2473-2482, doi: 10.1109/TIE.2013.2272276.
- [82] Tang Y., Stenbakken G.N., Goldstein A., 2013, Calibration of Phasor Measurement Unit at NIST, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 62, no. 6, pp.1417-1422, June 2013, doi: 10.1109/TIM.2013.2240951
- [83] Todescato M., Carli R, Schenato L, Barchi G., 2020, "Smart Grid State Estimation with PMUs Time Synchronization Errors", Energies, vol 13, no 19, 5148, doi: <https://doi.org/10.3390/en13195148>
- [84] Wang Y., Lu Ch., Kamwa I., Fang Ch., Ling P., 2020, "An adaptive filters-based PMU algorithm for both steady-state and dynamic conditions in distribution networks", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol 117, 105714, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105714>.
- [85] Wright P.S., Christensen A.E., Davis P.N., Lippert T., 2017, "Multiple-Site Amplitude and Phase Measurements of Harmonics for Analysis of Harmonic Propagation on Bornholm Island", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 66, no 6, pp. 1176-1183, June 2017, doi: 10.1109/TIM.2017.2660019
- [86] Xue H., Song D., Yang R., 2013, "Consecutive DFT Method for Instantaneous Oscillating Phasor Measurement", IEEE Transactions on Power Systems, vol 28, no 4, pp. 4634-4644, doi: 10.1109/TPWRS.2013.2268858
- [87] Zamora-Mendez A., Paternina R.M.A, Vázquez E., Ramirez J.M., de la O Serna J.A., 2016 "Distance Relays Based on the Taylor–Kalman-Fourier Filter", in IEEE Transactions on Power Delivery, vol 31, no 3, pp. 928-935, doi: 10.1109/TPWRD.2015.2392120.

i. Apéndice A. Primer artículo publicado

Publicado como:

Marco A. Rodriguez-Guerrero, Rene Carranza-Lopez-Padilla, Roque A. Osornio-Rios, Rene de J. Romero-Troncoso, **“A novel methodology for modeling waveforms for power quality disturbance analysis”**, Electric Power Systems Research, vol. 143, pp. 14-24, 2017, ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.09.003>

JRC 2019 – 3.211

ii. Apéndice B. Segundo artículo publicado

M. A. Rodríguez-Guerrero, A. Y. Jaen-Cuellar, R. D. Carranza-Lopez-Padilla, R. A. Osornio-Rios, G. Herrera-Ruiz and R. d. J. Romero-Troncoso, "**Hybrid Approach Based on GA and PSO for Parameter Estimation of a Full Power Quality Disturbance Parameterized Model**", IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 14, no. 3, pp. 1016-1028, March 2018,

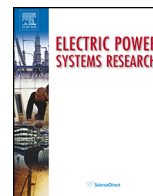
doi:10.1109/TII.2017.2743762

JRC 2019 – 7.515

iii. Apéndice C. Tercer artículo publicado

2020, M. Rodriguez, R. Carranza, R. **Romero-Troncoso**, **R.A. Osornio Rios**,
“**High Rate Report Synchrophasor Technique during Dynamic Conditions**”, in
Journal of Scientific & Industrial Research, Vol. 79, February 2020.

JRC 2019 – 0.729



A novel methodology for modeling waveforms for power quality disturbance analysis



Marco A. Rodriguez-Guerrero^{a,b}, Rene Carranza-Lopez-Padilla^a, Roque A. Osornio-Rios^b,
Rene de J. Romero-Troncoso^{c,*}

^a Centro Nacional de Metrología, Carretera a Los Cués km 4.5, 76246, El Marqués, Querétaro, Mexico

^b HSPdigital – CA Mecatronica, Facultad de Ingenieria Campus San Juan del Rio, Universidad Autonoma de Queretaro, Rio Moctezuma 249, 76807 San Juan del Rio, Queretaro, Mexico

^c HSPdigital – CA Telematica, DICIS, Universidad de Guanajuato, Carr. Salamanca-Valle km 3.5+1.8, Palo Blanco, 36885 Salamanca, Guanajuato, Mexico

ARTICLE INFO

Article history:

Received 18 March 2016

Received in revised form 8 August 2016

Accepted 6 September 2016

Keywords:

Power quality disturbances

Power quality analysis

Power quality modeling

Parametric mathematical model

ABSTRACT

Nowadays, power quality (PQ) analysis is having more relevance in the operation of power systems due to the increase of power quality events and disturbances. Those disturbances are related to the interconnection of renewable energy generators, and to the highly non-linear characteristics of the load, among others. There is a need of having knowledge about the nature of the PQ disturbances and about the mathematical approaches that describe the PQ disturbance. This paper presents the development of a structured methodology in combination with a mathematical model, intended for describing waveforms that contain simultaneous PQ disturbances. The validation process is made by fitting the proposed model to standard reference waveforms along with field recorded waveforms. The proposed mathematical model is capable of being adjusted in order to reproduce waveforms that contain simultaneous PQ disturbances. Five study cases are presented in order to test the proposed methodology.

© 2016 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

During the last decades, power quality (PQ) analysis on power systems has significantly increased due to its relevance for operational issues like power system stability and propagation of PQ related effects in the grid. It is especially relevant when utilities want to preserve both the quality and the stability in the supply of electric energy, having special interest in the development of novel methods for accurately measuring the value of some power quality indexes (PQI) [1–3]. Typically, for almost every methodology in topics related to PQ analysis such as: detecting, classifying, monitoring or measuring power quality disturbances (PQD), it has been necessary to develop mathematical models for analyzing specific disturbances [4–8]. Those models can be abstracted as mathematical representations of a limited number of disturbances or PQ phenomena in a single event; in that sense, it could be said that the models are partial solutions for particular research problems and they are based on the nature of a specific disturbance, *i.e.* sags [9], swells [10], harmonics [11,12], flickers [13], etc. There are many specific models for several different PQD that allow the simulation

or classification of these disturbances on power systems [14]; yet, little has been reported to propose a single, structured and unified mathematical model for a broader description of simultaneous PQ phenomena for different stages on power systems. In other words, only very few approaches combine different phenomena in a single model, solving specific targets in PQ analysis, even when there is evidence that different PQD occurs simultaneously on power systems [15,16]. Most of the proposed models are specific to a single PQD and those that combine some PQD are partial models focused in the specific phenomena of research.

There are approaches developed for classifying or monitoring many PQD [2,3,17,18] by using well-defined mathematical models; however, those models have been designed for partial and particular representations of specific PQD. In the same way, there are standards devoted to PQ matters [4–8], where there can be found definitions, performance tests, benchmarking and even specific mathematical models related to PQ phenomena. These standards are well known in the scientific community and they are widely used in the electric industry. The aim of most PQ standards is to establish the operational limits for voltage stability on power systems in presence of disturbances. Nevertheless, standards do not establish limits for the electric current waveform, mostly because of its high sensitivity to the load, which cannot be generalized, even when the current waveform is typically more distorted than

* Corresponding author.

E-mail address: troncoso@hspdigital.org (R. de J. Romero-Troncoso).

the voltage waveform on a given power system. Most analyses are made to comply with the voltage waveform standards, making difficult to truly represent the non-stationary behavior of the current waveform by using specific voltage-related mathematical models. The standards present PQ phenomena models by separating disturbances according to their own nature. These phenomena have been classified in voltage variations (sags and swells), frequency variations, signal distortion (harmonics, inter-harmonics, amplitude modulation, etc.), sensorial perception (flicker), additive noise, high-frequency spurious signals, and transients, among others. Some of these PQD are related to connection and interconnection of renewable generation systems to the main grid, some others are related to non-linear loads that are continuously switching, affecting voltage and current waveforms equally; somehow making measuring, and classifying PQD more complicated [19]. Some reported approaches of PQ analysis have used computational simulations based on mathematical models as a way to represent real waveforms in order to set up algorithms for power quality analysis [20,21]; yet, those approaches are capable of only partially represent PQD, pointing out the need of more detailed models for signal processing. For instance, in [22,23] computational tools for PQ analysis are presented and discussed. In [23] a novel synthetic reference waveform was designed for synchrophasor-related applications; this waveform was designed and coded using a realistic scenario on power systems including harmonic distortion, unbalance, inter-harmonics, oscillatory behavior of voltage amplitude, and modulations in amplitude and phase, among other, but the approach to the mathematical model is not shown, only the temporal description of simultaneous PQD in order to reproduce the testing waveform. Recent approaches [23] show the trend of combining two or more PQD at the same time, being realistic in comparison with a real power system; the abstraction and analysis of two or more simultaneous PQD can be complex, and typically depends on the nature of the PQD and the state of the power system, being necessary to develop a complete organized mathematical model that includes different types of PQD simultaneously.

There is a need to use an organized mathematical model that truly represents those PQD found in real power systems. For instance, in [24] a methodology for generating and validating synthetic waveform for power quality disturbances has been described. Regarding synthetic waveform generation, there are three main methodologies for reproducing electric waveforms in digital ways, using commercial software such as: (1) PSCAD/EMTDC; (2) ATP/EMTP, and (3) Matlab/Simulink. Especially in [24] a methodology based on Matlab/Simulink for simulation of faults on a distribution power system was detailed. The selected disturbances covered five scenarios: voltage amplitude variations, harmonics, interruptions, oscillatory transients and pure sine waveforms. The methodology includes the use of parametric equations and simulation of events in a given power system using Simulink. This work aims at developing computational tools that are more realistic for synthesizing digital waveforms, yet, the mathematical foundations for having a unified model for PQ is not developed and it does not take into account the non-stationary case for waveform generation, being a good research topic for PQ analysis either for synchrophasor dynamic algorithms research or for designing better instruments for detecting, classifying and monitoring PQD in power systems. There are other approaches based on statistical measurements, distribution system modeling and Monte Carlo techniques for PQD simulation [25], but those approaches only approximate PQD in stationary state for non-sinusoidal and unbalanced conditions, this was intended to calculate PQI from a statistical point of view, unlike to develop a reference generator of PQD waveforms.

There is a lack of published works intended for developing PQD analytical models that are capable of representing single dis-

turbances for stationary or non-stationary scenarios, as well as representing the combination of several disturbances occurring simultaneously. It is desirable to have a unified mathematical model, which is capable of representing a wider spectrum of PQD and phenomena, present in the generation, the transmission and the distribution of power systems, accurately. Even more, by using this abstraction it is possible to synthesize accurate digital PQD waveforms for PQ analysis using computational tools.

In this work, a novel methodology for modeling PQD on power systems is presented. It is aimed for improving the mathematical background required in the analysis, classification and synthesis of PQD on power systems. The approach is based on a unified mathematical basis for representing a wider range of disturbances than most models have present to date. Also, it is shown that the development of this particular capability is possible by structuring the model into five main stages; one for modeling the steady-state amplitude-related disturbances including harmonic distortion, a second one for modeling frequency and phase changes of the fundamental frequency and its harmonics, which represents the dynamic behavior of the fundamental frequency. A third one for modeling non-correlated phenomena such as interharmonics; a fourth one for describing transients and finally a section for additive noise with both, Gaussian noise and colored noise. The process for validating the proposed methodology consists in the creation step-by-step of a waveform that contains several simultaneous PQD using the proposed mathematical model and the methodology developed in this work. Additionally, a direct comparison of accuracy against different standard recorded waveforms are carried out; for instance, in the case of waveforms used in working groups in international standards [26], by the use of waveforms stated in international standards [27], by using a set of reference waveforms developed in different National Metrology Institutes (NMI) worldwide [28–30], by using a recorded event in a real power system and finally by reproducing simultaneous non-stationary events and disturbances in a single synthetic waveform. All those scenarios allow comparing the performance of the developed model as a waveform generator; providing an assessment of accuracy and performance for this novel methodology of reproducing simultaneous PQD based on a structured mathematical model. The main potential application is located as an accurate generator for synthetic waveforms (benchmarking) in order to set up and testing signal processing algorithms in PQ analysis, monitoring, classifying, filtering and even for testing synchrophasor algorithms. It is shown that the proposed mathematical tool is capable of adjusting a mathematical model aiming to represent a kind of PQD: when the parameters of a given waveform are known *a priori*; and also when the waveform is obtained from a real recorded sampled signal.

2. Methodology

There are at least three general groups described in the literature to classify PQD by their nature: (a) amplitude phenomena, (b) deviations in the fundamental frequency, and (c) transient events. In general, PQD have been historically classified by their nature, for instance, amplitude phenomena like swells and sags being phenomena that affect directly the amplitude of the system; and frequency deviations or frequency acceleration being phenomena particularly related with stability matters. This classification implies that some efforts have been oriented to achieve solutions either for amplitude issues, or for frequency deviations, or for distorted environments, in an almost exclusive way. Highly specialized algorithms for achieving solutions of measuring, detecting and classifying PQD are commonly set up by the use of mathematical models for reproducing synthetic waveforms in order to stress the methodologies for solving a particular issue in a PQ research

field. Those models are detailed, but they represent just a fraction of all possible PQD in a real power system.

The aim of this work is to provide a methodology for constructing a mathematical tool that can exhibit some key features such as high fidelity of representation of PQ events and capability of representing multiple simultaneous PQD. Some of the advantages of this approach are: (1) the proposed mathematical model covers a wide variety of PQD, being possible to simultaneously represent several PQD; (2) having the proposed model as reference, it is possible to generate synthesized signals that are more representative in order to simulate realistic power system environments and finally; (3) it is possible to tune the mathematical model to obtain a mathematical representation of real waveforms that are recorded by commercial instruments in order to evaluate and validate different methodologies used in the PQ field. There are commercial options available in the market for simulation and generation of waveforms related with PQ events in electric grids; however, those tools are focused on deliver waveforms of a particular PQ event instead of delivering the mathematical behavior of a given waveform. In many cases, for research on PQ topics, a tool for understanding the nature of a PQ event is a key element for PQ analysis. The mathematical tool that is proposed in this work aims to ease the understanding of how a physical event in a grid can be modeled as a well-known structured mathematical model. Even more, the mathematical tool is agile and easy of manipulating in order to generate waveforms that can be used as reference in PQ analysis. This proposed mathematical model is not intended for substituting, competing or replacing any commercial option; furthermore, the proposed mathematical model may be thought as a well-structured complement of those available tools.

The methodology used in this work is based on generating a general parametric mathematical model structured for several PQD into five groups:

1) Phenomena related to the amplitude of the fundamental frequency and harmonics.

Some of the most significant phenomena of PQD are related to the amplitude of the fundamental frequency, including phenomena related to low frequency oscillations in amplitude, amplitude distortions, sags, swells, and interruptions. PQD related to amplitude are directly correlated with faults among lines to ground, by sudden changes in the load, non-linear loads, or unbalanced conditions. These PQD are all correlated to the fundamental frequency and its harmonics. Eq. (1) states the first approximation $x_1(t)$ of the proposed mathematical model for the amplitude-related PQD:

$$x_1(t) = A \cdot [1 + \delta(t)] \left[\cos(2\pi f_0 t + \theta_1) + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos(2\pi h f_0 t + \theta_h) \right] \quad (1)$$

where A is the peak value of the amplitude, $\delta(t)$ is a time dependent function that represents events associated to amplitude disturbances such as oscillations, swells, sags and interruptions. The value of the fundamental frequency is f_0 , θ_1 is the value of the phase for the fundamental component, whereas t is the independent variable for time. h is the index value of the h -th harmonic up to N . $a_h(t)$ is the time-dependent amplitude factor for the h -th harmonic component correlated to the fundamental and θ_h is the h -th harmonic phase value. For the first approximation model, the fundamental frequency f_0 , the phase of the fundamental component, and the phase of each harmonic component θ_h are considered constants.

2) Phenomena related to the fundamental frequency with changes in frequency and phase.

Other significant group of PQD is related to variations in the fundamental frequency and its harmonics. These variations are closely related with stability in power systems, and they are originated by changes in the balance of power flux as well as dynamic changes in the electric characteristics of the load. The PQD associated to fundamental frequency are low-frequency phase modulation, sudden changes in the phase (jumps) and acceleration of the frequency, for instance linear chirps. Eq. (2) represents the second approximation $x_2(t)$ of the proposed mathematical model for time-dependent amplitude, frequency and phase.

$$x_2(t) = A \cdot [1 + \delta(t)] \left\{ \cos[2\pi f_0(t)t + \theta_1(t)] + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos[2\pi h f_0(t)t + \theta_h(t)] \right\} \quad (2)$$

where A , $\delta(t)$, $a_h(t)$ and t are the same than in Eq. (1). $f_0(t)$ is a time dependent function that represents frequency changes (sinusoidal, square, etc.), $\theta_1(t)$ models phase changes such as low-frequency oscillations, phase jumps, etc.; h is the index value of the h -th harmonic up to N . $\theta_h(t)$ is the h -th harmonic phase value for the h -th harmonic component correlated to the fundamental, which is a time dependent function that is useful for representing dynamic behavior of harmonics. The main difference between Eq. (1) and Eq. (2) is directly related to frequency and phase components in the fundamental and its harmonics. In Eq. (2) the phase and frequency are not constant components, allowing to abstract phenomena such as fluctuant harmonics or non-stationary behavior.

3) Stationary phenomena non-correlated to the fundamental frequency.

Nowadays, the implementation of smart grids, which interconnects renewable energy sources to traditional power systems, is source of PQD that are non-correlated with the fundamental frequency. For instance, the non-linear power electronics devices used in AC-DC inverters generate some additive spurious signals such as high frequency interharmonics, typically frequencies around 1 kHz. Other sources of high frequency components are those related to non-linear loads. Eq. (3) represents the third approximation $x_3(t)$ of the proposed mathematical model for non-correlated components to fundamental frequency.

$$x_3(t) = x_2(t) + \sum_{k=1}^K b_k(t) \cos[2\pi f_k(t)t + \varphi_k(t)] \quad (3)$$

where $x_2(t)$ it is the same than Eq. (2). k is the index value of the k -th non-correlated component up to K . $f_k(t)$ is the frequency value of the k -th component that is typically not an exact multiple of the fundamental frequency, $b_k(t)$ is the time-dependent amplitude factor for the k -th component non-correlated to the fundamental and $\varphi_k(t)$ is the time-dependent function regarding to the k -th non-correlated component phase value.

4) Transient phenomena.

PQD of very short duration is typically known as transient phenomena. The transients may be thought as components of high frequency that appear only during a short period; often the transients have a very fast decaying component. The way as the transient decays can be either in combination with oscillatory behavior having a high frequency component or in the presence of a flat noisy notch waveform. Transient phenomena are common during switching conditions when different types of loads are connected or disconnected in a given node in a power system. Transients can be simplified as very fast variations in short periods

defined by two time marks. Eq. (4) includes all the PQD defined above in Eqs. (1)–(3), and adds the short time transients.

$$x_4(t) = x_3(t) + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e\left[-\left(\frac{t - \alpha_m}{\tau_m}\right)\right] \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) \quad (4)$$

where t and $x_3(t)$ is the same as Eq. (3). $u(t)$ is the Heaviside step function, α_m defines the time value when the transient starts, β_m defines the time value when the transient ends. m is the index value of the m -th transient up to M . c_m is the amplitude factor for the m -th transient, f_m is the frequency value of the m -th transient, ψ_m is the phase value of the m -th transient. Both, f_m and ψ_m are considered constant in the proposed models. Finally, τ_m is the decay rate value of the transient.

5) Additive random noise, Gaussian and non-Gaussian.

Some additive components cannot be classified as correlated phenomena or as non-correlated phenomena; yet, they are present in electric power systems. For instance, in [14] and [31] situations and events where random behavior affects a power system are depicted. Some events that produce additive noise have been identified, such as starting and operating large arc furnaces, electromagnetic interference or by connecting non-linear loads. Eq. (5) states the fifth approximation $x_5(t)$ of the proposed mathematical model for additive random noise:

$$x_5(t) = x_4(t) + n(t, x_0, \sigma) + \mu(t) \quad (5)$$

Where t and $x_4(t)$ is the same that Eq. (4). The random phenomena is classified and abstracted in two time-dependent functions, first $\eta(t, x_0, \sigma)$ that represents the random Gaussian additive noise, defined with a mean value x_0 , and a standard deviation, σ . On the other hand, $\mu(t)$ is the term associated to colored additive noise or additive components with a probability function different from the Gaussian.

2.1. Construction of the proposed mathematical model for PQD

The complete mathematical model proposed in this work is shown in Eq. (6), which is able to depict a combination of several PQD. Based on the proposed model it is possible to synthesize waveforms that are similar, from a mathematical viewpoint, to those recorded in real power systems. Eq. (6) has been constructed adding consecutively from Eq. (1) up to Eq. (5) plus a DC term, X_{DC} ; modeled as a constant value and superimposed to the other terms. Eq. (6) summarizes a wide number of different PQD, allowing reproducing waveforms, synthetically, which can be used as reference for PQ analysis.

Another feature of this methodology is that it is possible to program a kind of PQ event to appear in the waveform at a given time, indexing several PQD. In the traditional approach it is common to find parametric solutions, but in a single and separated way. With the proposed methodology, it is also possible to generate accurate benchmarking digital signals for several applications related to PQ issues.

$$x(t) = X_{DC} + A \cdot [1 + \delta(t)] \left\{ \cos[2\pi f_0(t)t + \theta_1(t)] + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos[2\pi h f_0(t)t + \theta_h(t)] \right\} + \sum_{k=1}^K b_k(t) \cos[2\pi f_k(t)t + \varphi_k(t)] + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e\left[-\left(\frac{t - \alpha_m}{\tau_m}\right)\right] \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) + n(t, x_0, \sigma) + \mu(t) \quad (6)$$

The model of Eq. (6) is one of the most complete to date regarding PQ analysis. The model is not intended to cover all PQD present

in a real power system; the field is still open for adding other kind of events, the only requirement it is that these events can be model in a parametric equation.

3. Model validation

This section presents the construction of a synthetic waveform using the model from Eq. (6) in order to validate the proposed methodology and also to show the procedure for generating the desired PQD in the model. The proposed methodology stated in Section 2 is capable of reproducing a wide range of different PQD, and the developed example shows how a waveform is constructed using the methodology. The methodology starts by defining a basis fundamental signal where the PQD are incorporated sequentially. Once the fundamental waveform is defined, the methodology is applied in five steps. During each step, some PQD are added to the waveform in concordance with Eqs. (1)–(6) as follows: (1) In the first step three harmonics are added; (2) in the second step, amplitude disturbances are added, specifically a sag event and a swell event; (3) at the third step, three non-correlated interharmonics are added; (4) in the fourth step, an oscillatory transient is aggregated; (5) and finally, in the fifth step, Gaussian noise is added.

In this example, the fundamental signal used as basis is a pure sinusoidal waveform as stated in Eq. (7)

$$x_a(t) = A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \theta] \quad (7)$$

where $x_a(t)$ stands a single tone resulting waveform; A represents the amplitude of the waveform, f_0 is the constant fundamental frequency value, and θ is the value of the phase given in rads. The independent time variable is expressed with the t variable. At this point of the methodology, the amplitude A and the phase θ are constants. The values used in this example are: $A = 1.0$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = 0.0$ rads.

At the first step of the methodology, it is added harmonic distortion to the fundamental signal $x_a(t)$ in equation Eq. (7), resulting the analytical expression of Eq. (8)

$$x_b(t) = x_a(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos[2\pi h f_0 t + \theta_h] \quad (8)$$

where $x_b(t)$ stands a fundamental frequency waveform with harmonic distortion; h is the index related with the h -th harmonic value, N is the value of the higher order harmonic; a_h represents de values of amplitude of each harmonic, θ_h represents the values of phase of each harmonic, and f_0 is the constant fundamental frequency value.

For the present example, only three harmonics are chosen. The harmonic distortion contains values for at the 3rd, 5th, and 7th harmonics of the fundamental. The numerical values for the harmonic components are: $N = 7$; $a_2 = a_4 = a_6 = 0$; $a_3 = 0.05$; $a_5 = 0.1$; $a_7 = 0.05$; $\theta_3 = 0.7853$ rads; $\theta_5 = 1.5708$ rads; $\theta_7 = -0.7853$ rads. For even harmonics a zero rads value is assigned. The Fig. 1 shows the resulting waveform $x_b(t)$.

The second step is related to the amplitude phenomena. Two amplitude disturbances events are added to the $x_b(t)$ waveform; a sag event, and a swell event. The analytical expression that repre-

sents this addition is stated in Eq. (9).

$$x_c(t) = x_b(t) \cdot [1 + \delta(t)] \quad (9)$$

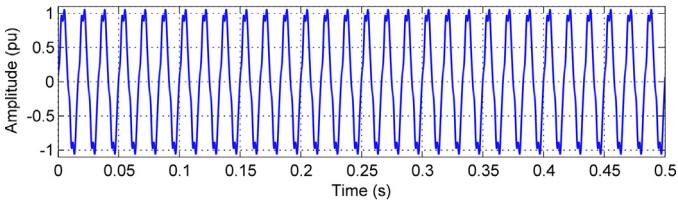


Fig. 1. First step of the construction of a signal with several PQD: fundamental signal at 60 Hz plus harmonic distortion at the 3rd, 5th, and 7th harmonics, $x_b(t)$.

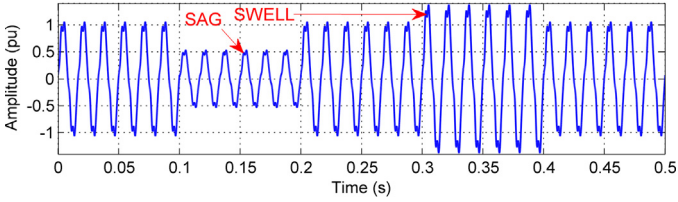


Fig. 2. Second step of the construction of a signal with several amplitude-related PQD are added in the form of a Sag and a Swell.

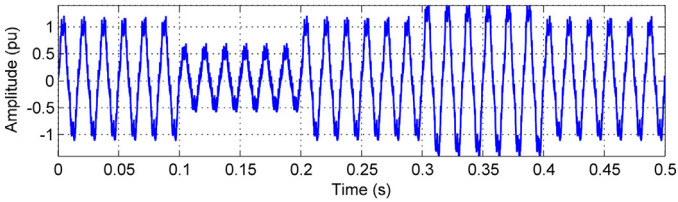


Fig. 3. Third step of the construction of a synthetic signal with several PQD: Appending non-correlated interharmonic distortion, $x_d(t)$.

where $\delta(t)$ represents the changes in the amplitude of the waveform. Eq. (10) shows the behavior of the amplitude during the construction of the waveform $x_c(t)$.

$$\delta(t) = -A_{sag} \cdot [u(t - \alpha_{sag}) + u(t - \beta_{sag})] + A_{swell} \cdot [u(t - \alpha_{swell}) + u(t - \beta_{swell})] \quad (10)$$

where A_{sag} is the reduction of the amplitude in the resulting waveform due to a sag event. A_{swell} is the increment of the amplitude in the resulting waveform due to a swell event. α_{sag} represents the initial time of the sag event, β_{sag} represents the final time mark of the sag event. For the swell event, α_{swell} stands for the initial time, and β_{swell} is final time mark.

The numerical values for this experiment are: $A_{sag} = 0.5$; $A_{swell} = 0.3$; $\alpha_{sag} = 0.1$ s; $\beta_{sag} = 0.2$ s; $\alpha_{swell} = 0.3$ s; $\beta_{swell} = 0.4$ s. Fig. 2 shows the resulting waveform $x_c(t)$ for the second step.

The third step includes phenomena that are non-correlated to the fundamental frequency, such as interharmonic distortion. This interharmonic distortion is added to the resulting waveform of the latter step, $x_c(t)$. The analytical expression for this step is addressed in Eq. (11)

$$x_d(t) = x_c(t) + \sum_{k=1}^K b_k \cos[2\pi f_k t + \varphi_k] \quad (11)$$

where k is the index related with the k -th interharmonic value, K is the value of total interharmonics; b_k represents de values of amplitude of each interharmonic, φ_k represents the values of phase of each interharmonic. f_k represents each interharmonic frequency value.

Interharmonic distortion is included in the form of three frequencies at the 1, 2 and 3 kHz range, which are not correlated to the fundamental frequency as shown in Fig. 3. The numerical values

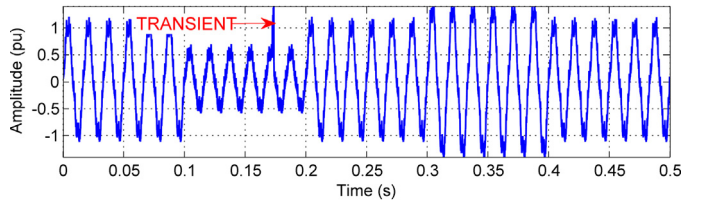


Fig. 4. Fourth step of the construction of a synthetic signal with several PQD: Addition of an oscillatory transient, $x_e(t)$.

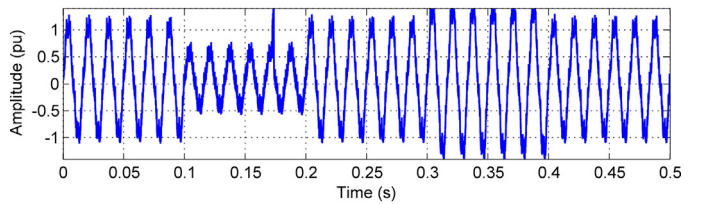


Fig. 5. Final step of the construction of a signal with several PQD: Addition of Gaussian noise, $x_f(t)$.

for interharmonic distortion are set to: $K = 3$; $b_1 = 0.076$; $b_2 = 0.057$; $b_3 = 0.038$; $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0.0$ rads. The interharmonic frequencies, f_k , are set to 1.025, 2.050, and 3.075 kHz.

The fourth step in the method includes an oscillatory transient. Eq. (12) states this new addition to $x_d(t)$.

$$x_e(t) = x_d(t) + \left\{ c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e\left[-\frac{t - \alpha_m}{\tau_m}\right] \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) \right\} \quad (12)$$

where t and $x_d(t)$ is the same that Eq. (10) and Eq. (11) respectively. $u(t)$ is the Heaviside step function, α_m defines the time value when the transient begins, β_m defines the time value when the transient ends. c_m is the amplitude factor for the transient, f_m is the frequency value of the transient, ψ_m is the phase value of the transient. Finally, τ_m is the decay rate value of the transient. The values are set as follows: $\alpha_m = 17.236$ ms; $\beta_m = 17.363$ ms; $f_m = 3$ kHz; $c_m = 0.3$; $\psi_m = 0$ rads; $\tau_m = 1.2728$ ms. Fig. 4 illustrates the resulting waveform $x_e(t)$.

At the fifth and final step, Gaussian noise is added to the resulting waveform of this example, $x_e(t)$. The analytical expression for the final waveform is stated in Eq. (13).

$$x_f(t) = x_e + n(t, x_0, \sigma) \quad (13)$$

The Gaussian noise function is defined by two parameters: a mean value x_0 and its standard deviation σ . For sake of simplicity, the mean value is equal to 0.0 and the standard deviation is set in 0.20. Fig. 5 depicts the final waveform that combines several simultaneous PQD according to the proposed methodology.

The resulting waveform is constructed by using a structured method that is able of generating simultaneous PQD in a single waveform. The resulting waveform can get a different behavior if the parameters of Eq. (6) are adjusted with different numeric values. The method provides a simple and practical way of modeling waveforms with simultaneous PQD similar to those existent in real power systems.

4. Standard definitions of PQD and its modeling

Three waveforms described in international standards are selected in order to assess the capability of the proposed model to reproduce some parametric reference waveforms. The definition of the PQD from each library provides all the information required to tune the proposed model in Eq. (6).

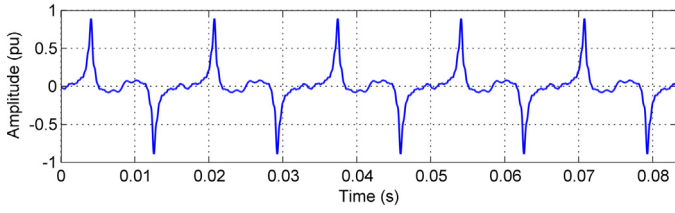


Fig. 6. Time-domain representation of the IEC 61000-3-2 reference harmonic-distorted waveform using the model of Eq. (6).

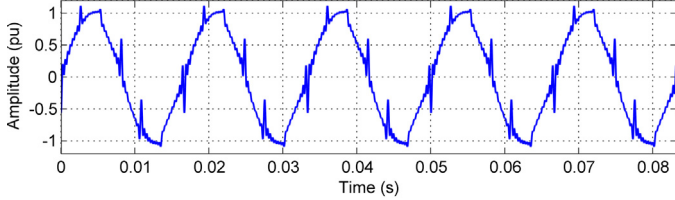


Fig. 7. Time-domain representation of the NRC reference library for a harmonic-distorted waveform using the model of Eq. (6).

4.1. Waveform defined in IEC 61000-3-2 [27]

The international standard IEC 61000-3-2 [27] contains limits for current harmonic emissions and provides a reference library (numerical values) of a fundamental signal with harmonic distortion. This standard provides the amplitude value and phase range for harmonics from the first and up to the 40th harmonic. The total harmonic distortion (TDH index) is about 153.9%.

The proposed model shown in Eq. (6), is tuned exactly using the parameter values indicated in [27] and [32]; the derived expression is shown in Eq. (14). The parameters take the following values: $A = 1.0$, $f_0 = 60$ Hz, $\theta = 0$ radians, $N = 40$, and finally a_h and θ_h have the numerical values depicted in Table 1. As it can be seen, the waveform defined in IEC 61000-3-2 fits exactly in the proposed model. Fig. 6 shows a time-domain representation of this PQD standard waveform when the model stated in Eq. (6) is adjusted with the parameters defined in [27].

$$x_{IEC}(t) = A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \theta] + \sum_{h=2}^N a_h \cos[2\pi h f_0 t + \theta_h] \quad (14)$$

4.2. NRC proposed waveform

The National Research Council, which is the NMI of Canada, proposed a distorted sinusoidal waveform in [28,29]; specifying amplitude and phase for harmonics from the first and up to the 49th. Eq. (15) is derived from mathematical model in Eq. (6) as described in [33]. The parameter values are: $A = 1.0$, $f_0 = 60$ Hz, $\theta = 0$ radians and $N = 49$. The generated waveform has a THD of 15.4%. Table 2 shows the full set of parameters for the harmonic components a_h and θ_h of the waveform. The waveform originally described in the NRC library is graphically reproduced in Fig. 7 by using the proposed model of Eq. (6), when is adjusted with the parameters shown in [28,29].

$$x_{NRC}(t) = A \cdot \cos\left[2\pi f_0 t + \theta - \frac{\pi}{2}\right] + \sum_{h=2}^N a_h \cos[2\pi h f_0 t + \theta_h] \quad (15)$$

4.3. Flicker waveform used in NPL (UK) for calibration

A flicker event is produced by continuous variations of the supply voltage, non-correlated to the fundamental frequency. Non-correlated phenomena like a flicker, requires well-defined

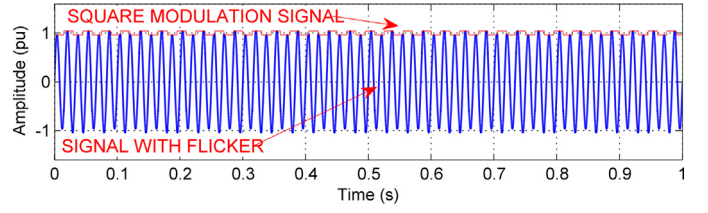


Fig. 8. Time-domain representation using the model of Eq. (6) of the NPL flicker waveform, including the modulation signal.

parameters such as: severity, DV/V, flicker frequency and duration of the event. The National Physical Laboratory, which is the NMI in the UK, proposed a reference waveform used for flicker calibration in [30]. The parameters selected are: flicker frequency 33.33 Hz and DV/V = 2.4 to use in model shown in Eq. (6). Additionally, it is well-known that the flicker is an event of long duration. It is important to notice that the flicker waveform described in [30] is obtained directly from Eq. (6) as stated in Eq. (16)

$$x_{NPL}(t) = A \cdot [1 + \delta_a(t)] \cdot [\cos(2\pi f_0 t + \theta)] \quad (16)$$

where δ_a is a square modulation given by Eq. (17)

$$\delta_a(t) = A_f \cdot \text{sgn}[\cos(2\pi f_f t + \theta_f)] \quad (17)$$

being A_f the amplitude of a square signal for modulation, directly related to the term DV/V. The function $\text{sgn}()$ is the well-known sign function. The modulation has a specific frequency of 33.33 Hz, represented by f_f . The modulation phase θ_f has 0 rads. The other parameters take the following values: $A = 1.0$, $f_0 = 60$ Hz, $\theta = 0$ rads. Fig. 8 depicts the time-domain representation of the NPL flicker waveform [30]. The parameters of the waveform are set up exactly as [30].

5. Modeling recorded waveforms

Three different real recorded waveforms are selected in order to compare waveforms obtained from the mathematical model in Eq. (6) with waveform in the literature. The selected waveforms are: (1) a recorded waveform from IEEE used in a workgroup during the development of a published standard [26], (2) a noisy recorded waveform of [26], and (3) a recorded waveform taken from a real power system node.

In each case, it is necessary to perform a previous tuning process for the mathematical model, which means that not all the parameters in Eq. (6) are used simultaneously.

5.1. IEEE recorded waveform wave5.xls from the open library IEEE 1159.2 Working Group [26]

The reference waveform is a recorded waveform of a real PQD from the IEEE 1159.2 working group [26]. This waveform contains 1536 samples of a real PQD event with a sampling frequency of 256 samples per cycle (15.36 kHz). The recorded waveform comprises 6 cycles of the fundamental frequency.

The mathematical model is adjusted using a semi-manual method. The model in Eq. (6) requires numeric values for the parameters that define the model. The method used for identifying the parameters is a traditional spectral analysis based on a Discrete Fourier Transform (DFT). The IEEE waveform is separated in 6 sections; each section corresponds to one fundamental cycle of the fundamental. The spectral analysis is made in every one of the six sections; it means that a single DFT is applied in each cycle of the fundamental recorded waveform. At the end of this analysis harmonic content is identified in each cycle of the recorded waveform.

Table 1
Amplitude, a_h , and phase values, θ_h for each harmonic distortion proposed in [27], for $h = 2$ to 40.

	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5	a_6/θ_6	a_7/θ_7	a_8/θ_8	a_9/θ_9	a_{10}/θ_{10}
a_{11}/θ_{11}	0.4700/0	1.0000/ π	0.1870/ π	0.4960/0	0.1300/0	0.3350/ π	0.1000/ π	0.1740/0	0.0800/0
0.1430/ π	a_{12}/θ_{12}	a_{13}/θ_{13}	a_{14}/θ_{14}	a_{15}/θ_{15}	a_{16}/θ_{16}	a_{17}/θ_{17}	a_{18}/θ_{18}	a_{19}/θ_{19}	a_{20}/θ_{20}
a_{21}/θ_{21}	0.0667/ π	0.0913/0	0.0571/0	0.0652/ π	0.0500/ π	0.0575/0	0.0444/0	0.0515/ π	0.0400/ π
0.0466/0	a_{22}/θ_{22}	a_{23}/θ_{23}	a_{24}/θ_{24}	a_{25}/θ_{25}	a_{26}/θ_{26}	a_{27}/θ_{27}	a_{28}/θ_{28}	a_{29}/θ_{29}	a_{30}/θ_{30}
a_{31}/θ_{31}	0.0364/0	0.0425/ π	0.0333/ π	0.0391/0	0.0308/0	0.0362/ π	0.0286/ π	0.0337/0	0.0267/0
0.0316/ π	a_{32}/θ_{32}	a_{33}/θ_{33}	a_{34}/θ_{34}	a_{35}/θ_{35}	a_{36}/θ_{36}	a_{37}/θ_{37}	a_{38}/θ_{38}	a_{39}/θ_{39}	a_{40}/θ_{40}
	0.0250/ π	0.0296/0	0.0235/0	0.0280/ π	0.0222/ π	0.0264/0	0.0211/0	0.0251/ π	0.0200/ π

Table 2
Amplitude, a_h , and phase values, θ_h for each harmonic distortion proposed in [33], for $h = 2$ to 49.

	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5	a_6/θ_6	a_7/θ_7	a_8/θ_8	a_9/θ_9	a_{10}/θ_{10}
a_{11}/θ_{11}	0.0122/-2.427	0.0212/-2.623	0.0253/-2.775	0.0604/-1.317	0.0246/2.021	0.0153/-0.829	0.0054/-0.684	0.0177/-2.181	0.0222/-2.506
0.0266/-1.040	a_{12}/θ_{12}	a_{13}/θ_{13}	a_{14}/θ_{14}	a_{15}/θ_{15}	a_{16}/θ_{16}	a_{17}/θ_{17}	a_{18}/θ_{18}	a_{19}/θ_{19}	a_{20}/θ_{20}
a_{21}/θ_{21}	0.0272/2.441	0.0128/-1.331	0.0036/0.064	0.0203/-1.956	0.0205/-2.239	0.0153/-0.642	0.0302/2.921	0.0169/-1.083	0.0033/2.401
0.0235/-1.766	a_{22}/θ_{22}	a_{23}/θ_{23}	a_{24}/θ_{24}	a_{25}/θ_{25}	a_{26}/θ_{26}	a_{27}/θ_{27}	a_{28}/θ_{28}	a_{29}/θ_{29}	a_{30}/θ_{30}
a_{31}/θ_{31}	0.0189/-2.110	0.0068/-0.322	0.0331/-2.954	0.0101/-0.754	0.0166/3.014	0.0249/-1.558	0.0166/-2.099	0.0016/-2.750	0.0347/-2.618
0.0133/-0.396	a_{32}/θ_{32}	a_{33}/θ_{33}	a_{34}/θ_{34}	a_{35}/θ_{35}	a_{36}/θ_{36}	a_{37}/θ_{37}	a_{38}/θ_{38}	a_{39}/θ_{39}	a_{40}/θ_{40}
a_{41}/θ_{41}	0.0162/-2.947	0.0242/-1.296	0.0146/-2.178	0.0078/-2.771	0.0344/-2.248	0.0090/0.350	0.0212/-2.534	0.0231/-0.925	0.0170/-2.190
0.0140/-2.354	a_{42}/θ_{42}	a_{43}/θ_{43}	a_{44}/θ_{44}	a_{45}/θ_{45}	a_{46}/θ_{46}	a_{47}/θ_{47}	a_{48}/θ_{48}	a_{49}/θ_{49}	
	0.0354/-1.980	0.0092/1.284	0.0278/-2.274	0.0212/-0.635	0.0225/-2.248	0.0180/-2.176	0.0325/-1.794	0.0113/2.132	

The second stage in the parametric identification corresponds to the evaluation of interharmonic content. The spectral analysis provides an approximation to the values of the interharmonic content, however, the identification of the interharmonic frequencies is made by hand.

If only harmonic and interharmonic content is taken into account for modeling the IEEE waveform according with Eq. (6), there is a difference that evidences that one oscillatory transient is in the original recorded waveform. The identification of the values in the transient event is made by hand when the model approach is compared with the original IEEE waveform, emphasizing on the duration of the transient event and also on the value of the decaying frequency. At this point, acceleration in the fundamental frequency is detected; the model of this acceleration is linear, and also included in the parametric identification.

It is possible to apply the construction method described in Section 2.1 and Section 3 of this paper once the parameters are estimated. The first step is the definition of the fundamental frequency at 60 Hz as shown in Eq. (18).

$$x_\alpha(t) = A \cdot \cos [2\pi f_0 t + \theta] \tag{18}$$

Where A , f_0 , and θ means the same than Eq. (7). The values are $A = 0.58$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = -0.8726$ rads.

The second step is to set the parameters for the harmonic distortion as stated in Eq. (19).

$$x_\beta(t) = x_\alpha(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos [2\pi h f_0 t + \theta_h] \tag{19}$$

The number of harmonics considered for each cycle are: 25 harmonics for the 1st cycle, 13 harmonics for the 2nd cycle, 100 harmonics for the 3rd cycle and 14 harmonics for the 4th, 5th and 6th cycles. All harmonics contain information of amplitude and phase. For sake of simplicity only the first four parameters for amplitude and phase in each cycle are used for defining Eq. (19) are shown in this paper. Table 3 summarizes the values of amplitude, a_h , and phase, θ_h for each fundamental cycle.

At the third step, an interharmonic non-correlated to the fundamental signal is included, as shown in Eq. (20).

$$x_\gamma(t) = x_\beta(t) + \sum_{k=1}^K b_k \cos [2\pi f_k t + \varphi_k(t)] \tag{20}$$

The function that defines the behavior of the phase of this waveform includes an initial phase and other component related with frequency acceleration. This behavior is approached in Eq. (21):

$$\varphi_k(t) = \varphi_{k0} + \pi t^2 \cdot R_{kf} \tag{21}$$

There are two interharmonic components identified. The values of the parameters in Eq. (20), and in Eq. (21) are: $K = 2$; $b_1 = 0.025$; $b_2 = 0.015$; $f_k = [55$ Hz, 50 Hz]; $\varphi_{10} = 0.9948$ rads; $\varphi_{20} = \pi$ rads; $R_{1f} = 103$ Hz/s; $R_{2f} = 205$ Hz/s.

Finally, at the fourth step, a transient PQD is added to the waveform as stated in Eq. (22).

$$x_{IEEE}(t) = x_\gamma(t) + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot e\left[-\frac{t - \alpha_m}{\tau_m}\right] \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m) \tag{22}$$

The parametric vales used in Eq. (22) are: $M = 1$; for $m = 1$ $f_1 = 1.095$ kHz; $c_1 = 0.06354$; $\psi_1 = -\pi$ rad; $\alpha_1 = 45.99$ ms; $\beta_1 = 46.44$ ms, and $\tau_1 = 455$ μ s.

Fig. 9 shows the comparison in the time-domain between the recorded waveform and the synthetic waveform constructed with the proposed method. Fig. 10(a) depicts the original waveform from the original recorded library and Fig. 10(b) shows the waveform as synthesized by the model of Eq. (22). Additionally, Fig. 10(c) depicts the difference between the original and the synthetic waveforms, showing that there is a deviation having a mean of 0.26% and a standard deviation of $\pm 1.01\%$.

5.2. IEEE recorded waveform wave14a.xls from the open library IEEE 1159.2 Working Group [26]

The second case of study is also a recorded waveform of a real PQD from the IEEE 1159.2 working group [26]. This library contains 1536 samples of a real PQD event with the sampling frequency of 256 samples per cycle (15.36 kHz). The recorded waveform comprises 6 cycles of the fundamental frequency.

The mathematical model is adjusted using a semi-manual method applying the same methodology described in Section 5.1 in this paper. The IEEE waveform is separated into 6 sections; each section corresponding to one fundamental cycle of the fundamental. The spectral analysis is made in every one of the six sections.

Table 3
Values of amplitude and phase for Eq. (19) during each cycle of the fundamental frequency.

Cycle number	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5
1	0.000380/−2.97812	0.007654/0.9973	0.001023/−2.0677	0.009953/−1.8549
2	0.004843/−1.9103	0.005987/−2.7906	0.002352/−0.4409	0.007729/−1.8795
3	0.006032/1.0582	0.012483/2.1829	0.020848/−2.7129	0.019175/−1.8523
4	0.012110/1.3251	0.018599/−3.1367	0.033583/−1.4427	0.006851/−0.6405
5	0.009229/1.2868	0.022149/−3.1362	0.026344/−1.2486	0.012628/−0.5070
6	0.009917/1.4739	0.022153/3.1240	0.024385/−1.2064	0.011017/−0.4135

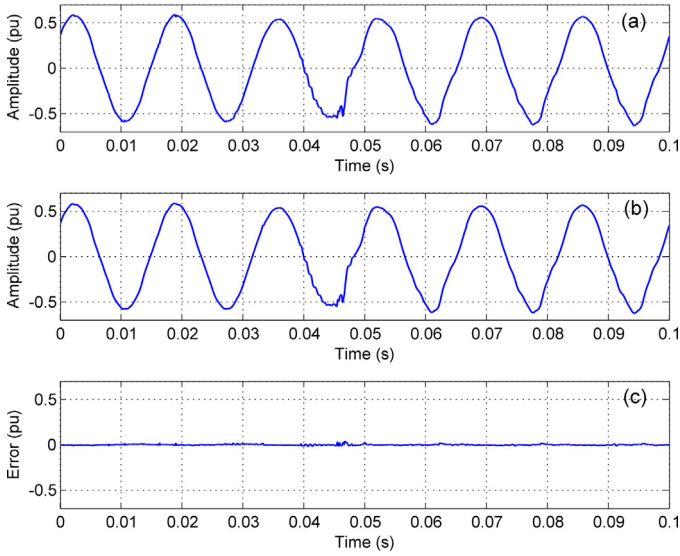


Fig. 9. IEEE 1159.2 recorded waveform: (a) Time-domain recorded waveform, (b) Time-domain model-based waveform, (c) Time-domain difference.

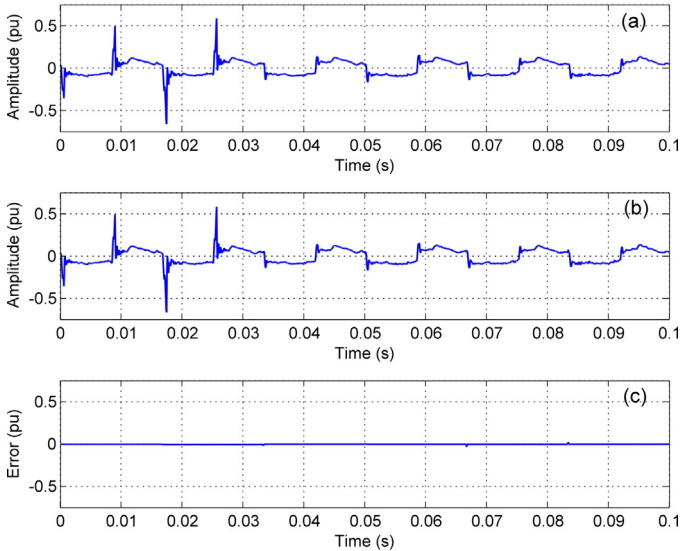


Fig. 10. Real field-recorded waveform case: (a) Time-domain original recorded waveform, (b) Time-domain model-based waveform, (c) Time-domain difference.

The second stage in the parametric identification corresponds to the evaluation of the behavior of the resulting difference between waveforms, the recorded waveform, and the model-based waveform when only harmonic content is added. The resulting behavior is approximated with a Gaussian noise function.

The first step in waveform construction process is the definition of the fundamental frequency at 60 Hz in Eq. (23)

$$x_{\alpha 2}(t) = A \cdot \cos [2\pi f_0 t + \theta] \quad (23)$$

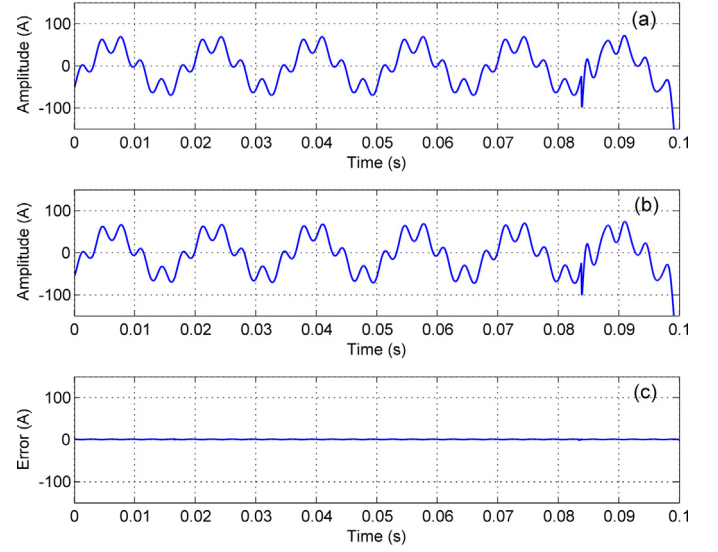


Fig. 11. Real field-recorded waveform case: (a) Time-domain original recorded waveform, (b) Time-domain model-based waveform, (c) Time-domain difference.

where A , f_0 , and θ means the same than Eq. (7). The values are $A = 0.1067$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = 1.6542$ rads.

The second step is to set the parameters for the harmonic distortion as stated in Eq. (24).

$$x_{\beta 2}(t) = x_{\alpha 2}(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos [2\pi h f_0 t + \theta_h] \quad (24)$$

The number of harmonics considered for all cycles are: 128 harmonics. All harmonics contain information of amplitude and phase. For sake of simplicity only the first four harmonic parameters for amplitude and phase are shown in this paper. Table 4 summarizes the estimated values for Eq. (24) in amplitude, a_h , and phase, θ_h .

At the third step, one component related with Gaussian noise is added as stated in Eq. (25).

$$x_{IEEE-2}(t) = x_{\beta 2}(t) + n(t, x_0, \sigma) \quad (25)$$

Where the Gaussian noise function is identified by two parameters: a mean value $x_0 = -0.0017$ and its standard deviation $\sigma = \pm 0.0019$.

Fig. 10 shows the comparison in the time-domain between the recorded waveform and the synthetic waveform constructed with the proposed method. Fig. 11(a) depicts the original recorded waveform from IEEE and Fig. 11(b) shows the waveform as synthesized by the model of Eq. (25). Additionally, Fig. 11(c) depicts the difference between the original and the synthetic waveforms; the error has a mean of 1% and a standard deviation of $\pm 1\%$.

5.3. Recorded waveform from a real power system

The waveform of this case of study was recorded during the startup of an arc furnace in a given power system node. The acquisition sampling rate is 15.35 kHz, giving 256 samples per cycle during

Table 4
Values of amplitude and phase for Eq. (24) during each cycle of the fundamental frequency.

Cycle number	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5
1	0.0069/−2.8341,	0.0241/2.0987	0.0053/0.1859	0.0331/1.8674
2	0.0169/−2.9101	0.0459/2.0860	0.0101/1.2406	0.0476/1.7679
3	0.0120/−2.4419	0.0176/1.4400	0.0064/0.1103	0.0183/1.3176
4	0.0138/−2.3459	0.0208/1.4693	0.0076/0.2003	0.0198/1.4036
5	0.0119/−2.6907	0.0198/1.2771	0.0081/0.3893	0.0167/1.2261
6	0.0139/−2.6826	0.0189/1.1945	0.0085/0.5020	0.0167/1.1933

Table 5
Values of amplitude and phase for Eq. (26) during each cycle of the fundamental frequency.

Cycle number	X_{DC}	a_2/θ_2	a_3/θ_3	a_4/θ_4	a_5/θ_5
1	1.7607	0.1417/0.4876	0.2187/2.0398	0.2870/−2.7726	22.5213/−2.0773
2	1.8694	0.0577/1.3622	0.2760/2.5157	0.4031/−1.7170	22.6085/−1.9583
3	1.8694	0.0577/1.3622	0.2760/2.5157	0.4031/−2.7170	22.6085/−1.9583
4	1.8694	0.0577/1.3622	0.2760/2.5157	0.4031/−2.7170	22.6085/−1.9583
5	1.9863	0.1633/−1.2320	0.0600/−2.2736	0.2959/−1.7933	22.4658/−1.9439
6	23.3645	19.3850/−2.7737	15.3887/−2.5223	15.5349/−2.4408	36.1533/−2.0797

100 ms of the testing run using a 16-bit ADC, which comprises 6 cycles of the signal.

In order to identify the parameters of the model in Eq. (6) the process is similar to the cases shown in Sections 5.1, and 5.2. The identification process includes the separation of the recorded waveform in six stages. The first approximation uses the DFT spectral analysis for defining the harmonic content. The second process includes interharmonic content identification. Using the estimates values for harmonic content and for interharmonic content it is possible to reach deviations within 1% of accuracy.

The construction of the mathematical model based on Eq. (6) is developed in three steps.

The first step is the definition of the fundamental frequency at 60 Hz in Eq. (26)

$$x_{\alpha 3}(t) = X_{DC} + A \cdot \cos [2\pi f_0 t + \theta] \quad (26)$$

where A , f_0 , and θ means the same than Eq. (7). The values are $A = 53$, $f_0 = 60$ Hz, and $\theta = -2.421$ rads.

The second step is to set the parameters for the harmonic distortion as stated in Eq. (27).

$$x_{\beta 3}(t) = x_{\alpha 3}(t) + \sum_{h=2}^N a_h \cos [2\pi h f_0 t + \theta_h] \quad (27)$$

The number of harmonics considered for each cycle are: 10 harmonics for the first 5 cycles, whereas 100 harmonics are used for the 6th cycle. All harmonics contain information of amplitude and phase. For sake of simplicity only the first four parameters of amplitude and phase in each cycle are shown in this paper. Table 5 summarizes the values of amplitude, a_h , and phase, θ_h .

The value of the DC component of the recorded waveform is significant compared to the other cases, up to the 5th cycle the value of the DC component is almost constant, for the 6th cycle the DC component increases its value 20 times the original one, it is inferred that the arc furnace started in this cycle.

At the third step, an interharmonic non-correlated to the fundamental signal is included in Eq. (28).

$$x_{\gamma 3}(t) = x_{\beta 3}(t) + b_k \cos [2\pi f_k t + \varphi_k] \quad (28)$$

There is one interharmonic component identified. The values of the parameters in Eq. (27) are: $b_k = 9$; $f_k = 302$ Hz; $\varphi_k = \pi/4$ rads.

Fig. 11 depicts the comparison in the time-domain between the recorded waveform and the synthetic waveform that it is obtained from the proposed model when using the parameter settings summarized in Table 5. Fig. 11(a) shows the original waveform from the

real power system and Fig. 11(b) depicts the waveform as synthesized by the model. Additionally, Fig. 11(c) illustrates the difference between the original and the synthetic waveforms, there is a deviation with a mean of 0.84% and a standard deviation of $\pm 0.52\%$.

6. Discussion

The aim of this work is to define a mathematical model that represents different dynamic waveforms, including simultaneous PQD. With the model defined in Eq. (6), it is possible to accurately achieve parametric models that represents physical phenomena in power systems. The methodology developed for constructing waveforms is feasible of being applied in engineering environments just like the electrical utilities.

The proposed model is capable of reproducing waveforms with a minimum error, where the PQD parameters are fully defined. There are well-defined PQD references that can be reproduced as seen in Section 4.1 for the IEC waveform [27], Section 4.2 for the NRC waveform, [28,29]; and Section 4.3 for the NPL flicker waveform, [30]. These standard waveforms are used as PQD references for international standardization, equipment calibration, and for PQ analysis in some National Metrology Institutes worldwide.

When the parameters of the model are not previously known or predefined, like in recorded waveforms, then the model fitting becomes a parameter identification problem. For the cases shown in Sections 5.1–5.3, the chosen methodology for modeling the recorded waveform is to apply classical signal processing techniques in order to estimate the value of the parameters to fit the recorded waveforms into Eq. (6). Once these parameters are estimated, the model is adjusted to reproduce the waveforms. The results show an agreement between the mathematical model and the reference libraries. For those references that provide the exact value of parameters, differences are almost zero. For those recorded waveforms of a given node in a power system, differences are within 1%, which can be further reduced if optimization techniques are used to improve the parameter identification.

The accuracy of this adjustment depends exclusively on how precise the parametric identification process is. In this work the process of identifying parameters is made by spectral analysis in combination with a semi-manual analysis of the behavior of differences between the recorded waveforms and the model-based waveform. This last parametric identification relays directly on the expertise of the authors. The accuracy of the model is related to the process of selecting and identifying the whole set of different PQD and their parameters that a given recorded waveform contains. The computational burden is almost negligible because the

semi-manual process is made in a post-processing stage, the computational resources are not critical due the fact that one part of the identification of parameters relies on classic processing techniques, *i.e.* DFT. The other part of the parameter identification relies directly on the expertise of the user. The aim of this work is focused in provide a mathematical model capable of representing multiple simultaneous PQD. Using the proposed model and the constructing methodology, it is possible to reproduce waveforms from standards and also from recorded waveforms in power systems. The identification process of parameters in this work is aimed to explore the capability of the proposed model to be fitted in different scenarios and not as an optimal solution for parametric identification in waveforms.

If the accuracy is a key feature when PQ waveforms are modeled, then an automatic method is required for parametric identification. There are efforts in that direction, for instance in [34], a method based on micro-genetic algorithms for detecting and classifying electric power disturbances is addressed. The method proposed in this reference is capable of detecting and classifying several PQD at one single step automatically. In this work, some PQD cases are explored such as: sag events, swell, unbalance, among other amplitude related disturbances. The methodology proposed in [34] can be extended to different PQD if these events can be parameterized into a mathematical model taking into account the advantages of the micro-genetic algorithms. The scheme proposed in [34] achieves results within 5% of accuracy with reduced computational resources when these resources are compared to other approaches.

The proposed method for modeling waveforms is prepared for dynamic cases where the parameters are either time variant or completely non-periodic. It is possible to expand the model to waveforms that may contain dynamic PQD such as: simultaneous modulation of amplitude and phase, fluctuant harmonics, interharmonics near to the value of the fundamental frequency, for behavior related to non-linear electrical loads, for dynamic off-nominal conditions in islanding conditions, and so on, even in the case when the acquisition of the waveforms is subject to noise in non-clearly repetitive patterns. When real waveforms are recorded, it is possible that they contain non-periodic patterns; in that case, the proposed mathematical model is able of responding to this challenges if the constructing process for any waveform is applied as shown in this paper, and even more important, if the fitting process is developed using more sophisticated analysis tools in order to accurately estimating the parameters in the model. The model considers a section for non-correlated components with not-Gaussian nature; this section is able to be extended to those patterns and disturbances.

Even for cases where no periodic noise is added into the acquiring systems. In this last dynamic cases, the complexity for the identification process grows while the identification process is semi-manual, in fact it is expected a more complex identification process when the fitting process include time variant or non-periodic behaviors in the waveforms.

7. Conclusions

The proposed methodology is capable of adjusting a mathematical model aiming to represent various types of PQD, when the parameters of a given waveform are known *a priori*; and also when the waveform is obtained from a real recorded sampled signal. This represents a key feature of the proposed model if it is used in PQ analysis applications. The proposed methodology is broadly inclusive due to the way it can reproduce a wide number of simultaneous PQD from a single analytical expression. This model is a generalization of the major models already in use for PQD and PQ analysis.

Three different sets of results are obtained. First, it is demonstrated the step-by-step construction of a synthetic waveform with several simultaneous PQD. Then, the model is used to reproduce waveforms defined in standard libraries from the parameter definition of the PQD described in those libraries. The model is adjusted to reproduce recorded waveforms from real power systems. In the case of recorded waveforms, an additional problem of parameter identification arises, requiring further development of optimization techniques for improving the parameter identification to better fit those waveforms into the proposed model. Future work includes the development of these automatic tools oriented to optimize the parameters of the proposed model to fit recorded waveforms and minimizing the resultant error.

Acknowledgements

The authors would like to thank to the Centro Nacional de Metrología (CENAM), Mexico, for providing the facilities to develop this research work and to the program SIDEPRO of CENAM for their invaluable support.

References

- [1] V.V. de Araujo, R. Acosta-Hernandez, E. Simas, A. de Oliveira, W.L.A. de Oliveira, Dedicated hardware implementation of a high precision power quality meter, 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) (2015) 393–398.
- [2] M. Valtierra-Rodríguez, R.J. Romero-Troncoso, R.A. Osornio-Rios, A. Garcia-Perez, Detection and classification of single and combined power quality disturbances using neural networks, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61 (5) (2014) 2473–2482.
- [3] D. Granados-Lieberman, R.J. Romero-Troncoso, R.A. Osornio-Rios, A. Garcia-Perez, E. Cabal-Yepez, Techniques and methodologies for power quality analysis and disturbances classification in power systems: a review, *IET Gener. Transm. Dis.* 5 (4) (2011) 519–529.
- [4] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto, IEC 61000-4-7 (2002).
- [5] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–11: Testing and measurement techniques – Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests, IEC 61000-4-11 (2004).
- [6] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–15: Testing and measurement techniques – Flickermeter – Functional and design specifications, IEC 61000-4-15 (2010).
- [7] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–30: Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods, IEC 61000-4-30 (2015).
- [8] Voltage characteristics of electricity supplied by public distributions systems, BS EN 50160 (2000).
- [9] P. Thakur, A.K. Singh, Unbalance voltage sag fault-type characterization algorithm for recorded waveform, *IEEE Trans. Power Deliv.* 28 (2) (2013) 1007–1014.
- [10] M.R. Alam, K.M. Muttaqi, A. Bouzerdoum, A new approach for classification and characterization of voltage dips and swells using 3-D polarization ellipse parameters, *IEEE Trans. Power Deliv.* 30 (3) (2015) 1344–1353.
- [11] G.A. Kyriazis, P.M. Ramos, A. Cruz-Serra, Bayesian and least-squares algorithms for estimating signal harmonics: a comparative study, *Elsevier Meas.* 45 (9) (2012) 2203–2212.
- [12] D. Belega, D. Dallet, D. Slepicka, Accurate amplitude estimation of harmonic components of incoherently sampled signals in the frequency domain, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 59 (5) (2010) 1158–1166.
- [13] C. Matthews, P. Clarkson, P.M. Harris, W.G.K. Ihlenfeld, P.S. Wright, Evaluation of flicker measurement uncertainties by a Monte Carlo method, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 60 (7) (2011) 2255–2261.
- [14] M.H.J. Bollen, I.Y.H. Gu, Origin of power quality variations, in: *Signal Processing of Power Quality Disturbances*, 1st ed., IEEE Press, John Wiley & Sons Inc., New York, 2006, pp. 41–161.
- [15] A.J. Arana, J.N. Bank, R.M. Gardner, L. Yil, Estimating speed of frequency disturbance propagation through transmission and distribution systems, *PSCE '06. 2006 IEEE PES Power Systems Conference and Exposition (2006)* 1286–1290.
- [16] N. Nimpitiwan, G. Heydt, R. Ayyanar, J. Blevins, K. Koellner, K. Kittredge, M. Chandler, The propagation of disturbances in power distribution systems, 2003 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (2003).
- [17] T. Radil, P.M. Ramos, F.M. Janeiro, A. Cruz Serra, PQ monitoring system for real-time detection and classification of disturbances in a single-phase power system, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 57 (8) (2008) 1725–1733.
- [18] P.K. Dash, K.B. Panigrahi, D.K. Sahoo, G. Panda, Power quality disturbance data compression, detection, and classification using integrated spline wavelet and S-transform, *IEEE Trans. Power Deliv.* 18 (2) (2003) 595–600.

- [19] C. Muscas, Power quality monitoring in modern electric distribution systems, *IEEE Instrum. Meas. Mag.* 13 (5) (2010) 19–27.
- [20] Y. Huang, Y. Liu, Z. Hong, Detection and location of power quality disturbances based on mathematical morphology and hilbert-huang transform, 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments 2009. ICEMI '09 (2009) 2–319–2–324.
- [21] D. Granados-Lieberman, M. Valtierra-Rodríguez, L. Morales-Hernandez, R.J. Romero-Troncoso, R.A. Osornio-Rios, A Hilbert transform-based smart sensor for detection, classification, and quantification of power quality disturbances, *Sensors* 13 (2013) 5507–5527.
- [22] M. Kezunovic, A. Yuan Liao, A novel software implementation concept for power quality study, *IEEE Trans. Power Deliv.* 17 (2) (2002) 544–549.
- [23] A.J. Roscoe, I.F. Abdulhadi, G.M. Burt, P and M class phasor measurement unit algorithms using adaptive cascaded filters, *IEEE Trans. Power Deliv.* 28 (3) (2013) 1447–1459.
- [24] S. Khokhar, A.A. Mohd Zin, A.S. Mokhtar, N. Ismail, MATLAB/Simulink based modeling and simulation of power quality disturbances, 2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON) (2014) 445–450.
- [25] A. Pavas, H. Torres-Sánchez, A. Delgado, A novel approach for the simulation of power quality stationary disturbances in electric power systems, 2010 14th International Conference on in Harmonics and Quality of Power (ICHQP) (2010) 1–9.
- [26] IEEE 1159.2 Working Group, Test waveforms, wave5. xls. [Online]. Available: grouper.ieee.org/groups/1159/2/testwave.html.
- [27] IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase).
- [28] R. Arseneau, P. Filipski, A calibration system for evaluating the performance of harmonic power analyzers, *IEEE Trans. Power Deliv.* 10 (3) (1995) 1177–1182.
- [29] R. Arseneau, P. Filipski, An efficient test method for harmonic measurement equipment, *Proceedings. 8th International Conference on in Harmonics and Quality of Power Proceedings* (1998) 233–237.
- [30] NPL Power Quality Waveform Library, 'flicker waveforms', available on-line: http://resource.npl.co.uk/waveform/datafiles/flicker_waveform_library.pdf (accessed on august 2015).
- [31] S. Herraiz-Jaramillo, G.T. Heydt, E. O'Neill-Carrillo, Power quality indices for aperiodic voltages and currents, *IEEE Trans. Power Deliv.* 15 (2) (2000) 784–790.
- [32] Fluke Multifunction Calibrator 5520A PQ Opt. Service Manual, Table 9. 7–8, available on line: http://us.flukecal.com/products/obsolete-products/5520a-high-performance-multi-product-calibrators-0?quicktabs_product_details=4#quicktabs_product_details (2001).
- [33] Fluke Multifunction Calibrator 5520A PQ Opt. Service Manual, Table 12. 11–12, available on line: http://us.flukecal.com/products/obsolete-products/5520a-high-performance-multi-product-calibrators-0?quicktabs_product_details=4#quicktabs_product_details (2001).
- [34] A.Y. Jaen-Cuellar, L. Morales-Vazquez, R.J. Romero-Troncoso, D. Morínigo-Sotelo, R.A. Osornio-Rios, Micro-genetic algorithms for detecting and classifying electric power disturbances, *Neural Comput. Appl.* (2016), <http://dx.doi.org/10.1007/s00521-016-2355-z>.

Hybrid Approach Based on GA and PSO for Parameter Estimation of a Full Power Quality Disturbance Parameterized Model

Marco Antonio Rodriguez-Guerrero, Arturo Y. Jaen-Cuellar,
Rene D. Carranza-Lopez-Padilla, *Member, IEEE*, Roque A. Osornio-Rios, *Member, IEEE*,
Gilberto Herrera-Ruiz ^{ib}, and Rene de J. Romero-Troncoso ^{ib}, *Senior Member, IEEE*

I. INTRODUCTION

Abstract—Power quality (PQ) and PQ disturbances (PQD) are relevant for the industry due to the implied costs in most industrial processes. Besides, it is necessary to maintain the quality standards of the electrical grid to avoid damages in the equipment that is connected to the grid. Due to the nature and characteristics of the PQD present in the voltage and current signals, several studies have focused on detecting and classifying particular disturbances, or simple combinations between two or three of them, without presenting a methodology that describes all of them automatically. Hence, this paper proposes a hybrid approach integrating genetic algorithms (GA) and particle swarm optimization (PSO) with other techniques that make use of their individual capabilities to automatically find a wide range of PQD present in a voltage or current signal, regardless of their nature. To achieve this hybrid approach parameterization, a full PQD model is adopted to automate the search of every one of their parameters. The proposed approach is validated through synthetic signals, real data from the IEEE data base, and through data readings from a real process. A comparison using other recent heuristic techniques is made to show the robustness of the proposed hybrid approach.

Index Terms—Genetic algorithms (GA), heuristic algorithms, parameter estimation, particle swarm optimization (PSO), power quality (PQ).

POWER quality (PQ) has been a major topic for research due to the relevance in energy generation and distribution [1], [2]. The capabilities in detecting and measuring the power abnormalities are useful to determine how electric equipment is affected by the electric grid contents and by the actions that can be taken to keep the source as pure as possible [3]–[5]. The PQ analysis is recently a major research topic due to the integration of renewable energy sources as well as the increasing adoption of distributed generation in power systems, especially in distribution networks [6], [7]. This scenario represents new technical problems for the utilities and researchers worldwide. There are challenges in PQ issues such as modeling, detecting, classifying, monitoring, or measuring disturbances in power systems. The technical issues are typically separated by the nature of the PQ event, i.e., sags and swells [8], [9], harmonics [10]–[12], transients [13], [14], small angle phase measurements [15], flicker [16], etc. Studies in PQ still represent an area of opportunity since PQ detection and classification is performed through a wide variety of methodologies; as a result, several models have been proposed [17], [18]. Besides, the abnormalities present in the electric grid, known as PQ disturbances (PQD), are treated as separated phenomena or mostly as a combination of some of them [19]. Even when considering a generalized parametric model that represents most of the PQD, which is so far the most complete that has been reported, this model contains very complex analytical expressions [20].

In the last years, several relevant works dealing with the PQ analysis have been presented using different approaches. A power disturbance is considered as any behavior that differs from a specified signal, typically a pure sine waveform [21]; consequently, a number of works are focused on the detection and classification of PQD. For instance, in [22], a pattern recognition scheme is used as an intelligent method to provide feature information of the input signal; however, only combinations of voltage sag/swell with harmonic content are considered. In the meantime, in [23], heuristic algorithms and space transform methods are used in the classification of single and combined PQD, but mostly only combinations of two electric events are considered. The proposed approach was validated by simulation, but no modeling of the disturbances is presented. Regarding the

Manuscript received March 6, 2017; revised June 11, 2017 and July 31, 2017; accepted August 15, 2017. Date of publication August 24, 2017; date of current version March 1, 2018. This work was supported in part by FOMIX QUERETARO-2014-C03-250269, in part by SEP-CONACyT 222453-2013, and in part by DAIP grant 733/2016, Universidad de Guanajuato. Paper no. TII-17-0319. (*Corresponding author: Rene de J. Romero-Troncoso.*)

M. A. Rodriguez-Guerrero and R. D. Carranza-Lopez-Padilla are with the Centro Nacional de Metrología, El Marqués 76246, Mexico (e-mail: mrodrigu@cenam.mx; rcarranz@cenam.mx).

A. Y. Jaen-Cuellar, R. A. Osornio-Rios, and G. Herrera-Ruiz are with the HSPdigital-CA Mecatrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro, San Juan del Río 76807, Mexico (e-mail: ayjaen@hspdigital.org; Member raosornio@hspdigital.org; gherrera@uaq.mx).

R. de J. Romero-Troncoso is with the HSPdigital-CA Telemática, DICIS, Universidad de Guanajuato, Salamanca 36700, Mexico (e-mail: troncoso@hspdigital.org).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TII.2017.2743762

heuristic techniques, the firefly algorithms (FAs) are recently used for PQ enhancement in distribution systems, to mitigate the negative effects in the PQ by applying active power conditioners, and classification problems [24]–[26]. Also, the ant colony optimization is used in a PI control to optimize the PQ in shunt active power filters [27]. Treating the PQ classification, the combination of wavelet transform (WT) and support vector machines is presented in [28]; however, this approach does not consider only particular PQ events. Likewise, in [29], a neural network and smart meters were applied to make the classification of PQD with the objective of achieving the balance between the computing effort and the efficiency of the proposed algorithm. On the other hand, a methodology designed for PQD feature extraction is presented in [30], where independent component analysis is used to separate a signal having PQD content with the purpose of providing more specific information of the input signal. Related to PQD characterization in [31], a fast variant of the S-transform is presented for extracting spectral characteristics of nonstationary signals. This algorithm allows recognizing PQD events with simple decision rules. All the aforementioned approaches make detection and classification of PQD by performing feature extraction or parameter characterization, but they are limited to single PQD representation and at most the combination of two PQD. Yet, few works propose the modeling of such PQD events with alternative purposes, for example, PQD reproduction. Regarding this topic, a new methodology for waveform modeling is presented in [20], where most of the PQD can be defined by an analytical expression. This expression could be useful in PQD reproduction in a synthetic way for calibration purposes or for developing control methodologies against PQD events. However, the parameters of the analytical expression have to be adjusted manually, which is a disadvantage because it limits its applicability. It would be desirable to develop a methodology to automatically fit a numerical value to such parameters with high fidelity.

The contribution of this work is the proposal of a new hybrid approach that integrates two nature-inspired methods such as the genetic algorithms (GA) and the particle swarm optimization (PSO) with space transform techniques and statistical procedures, to automatically estimate the parameters of a generalized analytical model that describes a wide variety of PQD. The model used is defined in four terms to analytically describe the PQD through several parameters, including disturbances related to changes in the signal amplitude, harmonic contents or interharmonic contents, transient events, and additive Gaussian noise. The proposed hybrid approach processes a voltage or current input signal and performs its decomposition in order to analyze it term by term. The model parameters are estimated by minimizing the error between the original signal under analysis and the parameterized signal from the analytical model, no matter whether the signal contains one or several PQD. The hybrid approach is validated by using synthetic signals, real signals taken from the IEEE standard data base, and real signals from the field. A comparison between the input signal and the parameterized model is performed to estimate the fitness obtained with the proposed hybrid methodology.

II. THEORETICAL BACKGROUND

A. Full Parameterized PQD Model Adopted

In this work, the proposed hybrid approach uses as basis the generalized analytical parameterized model presented by [20], which is aimed to reproduce simultaneous PQD, as stated in the following equation, and is a parametric expression that is able to reproduce a wide variety of PQD with different natures:

$$\begin{aligned}
 x(t) = & X_{dc} + A \cdot [1 + \delta(t)] \left\{ \cos [2\pi f_0(t)t + \theta_1(t)] \right. \\
 & + \left. \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos [2\pi h f_0(t)t + \theta_h(t)] \right\} \\
 & + \sum_{k=1}^K b_k(t) \cos [2\pi f_k(t)t + \varphi_k(t)] \\
 & + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \\
 & \cdot \exp [-(t - \alpha_m) / \tau_m] \cos (2\pi f_m t + \psi_m) \\
 & + n(t, x_0, \sigma) + \mu(t). \tag{1}
 \end{aligned}$$

It is possible to reproduce a synthetic waveform $x(t)$ by adding seven different analytical terms consecutively, as follows: the first term is a superimposed component X_{dc} ; the second term of the model has a parameter that controls the behavior of the amplitude $A \cdot [1 + \delta(t)]$, in a fundamental component with frequency $f_0(t)$, amplitude A , and time-variant phase $\theta_1(t)$; the third analytical term corresponds to correlated harmonic distortion, which includes time-variant amplitude $a_h(t)$ and phase $\theta_h(t)$; the fourth term refers to noncorrelated frequency components, which have time-variant amplitudes $b_k(t)$, phase $\varphi_k(t)$, and frequencies $f_k(t)$; the fifth term of the model is related to fast transients, short-time transients, between two time marks α_m and β_m , and these transients include coefficients with amplitude c_m and they have an exponential or an oscillatory decaying behavior τ_m , the decay has a rate defined by a single frequency f_m ; the sixth term describes Gaussian noise defined in two parameters: the statistical mean x_0 and the standard deviation σ ; finally, the seventh term models non-Gaussian noise as a time-variant function. The main feature of (1) is the robustness associated with its capability of representing and reproducing stationary signals by fixing the value of some parameters as constants as well as its capability of reproducing and handling dynamic and nonstationary signals that suddenly change the values of the parameters for a wide number of simultaneous PQD. The model of (1) summarizes a considerable number of different PQD present in real power systems, allowing reproducing synthetically waveforms, which can be used for generating accurate digital benchmarks for several applications related to the PQ analysis. However, in this paper, this adopted model has been slightly adjusted to consider all the phases and frequencies as time-invariant; besides, non-Gaussian noise is not considered. The model is structured in four parts presented through (2)–(5). In the first part of the model, $x_1(t)$ refers to those phenomena

that are related to changes in amplitude and harmonic content:

$$x_1(t) = A \cdot [1 + \delta(t)] \left[\cos(2\pi f_0 t + \theta_1) + \sum_{h=2}^N a_h(t) \cos(2\pi h f_0 t + \theta_h) \right]. \quad (2)$$

From (2), A is the peak amplitude of the signal; $\delta(t)$ is a time-dependent function representing amplitude disturbances such as oscillations, sags, swells, and interruptions; f_0 is the fundamental frequency; θ_1 is the phase of the fundamental component; t is the independent variable of time; h is the index value of the h th harmonic up to N ; $a_h(t)$ is the time-dependent amplitude factor for the h th harmonic component correlated to the fundamental; and finally, θ_h is the h th harmonic phase value. The second approximation of the general model is stated as

$$x_2(t) = x_1(t) + \sum_{k=1}^K b_k(t) \cos(2\pi f_k t + \varphi_k). \quad (3)$$

From (3), $x_2(t)$ includes (2) in the form of $x_1(t)$; k is the index value of the k th spectral component that is not correlated to the fundamental frequency (interharmonic) up to K ; f_k is the k th frequency of the k th component that is not an exact multiple of the fundamental frequency; $b_k(t)$ is the time-dependent amplitude envelop of the k th spectral component that is not correlated to the fundamental frequency; and φ_k is the phase corresponding to the k th noncorrelated spectral component. The previous approximations and the transient phenomena of the signal are represented as follows:

$$x_3(t) = x_2(t) + \sum_{m=1}^M c_m [u(t - \alpha_m) - u(t - \beta_m)] \cdot \exp[-(t - \alpha_m)/\tau_m] \cdot \cos(2\pi f_m t + \psi_m). \quad (4)$$

Here, $x_3(t)$ includes (3) in the form of $x_2(t)$; $u(t)$ is the Heaviside step function; α_m and β_m are parameters that define when the transient begins and ends; c_m , f_m , ψ_m are the amplitude, frequency, and phase values, respectively, which correspond to the m th transient; and finally, τ_m is the decay rate of the transient. The final form of the parameterized approximation for modeling PQD is stated as

$$x_4(t) = x_3(t) + n(t, x_0, \sigma). \quad (5)$$

In this equation, $x_4(t)$ includes (4) in the form of $x_3(t)$; $n(t, x_0, \sigma)$ corresponds to the additive random Gaussian noise, characterized by a mean value x_0 , and a standard deviation σ .

The adjustments to the original model only imply the reduction in the number of PQD that can be analyzed from the full range of disturbances that can be represented originally, but they do not affect the essence of the model nor induce errors in the proposed methodology for the analyzed power disturbances. Technically speaking, all the PQD are from the original model, but considered with fixed frequency and fixed phase, without the first and last terms described in (1) referring to non-Gaussian noise and the superimposed component.

B. Hilbert–Huang Transform (HHT)

The Hilbert–Huang transform (HHT) is a mathematical tool used to track an enveloping signal, being able to describe the amplitude changes of a given waveform. This technique is described by [32] and given as

$$x_{\text{HT}} = x(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (6)$$

$$X_{\text{HT}}(\Omega) = -j \operatorname{sgn}(\Omega) X(\Omega) \quad (7)$$

$$z(t) = x(t) + j x_{\text{HT}}(t) = A_{\text{env}}(t) \exp(j\theta(t)) \quad (8)$$

$$A_{\text{env}}(t) = \sqrt{x(t)^2 + x_{\text{HT}}(t)^2} \quad (9)$$

$$\theta_{\text{env}}(t) = \tan^{-1} \left[\frac{x_{\text{HT}}(t)}{x(t)} \right]. \quad (10)$$

Equation (6) is the Hilbert transform of a real signal $x(t)$ with its equivalent Fourier transform presented in (7). A shifting effect of $x(t)$ by $\pm 90^\circ$ for the negative and positive frequency components is given by $-j \operatorname{sgn}(\Omega)$. The practical calculation of the HHT is through the analytical signal $z(t)$ presented in (8), where $A_{\text{env}}(t)$ is the envelop signal of $x(t)$ as stated in (9) and $\theta_{\text{env}}(t)$ is the instantaneous phase of $x(t)$ as stated in (10).

C. Wavelet Transform (WT)

In this work, the WT is applied to obtain the parameters of an input signal at different frequencies, by making a signal separation into their different components. According to [33], a wavelet is a small wave with oscillatory condition from which the wavelet functions are generated by using a prototype mother wavelet and a translation τ that corresponds to a window shifting. Meantime, the discrete WT (DWT) is a WT that makes use of discrete values of an input signal in the time-domain and its mathematical expression is given by

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m} \right) \quad (11)$$

where m and n control the dilation and translation of the wavelet, respectively, a_0 is a dilation step parameter, b_0 is the location parameter, and $\psi_{m,n}(t)$ is the mother wavelet. Then, the WT of a continuous signal $x(t)$ gives the decomposition wavelets $\psi(\tau, s)$, through (12), meaning that the scale-location s , of the signal in the frequency-domain is given by (13):

$$\psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt \quad (12)$$

$$T_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) a_0^{-m/2} \psi \left(a_0^{-m/2} t - nb_0 \right) dt. \quad (13)$$

From (13), T represents the values of the scale-location grid of a signal in the frequency-domain according to m and n . The $T_{m,n}$ values are known as detail coefficients. A common orthonormal wavelet basis is given as

$$\psi_{m,n}(t) = 2^{-m/2} \psi(2^{-m} t - n). \quad (14)$$

By using an orthonormal wavelet basis as defined by (14), the original signal is reconstructed through detail coefficients and inverse DWT as

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n} \psi_{m,n}(t). \quad (15)$$

D. Genetic Algorithms (GA)

The GA is a powerful nature-inspired method based on Darwin's principle of survival of the fittest. In this paper, this technique is combined with the HHT and the WT to find the parameters of the defined model. Five characteristics make this evolution-based procedure functional:

- 1) *Information coding*: design variables are represented as genes and they are joined to form chromosomes into a population, such as in natural genetics. In this work, the design variables are the amplitudes of the harmonic contents specified by the parameter $a_h(t)$ from (2) and the coefficients that describe the behavior of the transients events specified by the parameters c_m , α_m , β_m , f_m , and τ_m from (4). These parameters are then coded in binary strings to be used in the heuristic technique. In the case of the harmonic content, each one of the amplitudes is a gene and therefore it is also a chromosome (or individual). On the other hand, the parameters for transient disturbances are the genes and then they are joined to form the chromosome.
- 2) *Fitness function*: is a mechanism or instrument to quantify the quality of each chromosome indicating which chromosome from the population is the best.
- 3) *Selection mechanism*: refers to discrimination criteria to pick up those chromosomes with the best qualities in order to generate a new evolved population.
- 4) *Crossover*: is a procedure in which genes between chromosomes are interchanged; this provides new chromosomes with better qualities than the previous ones. The single point crossover operation is applied in this proposed approach according to the standard GA implementation [34].
- 5) *Mutation*: this mechanism alters the original structure of the genes causing newer qualities in the chromosome that could be better or worse. For this work, the multipoint simple mutation operation (four points) according to a mutation probability, defined by P_m , is used [34].

From [35], the general steps to implement the GA are the following:

Step GA 1: Set the initial parameters for the evolution procedure and define the initial random population.

Step GA 2: Evaluation of stopping criteria, if satisfied, then go to step GA 7, if not, go to step GA 3.

Step GA 3: Fitness evaluation for each member in the population according to

$$v_{\text{real}} = v_{\text{min}} + (v_{\text{max}} - v_{\text{min}}) \cdot K_{\text{ind}} \quad (16)$$

$$K_{\text{ind}} = \frac{d_i}{2^l - 1} \quad (17)$$

TABLE I
PARAMETERS USED FOR THE GA IMPLEMENTATION

Parameter	Value
Generations/Iterations	200
Population Size	30
Design variables range	$a_h(t)$ [0.0001–1.0] p.u.
	c_m [0.0001–1.0] p.u.
	α_m [0.0001–0.5] s
	β_m [0.0001–0.5] s
	f_m [0.0001–2000] Hz
	τ_m [0.0001–0.5] s
Mutation probability P_m	0.04

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| dt \quad (18)$$

$$\text{ISE} = \int_0^{\infty} [\varepsilon(t)]^2 dt \quad (19)$$

$$J(x) = \text{IAE} + \text{ISE} \quad (20)$$

$$\max F(x) = 1/J(x) \quad (21)$$

where from (16) and (17), v_{min} and v_{max} are the minimum and maximum values of the searching space of design variable; v_{real} is the real decoded value of a single chromosome; K_{ind} is a normalization factor, from 0 to 1; and d_i is the magnitude of the i th chromosome of length l . Meantime, from (18) to (21), the $\varepsilon(t)$ term is the difference between an expected solution and the real solution of the problem treated; and IAE and ISE are the integral of absolute error and the integral of the squared error used to define an objective value $J(x)$ that leads to a fitness value $F(x)$ of each chromosome.

Step GA 4: Elitist selection of the best chromosomes. These selected members are going to be processed through genetic operations: crossover and mutation.

Step GA 5: Generation of a new population by applying crossover and mutation mechanisms.

Step GA 6: The initial population is substituted by the new population and then goes to step GA 2.

Step GA 7: Return the best solutions found.

The implementation of the GA was made under the parameters shown in Table I, according to the criteria established in [34].

E. Particle Swarm Optimization (PSO)

The PSO is another nature-inspired method, in which a particle is referred as a single element of a group such as a bird in a flock. This technique in combination with the WT and the HHT allows finding those parameters of the proposed model which the GA does not. To implement this behaviorally based procedure, consider a maximization problem as $\max f(x)$, with $X^l \leq X \leq X^u$, where X^l and X^u are the lower and upper limits on X , respectively. The PSO procedure follows the next steps, as described in [34]:

Step PSO 1: Set swarm size as the number of particles N .

TABLE II
PARAMETERS USED FOR THE PSO IMPLEMENTATION

Parameter	Value
Number of particles N	50
Initial population range $X_j^i = b_k(t)$	[0.0001–1.0] p.u.
Convergence criterion (particles similitude percentage)	5%
Cognitive and social learning rates c_1, c_2	2
Distributed random numbers r_1, r_2	[0.0–1.0]

Step PSO 2: Generate the random initial population between the limits X^l and X^u . Also, denote the particle position j and its velocity in iteration i as X_j^i and V_j^i , respectively.

Step PSO 3: Calculate the objective function values of the particles. This objective function is also based in the $\varepsilon(t)$ term, then the IAE and ISE performance indexes are used to provide max $f(x)$ value.

Step PSO 4: Calculate the velocities of particles.

Step PSO 5: At the i th iteration, find the two parameters of the particle j

- 1) The historical best value of X_j^i , $P_{\text{best},j}$, encountered by particle j in all previous iterations.

The historical best value of X_j^i , G_{best} , encountered in all previous iterations by any of the N particles.

- 2) Find the velocity of particle j in the i th iteration up to N , through

$$V_j^i = V_j^{i-1} + c_1 r_1 [P_{\text{best},j} - X_j^{i-1}] + c_2 r_2 [G_{\text{best}} - X_j^{i-1}] \quad (22)$$

where c_1 and c_2 are the cognitive and social learning rates, respectively, and r_1 and r_2 are uniformly distributed random numbers from 0 to 1.

- 3) Find the position of the j th particle in the i th iteration up to N as

$$X_j^i = X_j^{i-1} + V_j^i. \quad (23)$$

Step PSO 6: Check the convergence of the current solution; if the convergence of all particles is toward the same value, the procedure has ended. If the termination criterion is not satisfied, then step PSO 5 must be repeated until the nominal convergence is achieved.

The implementation of the PSO in this paper obeys the parameters specified in Table II, according to the criteria established in [34].

III. PROPOSED GA- AND PSO-BASED HYBRID APPROACH

The model described through (2)–(5) was used to describe a wide variety of PQD. However, the adjustment of all its parameters is performed manually, term by term as described in [20], limiting the applicability of the model when large amount of data need to be analyzed or several PQD are present in the signal. This model is capable of reproducing electric power disturbances regardless of their nature. The objective of this work is to develop a hybrid methodology capable of adjusting all

the parameters in the adopted model automatically. In order to search these parameters, several techniques and procedures are considered and every one of them is used to extract features of an electric signal with PQD in accordance to their own capabilities. Fig. 1 presents a general block diagram that describes the proposed approach.

First, the input signal corresponding to a voltage or a current for PQD characterization is filtered. The purpose of the filtering stage is to separate the fundamental component from the remaining frequency components. As it can be seen from Fig. 1, three separations are made: the fundamental frequency, the additive noise, and the remaining frequency contents. Once the signal separation in frequency content is made, the fundamental wave is analyzed. For this case, the term from the model to be analyzed corresponds to (2). Here, the HHT is used to obtain the enveloping signal of the fundamental wave. With the enveloping signal, valuable information is extracted to define if the input signal presents PQDs such as oscillations, sags, swells, or interruptions. The parameters automatically adjusted, related to changes in amplitude, are the signal peak amplitude A , and their corresponding changes defined by the term $\delta(t)$. The remaining frequency contents consist of harmonics, interharmonics, and transients events, so in order to make this analysis easier, signal segmentation through WT is made. In this way, harmonic and interharmonic contents can be differentiated and parameterized.

The adjusted parameters are the h th amplitudes a_h and the h th frequencies f_h . In a similar way, the interharmonic analysis, parameterized in (3), is performed by making use of the segmented signals and through the fast Fourier transform (FFT) technique to determine the ranges in which the interharmonics could be present. For the interharmonic analysis, the PSO is used due to its behaviorally inspired procedure. The adjustment of the parameters is for the terms related to the k th amplitudes b_k and the k th frequencies f_k . The main objective of this paper is to adjust the parameters of the four parts of the parameterized model by using all the necessary resources no matter the amount of iterations or individuals required, with the goal of reproducing a synthetic signal closely similar to the analyzed one. This synthetic signal must differ from a real signal with a minimal error characteristic of the instruments used under industrial standards for signal generation. Therefore, in this research, the implementation of the GA and the PSO, according to the settings of Tables I and II, is not subject to restrictions in computing time or computational resources. On the other side, the analysis of the transients in the input signal is as follows. Once the signal is segmented, the transient is isolated and then the parameters of (4): c_m , α_m , β_m , f_m , and τ_m are estimated through the GA technique. Finally, referring to the noise level content, (5), the signal is statistically analyzed to characterize the additive Gaussian noise to estimate the mean and the standard deviation.

IV. VALIDATION OF THE PROPOSED HYBRID APPROACH

In order to validate the proposed methodology, several tests were run in software by using synthetic signals to adjust every term of the adopted model described from (2) to (5), individually. In all the cases, the signal tested is a sine wave with a

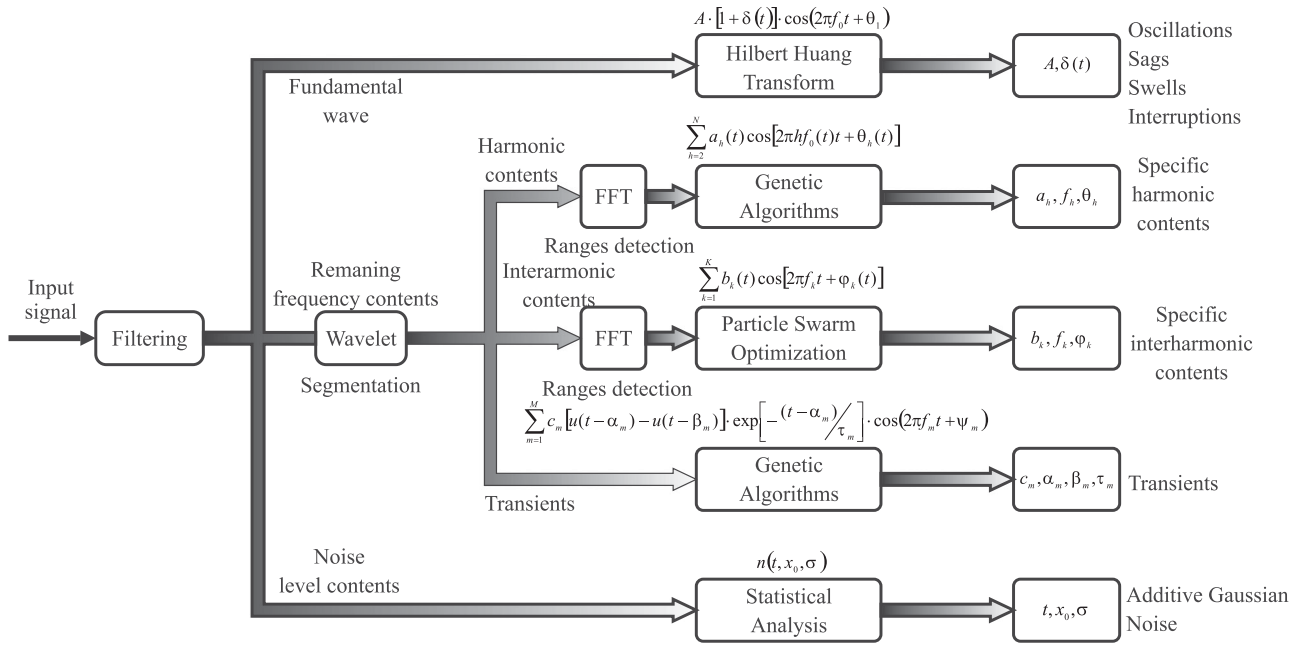


Fig. 1. Block diagram of the proposed hybrid approach.

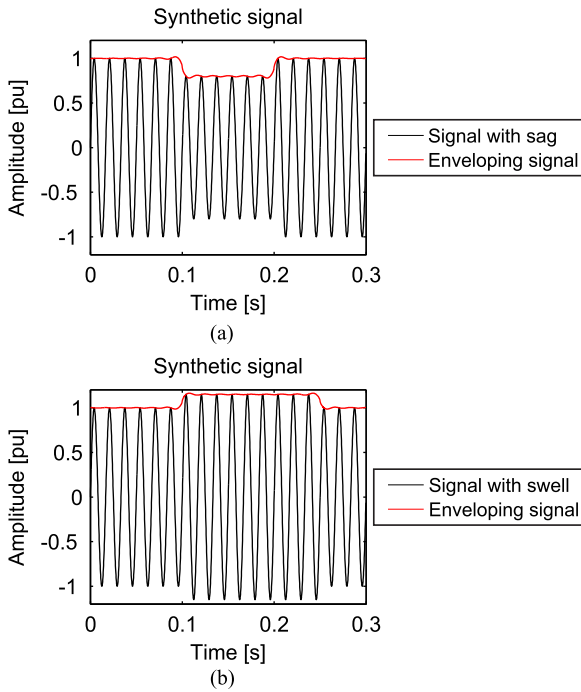


Fig. 2. Signal with amplitude changes, (a) sag and enveloping signal, and (b) swell and enveloping signal.

fundamental frequency f_o , at 60 Hz and unitary peak amplitude A , with no changes in phase affected by a particular PQD. Because of the use of normalized signals, the units of the amplitude will be hereinafter defined as “per unit” (p.u.). At first, the PQDs related to amplitude changes are analyzed. Fig. 2(a) shows an input signal with sag of 20% from 0.1 to 0.2 s.

Meantime, Fig. 2(b) depicts an input signal with swell of 15% from 0.1 to 0.25 s. For both signals, the proposed approach

adjusts and fits the parameter A and $\delta(t)$ of (2). In the same figures, the results of applying the HHT can be seen, and the enveloping signal gives the information to identify the sag, swell, or interruption. In turn, Fig. 3(a) depicts the plot of a signal with harmonic contents. The third and fifth harmonics are present with amplitude values of 0.6 and 0.3 p.u., respectively. By applying the FFT and specifying a threshold, the ranges of frequencies are identified, in which the harmonic contents are present, as shown in Fig. 3(b). Finally, the harmonic amplitudes, obtained by using the GA technique, are 0.5878 and 0.2899 p.u., for the third and fifth harmonics, respectively. The relative errors between the specified values and the estimated ones in percentage are of 2.033% and 3.366% for the third and fifth harmonics, respectively. A zoom of the comparison between the original and the estimated signals can be seen in Fig. 3(c).

Moreover, Fig. 4(a) presents a signal with interharmonic contents at the frequencies of 1000 and 1100 Hz, with specified values in amplitude of 0.1 and 0.07 p.u., respectively. The FFT is used by applying a threshold that allows the identification of all the ranges in which the interharmonics are present, as can be observed in Fig. 4(b). Finally, the PSO is used to find out and adjust the amplitudes of the interharmonics, and the results obtained are 0.1013 and 0.0691 p.u., respectively. The relative errors in percentage between the estimation and the specified values are of 1.3% and 1.285%, respectively. Once the amplitudes of the interharmonics are obtained, an estimated signal is generated with these values and compared to the original signal, as depicted in Fig. 4(c)

The oscillatory transients (OTs), parameterized through (4), are automatically adjusted by using the proposed approach. As can be seen, Fig. 5(a) presents a sine wave with an OT. The specified values are 0.3 p.u., 0.02083 s, 0.02433 s, 1000 Hz, and 0.001 s; the estimated values obtained by isolating the

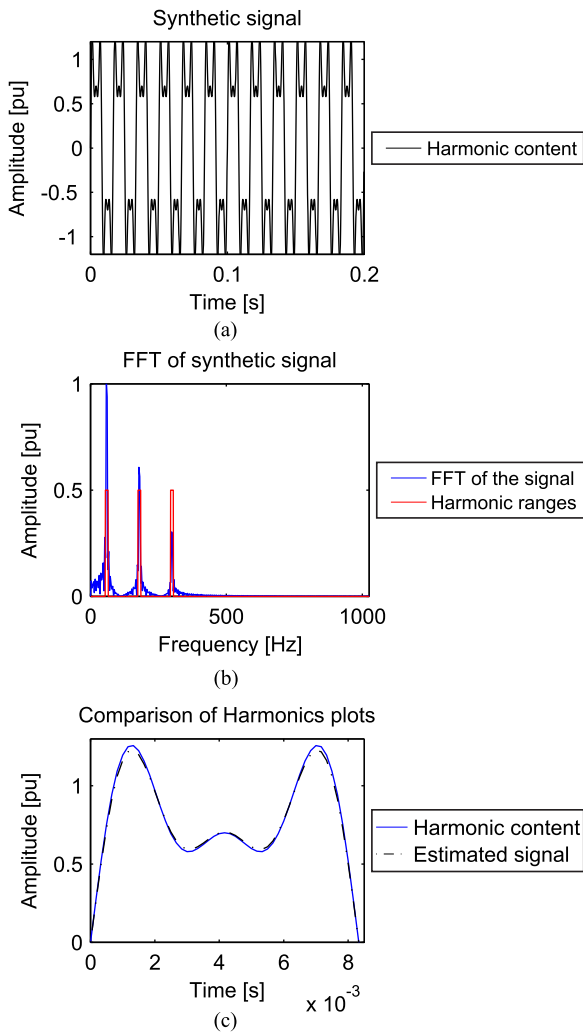


Fig. 3. (a) Signal with harmonic content, (b) ranges of the harmonic content, and (c) zoom at the synthetic and the estimated signals with the proposed scheme.

transient and by applying the GA procedure are 0.3107 p.u., 0.0208 s, 0.0243 s, 991.027 Hz, and 0.00102 s, for the c_m , α_m , β_m , f_m , and τ_m parameters, respectively. The estimation of these parameters represents relative errors that fall below the 5% in accuracy, in this test, the respective relative errors are 3.56%, 0.144%, 0.123%, 0.897%, and 2%. Fig. 5(b) shows a zoom of the comparison between the original and the estimated signals. The fourth term of the adopted model, (5), refers to the additive random Gaussian noise. The parameters of this term are adjusted in the proposed methodology through a stochastic analysis. The synthetic signal used in the validation consists of a sine wave with additive Gaussian noise with specified values of $1.9e-004$ p.u. for the mean x_o , and 0.085 p.u. for the standard deviation σ . The isolation of data in the noise level through filtering and the estimation of the mean and standard deviation provide the following values: $1.8923e-004$ p.u. and 0.0837 p.u., respectively. The accuracy of the estimation is observed through the relative error for the mean of 0.481% and the relative error for the standard deviation of 1.529%.

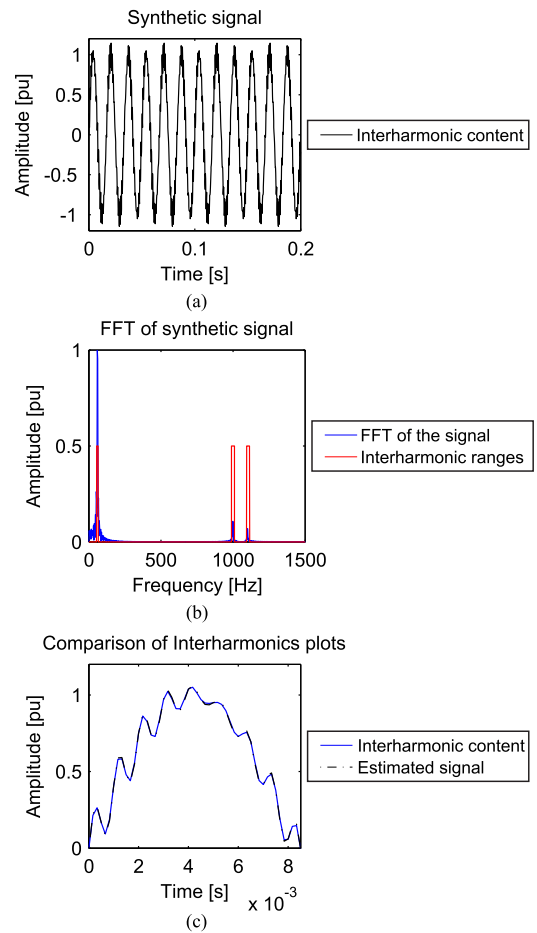


Fig. 4. (a) Signal with interharmonic content, (b) ranges of the interharmonic content, and (c) zoom at the synthetic and the estimated signals through the proposed hybrid scheme.

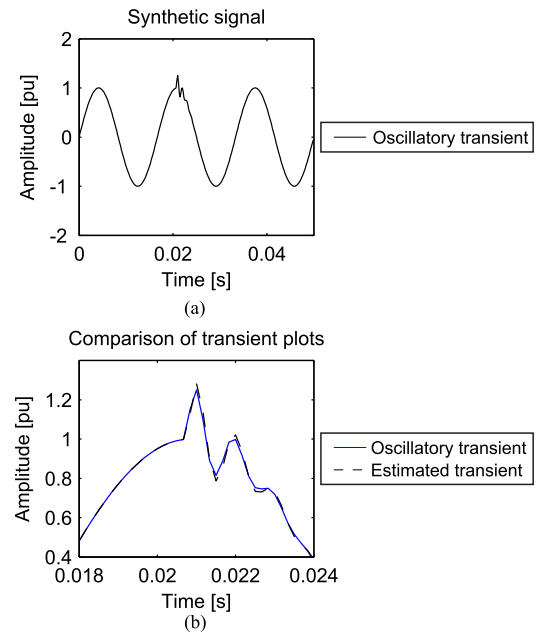


Fig. 5. Oscillatory transient analysis; (a) signal with transient, and (b) zoom at the synthetic and the estimated transient signals through the proposed scheme.

V. RESULTS AND DISCUSSION

The proposed hybrid approach is applied to two different datasets to show its robustness. The first dataset corresponds to the IEEE database, work group P1159.3 [36]. The second dataset consists of an acquired waveform from a physical system. The methodology is implemented in a PC under MATLAB in a 64-bit operative system.

A. Signals From the IEEE Data Base

The signal from the IEEE data base is shown in Fig. 6(a). This signal has voltage sag, Gaussian noise, and slight wave distortion. The filtering stage isolates the fundamental waveform, and by applying HHT, the enveloping signal is obtained, Fig. 6(b), this information helps to define the percentage of sag observed as 16.5% at 0.17 s. Afterwards, the FFT locates the frequency ranges in which harmonic and interharmonic contents are present. Harmonics are found to be the 3rd, 5th, and 7th whereas an interharmonic is found at 1020 Hz, Fig. 6(c). Applying the GA and PSO gives the corresponding amplitudes as 0.0203, 0.01992, and 0.009087 p.u., respectively, for the harmonics, and 0.0216 p.u. for the interharmonic. On the other hand, the additive Gaussian noise is isolated by filtering. The values that characterize the noise are $2.3166e-005$ p.u. and 0.0201 p.u. for the x_o and σ parameters. Finally, Fig. 6(d) displays the plots comparing the original signal and the estimated one without the noise content. The tracking error is presented in Fig. 6(e). As seen in the last plot, the tracking error indicates a good approximation of the parameterization below the 5% in the tracking. In Fig. 7, the box plots validate the estimation of the proposed approach to the signal from the IEEE dataset since a box plot gives an indication of the concentration from a dataset.

Table III summarizes the values of the typical parameters of the box plot as the median (Me), the quartile 1 ($Q1$), the quartile 3 ($Q3$), the upper adjacent (UA), the lower adjacent (LA), and the number of outliers from the analyzed dataset. From Fig. 7(a) and Table III, the Me, $Q1$, $Q3$, UA, and LA values are very similar in both cases, the analyzed signal and the estimated one. This similitude in the values indicates a similar distribution in the estimated signal compared with the analyzed one. On the other hand, Fig. 7(b) shows how the data distribution in the signal error is concentrated in a box defined by $Q1$ and $Q3$ which are very close to each other. This means the error is under 3%. In this case, 60 outliers from 2000 samples represent less than 3% of the data with atypical behavior, which does not affect the overall interpretation of low error.

B. Signal From a Real Process

The signal used in this case of study is the acquired waveform from an electric grid interconnection node in a metallurgic industry during the startup of an arc furnace. The sampling frequency of the signal is 15.36 kHz (256 points per cycle). Fig. 8(a) shows the waveform where high distortion and the presence of an OT can be noticed. The application of the FFT provides the frequency range in which the 5th harmonic is present in the signal, Fig. 8(b), and the DWT applied to the signal helps to isolate

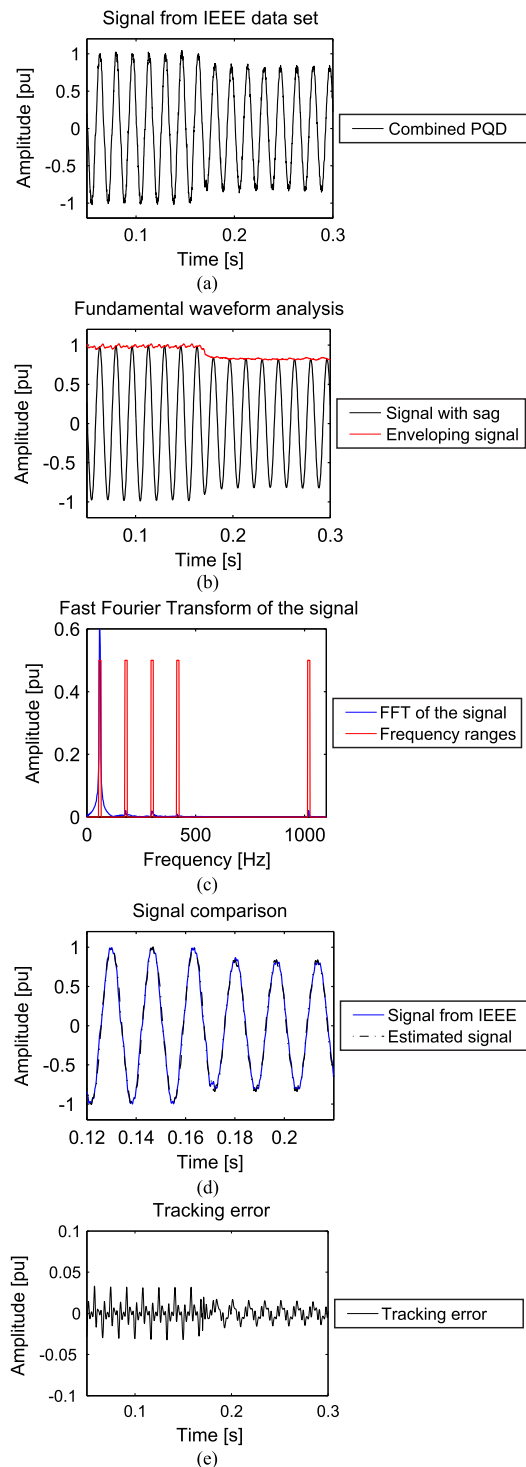


Fig. 6. Signal from the IEEE dataset, (a) combined PQD, (b) obtained sag with enveloping signal, (c) frequency ranges content, (d) original and estimated signal comparison for the proposed scheme, and (e) tracking error.

the OT. For this case, the GA procedure provides the values of the parameters c_m , α_m , β_m , f_m , and τ_m as 1.0 p.u., 0.08367 s, 0.0845, 1000 Hz, and 0.0004 s, respectively. The approximation seen in Fig. 8(c) indicates the startup of the furnace. Meantime, the GA procedure also provides the amplitude of the fundamen-

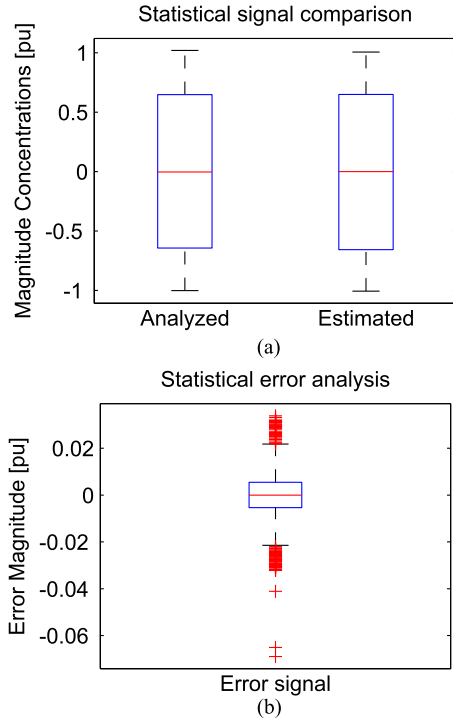


Fig. 7. Box plots to validate the estimation of the hybrid approach for the IEEE signal, (a) signal comparison and (b) error analysis.

TABLE III
VALUES FROM THE BOX PLOTS OF FIG. 7

Parameters	Analyzed Signal	Estimated Signal	Error signal
Me [p.u.]	-0.0036875	1.4745e-15	7.5177e-6
Q1 [p.u.]	-0.64409	-0.65756	-0.0053843
Q3 [p.u.]	0.64729	0.6489	0.0055034
UA [p.u.]	-1.0024	-1.0064	-0.021959
LA [p.u.]	1.0196	1.0064	0.021783
Outliers	0	0	60

tal wave as 0.679 p.u. and the amplitude of the 5th harmonic as 0.337 p.u. These values are validated through the estimated signal compared with the original one in Fig. 8(d). Finally, the tracking error in the approximation is shown in Fig. 8(e).

The box plots from Fig. 9 validate the estimation of the proposed approach for the signal from a real process. Table IV summarizes the parameters for this case.

From Table IV, it can be observed that the values of the parameters are very similar for both, the estimated and analyzed signal, Fig. 9(a). The error is low since $Q1$ and $Q3$ that define the box plot are small, Fig. 9(b), and since the interquartile range is 0.151094 p.u., the good approximation in the estimation is below 5%.

C. Comparative Analysis With Other Heuristic Techniques

To demonstrate the robustness of the hybrid approach, a comparison with the compact GA (CGA) and the FA is made. The

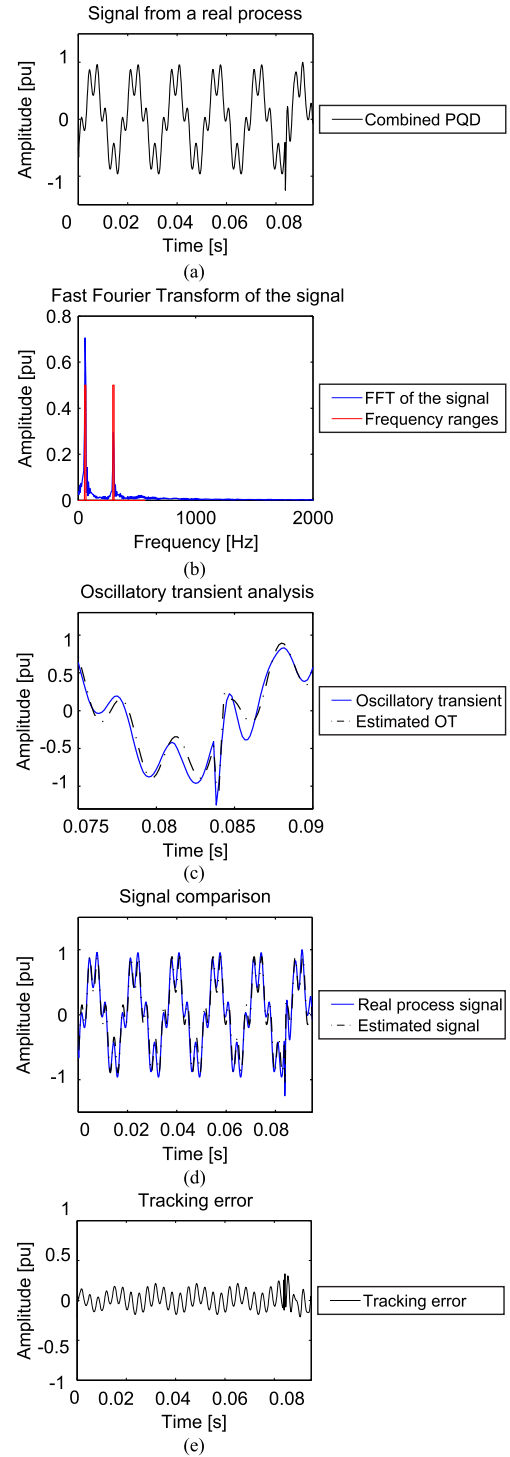


Fig. 8. Real dataset, (a) combined PQD, (b) frequency ranges content, (c) analysis of oscillatory transient, (d) original and estimated signal comparison obtained for the proposed scheme, and (e) tracking error.

signal from the real process was selected as the case study since this signal presents harmonic contents and OT. The reason why the signal from the real process is used is that the heuristic techniques find out the parameters of this kind of power disturbances in the proposed approach. The parameters for the implementation of both techniques are summarized in Table V, according to

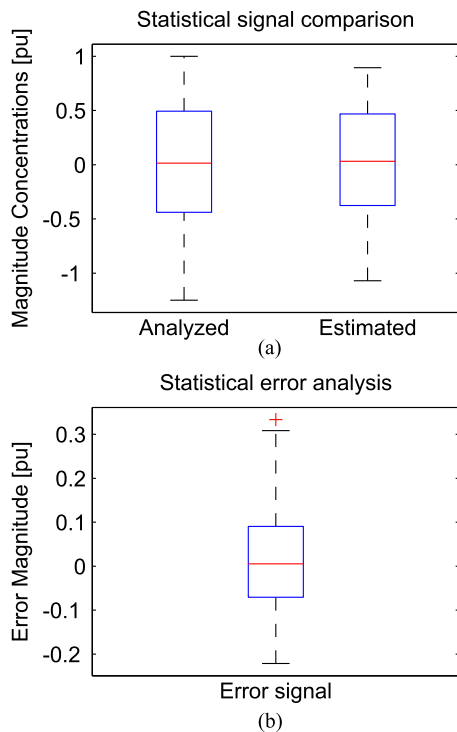


Fig. 9. Box plots to validate the estimation of the hybrid approach for the signal from a real process, (a) signal comparison, and (b) error analysis.

TABLE IV
VALUES FROM THE BOX PLOTS OF FIG. 9

Parameters	Analyzed Signal	Estimated Signal	Error signal
Me [p.u.]	0.01591	0.031162	0.0054525
Q1 [p.u.]	-0.43828	-0.41565	-0.060521
Q3 [p.u.]	0.49315	0.46826	0.090573
UA [p.u.]	1.00	0.90467	0.30818
LA [p.u.]	-1.249	-1.0697	-0.22143
Outliers	0	0	1

TABLE V
PARAMETERS USED FOR THE CGA-FA IMPLEMENTATION

Parameter	Value
Generations/Iterations CGA	200
Population Size CGA	30
Chromosome length, ICGA	32
Generations/Iterations FA	100
Population of fireflies n FA	50

the criteria established in [26]. The obtained results are shown in the plots of Fig. 10. The comparison between the estimated signal by using the CGA-FA and the signal from the real process shows the following results. The obtained amplitude of the fundamental waveform is 0.6512 p.u. and the amplitude of the 5th harmonic is 0.304 p.u. These are very similar to those obtained by the hybrid proposed approach. The FA algorithm gives estimation for the OT as 0.97 p.u., 0.08365 s, 0.0842, 998 Hz,

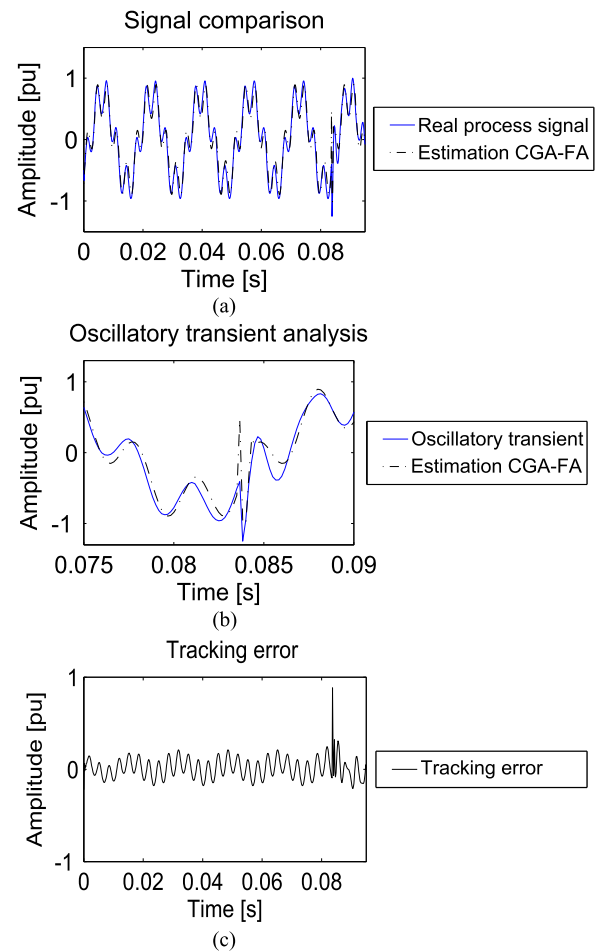


Fig. 10. Real dataset, (a) estimation of real signal by using CGA-FA, (b) oscillatory transient estimated with CGA-FA, and (c) tracking error.

TABLE VI
VALUES FROM THE BOX PLOTS OF FIG. 11

Parameters	Analyzed Signal	Estimated Signal	Error signal
Me [p.u.]	0.01591	0.031162	0.0054525
Q1 [p.u.]	-0.43828	-0.037565	-0.079983
Q3 [p.u.]	0.49315	0.46826	0.091096
UA [p.u.]	1.0	0.89467	0.32143
LA [p.u.]	-1.249	-1.0145	-0.22143
Outliers	0	0	1

and 0.00038 s, for c_m , α_m , β_m , f_m , and τ_m , respectively. These values are also very similar to those of the proposed approach. However, considering the box plots of Fig. 11(a), the following can be concluded. According to the values from Table VI, the distribution of the data observed by the Me, Q1 and Q3 values is not the same in this approximation; the error signal is slightly over 3%. Also, the analysis of the error, Fig. 11(b), shows high concentration of the data in a box with an interquartile range of 0.171079 p.u., which is a bigger value than the one obtained by the proposed approach. This difference in the values could be explained in the estimation of the transient event since the FA

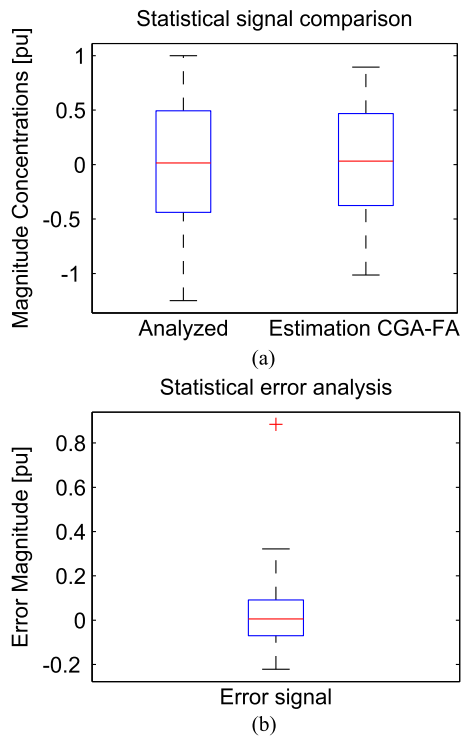


Fig. 11. Box plots of the estimation of the real process signal by using CGA-FA, (a) signal comparison, and (b) error analysis.

was applied as a general implementation and deep adjustments could be required by this technique.

VI. CONCLUSION

This paper introduces a new hybrid approach that automatically fits all the parameters of a generalized analytical model for PQD, which is integrated by the fusion of nature inspired methods with space transform and statistical techniques in order to take advantage of their individual characteristics. A full parameterized model that describes a wide variety of PQD is adopted and adjusted for the proposed approach; from the seven terms of the model, five are selected and two, the superimposed component and non-Gaussian noise, are not contemplated. Despite the adjustments in the original model, a considerable number of PQD still can be analyzed but considered with fixed frequencies and phases. However, a limiting drawback of this model is the manual adjustment of all the parameters in every one of its terms. This drawback could imply a great effort and time-consuming process in order to estimate and parameterize the PQD present on an analyzed signal. Therefore, this research proposes a solution to the drawback by developing an automated procedure by merging several methodologies. This proposed scheme integrates techniques that treat the different terms of the model according to the nature of the disturbance; e.g., heuristic techniques can find values in a nonlinear design space. Meantime, space transform techniques can help to find the disturbance location and the corresponding range in which its value could be found. Regardless of the nature of the electrical disturbance, the

proposed procedure makes use of the capabilities of each individual technique to achieve the adjustment of the parameters.

The efficiency of the proposed scheme is validated through three types of datasets; synthetic signals, real signals from the IEEE data base, and an acquired signal from an industrial process. For all the cases, the obtained errors fall under 5%, which is considered adequate according to the reported results in the literature. It must be highlighted that the analyzed signals from the IEEE dataset and the acquired signal from the node near to an industrial process represent the cases in which combinations up to four PQD are combined. Until now, the modeling of such cases has not been presented with a methodology that performs the parameterization in an automated way. This work uses the PSO and GA in a classical scheme, but variations in their implementations could be explored with others techniques in future works, in order to improve results related to computing time and computational resources. However, the results require accuracy, no matter the time or resources needed. In future work, this approach would be optimized for the purpose of being implemented in a digital system and variations in the parameters of the heuristic techniques. Also, the proposed approach does not consider all the parameters from the original model, due to the necessity of using more techniques to adjust all these parameters, and the considerable extension of the investigation implies, however, in future work this issue would be addressed. Despite making a comparison using other heuristic techniques, the proposed approach performs better since no special requirements are needed. Finally, this work represents the basis for future research in which industrial electrical equipment could be calibrated if synthetic disturbances very similar to those affecting physical networks can be generated.

REFERENCES

- [1] J. R. Moreno, N. Visairo, C. Nunez, and E. Rodriguez, "A novel algorithm for voltage transient detection and isolation for power quality monitoring," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 114, pp. 110–117, Sep. 2014.
- [2] S. Kasa, P. Ramanathan, S. Ramasamy, and D. P. Kothari, "Effective grid interfaced renewable sources with power quality improvement using dynamic active power filter," *Int. J. Electr. Power*, vol. 82, pp. 150–160, Nov. 2016.
- [3] D. D. Ferreira, J. M. de Seixas, and A. S. Cerqueira, "A method based on independent component analysis for single and multiple power quality disturbance classification," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 119, pp. 425–431, Feb. 2015.
- [4] B. Milesevic, I. Uglesic, and B. Filipovic-Grcic, "Power quality analysis in electric traction system with three-phase induction motors," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 138, pp. 172–179, Sep. 2016.
- [5] A. F. Zobaa and S. H. E. A. Aleem, "A new approach for harmonic distortion minimization in power systems supplying nonlinear loads," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 10, no. 2, pp. 1401–1412, May 2014.
- [6] M. H. Bollen and I. Gu, "Introduction," in *Signal Processing of Power Quality Disturbances*. Piscataway, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2006, pp. 1–39.
- [7] C. Muscas, "Power quality monitoring in modern electric distribution systems," *IEEE Instrum. Meas. Mag.*, vol. 13, no. 5, pp. 19–27, Oct. 2010.
- [8] P. Thakur and A. K. Singh, "Unbalance voltage sag fault-type characterization algorithm for recorded waveform," *IEEE Trans. Power. Del.*, vol. 28, no. 2, pp. 1007–1014, Apr. 2013.
- [9] M. R. Alam, K. M. Muttaqi, and A. Bouzerdoum, "A new approach for classification and characterization of voltage dips and swells using 3-D polarization ellipse parameters," *IEEE Trans. Power. Del.*, vol. 30, no. 3, pp. 1344–1353, Jun. 2015.

- [10] G. A. Kyriazis, P. M. Ramos, and A. Cruz-Serra, "Bayesian and least-squares algorithms for estimating signal harmonics: A comparative study," *Measurement*, vol. 45, no. 9, pp. 2203–2212, Nov. 2012.
- [11] D. Belega, D. Dallet, and D. Slepicka, "Accurate amplitude estimation of harmonic components of incoherently sampled signals in the frequency domain," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 5, pp. 1158–1166, May 2010.
- [12] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems - Redline*, IEEE Std. 519-2014 (Revision of IEEE Std. 519-1992) – Redline, Jun. 2014, pp. 1–213.
- [13] F. B. Costa, "Boundary wavelet coefficients for real-time detection of transients induced by faults and power-quality disturbances," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 29, no. 6, pp. 2674–2687, Dec. 2014.
- [14] M. Islam, H. A. Mohammadpour, A. Ghaderi, C. W. Brice, and Y. J. Shin, "Time-frequency-based instantaneous power components for transient disturbances according to IEEE standard 1459," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 30, no. 3, pp. 1288–1297, Jun. 2015.
- [15] G. L. Kusic, W. E. McGahey, and M. Lehtonen, "Measurement of power system phase differences by means of GPS timing," in *Proc. 2016 Electr. Power Qual. Supply Rel.*, Tallinn, 2016, pp. 297–300.
- [16] J. Barros, J. J. Gutiérrez, M. de Apráiz, P. Saiz, R. I. Diego, and A. Lazkano, "Rapid voltage changes in power system networks and their effect on Flicker," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 31, no. 1, pp. 262–270, Feb. 2016.
- [17] C.-T. Hsu, R. Korimara, and T.-J. Cheng, "Power quality analysis for the distribution systems with a wind power generation system," *Comput. Electr. Eng.*, vol. 54, pp. 131–136, Aug. 2016.
- [18] K. Thirumala, Shantanu, T. Jain, and A. C. Umarikar, "Visualizing time-varying power quality indices using generalized empirical wavelet transform," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, pp. 99–109, Feb. 2017.
- [19] S. Shukla, S. Mishra, and B. Singh, "Power quality event classification under noisy conditions using EMD-based de-noising techniques," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 10, no. 2, pp. 1044–1054, May 2014.
- [20] M. A. Rodriguez-Guerrero, R. C. Lopez-Padilla, R. A. Osornio-Rios, and R. J. Romero-Troncoso, "A novel methodology for modeling waveforms for power quality disturbance analysis," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, pp. 14–24, Feb. 2017.
- [21] A. Javadi and K. Al-Haddad, "A single-phase active device for power quality improvement of electrified transportation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3033–3041, May 2015.
- [22] M. Hajian and A. A. Foroud, "A new hybrid pattern recognition scheme for automatic discrimination of power quality disturbances," *Measurement*, vol. 51, pp. 265–280, May 2014.
- [23] S. Khokhar, A. A. M. Zin, A. P. Memon, and A. S. Mokhtar, "A new optimal feature selection algorithm for classification of power quality disturbances using discrete wavelet transform and probabilistic neural network," *Measurement*, vol. 95, pp. 246–259, Jan. 2017.
- [24] H. Shareef, A. A. Ibrahim, N. Salman, A. Mohamed, and W. Ling-Ai, "Power quality and reliability enhancement in distribution systems via optimum network reconfiguration by using quantum firefly algorithm," *Int. J. Electr. Power*, vol. 58, pp. 160–169, Jun. 2014.
- [25] M. Farhoodnea, M. Azah, S. Hussain, and Z. Hadi, "Optimum placement of active power conditioners by a dynamic discrete firefly algorithm to mitigate the negative power quality effects of renewable energy-based generators," *Int. J. Electr. Power*, vol. 61, pp. 305–317, Oct. 2014.
- [26] M. Alweshah and S. Abdullah, "Hybridizing firefly algorithms with a probabilistic neural network for solving classification problems," *Appl. Soft Comput.*, vol. 35, pp. 513–524, Oct. 2015.
- [27] A. Sakthivel, P. Vijayakumar, A. Senthilkumar, L. Lakshminarasimman, and S. Paramasivam, "Experimental investigations on ant colony optimized pi control algorithm for shunt active power filter to improve power quality," *Control Eng. Pract.*, vol. 42, pp. 153–169, Sep. 2015.
- [28] D. De Yong, S. Bhowmik, and F. Magnago, "An effective power quality classifier using wavelet transform and support vector machines," *Expert Syst. Appl.*, vol. 42, nos. 15–16, pp. 6075–6081, Sep. 2015.
- [29] F. A. S. Borges, R. A. S. Fernandes, I. N. Silva, and C. B. S. Silva, "Feature extraction and power quality disturbances classification using smart meters signals," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 12, no. 2, pp. 824–833, Apr. 2016.
- [30] M. A. A. Lima, A. S. Cerqueira, D. V. Coury, and C. A. Duque, "A novel method for power quality multiple disturbance decomposition based on independent component analysis," *Int. J. Electr. Power*, vol. 42, no. 1, pp. 593–604, Nov. 2012.
- [31] M. Biswal and P. K. Dash, "Detection and characterization of multiple power quality disturbances with a fast S-transform and decision tree based classifier," *Digit. Signal Process.*, vol. 23, no. 4, pp. 1071–1083, Jul. 2013.
- [32] D. Granados-Lieberman, M. Valtierra-Rodriguez, L. A. Morales-Hernandez, R. J. Romero-Troncoso, and R. A. Osornio-Rios, "A Hilbert transform-based smart sensor for detection, classification, and quantification of power quality disturbances," *Sensors*, vol. 13, no. 5, pp. 5507–5527, Apr. 2013.
- [33] L. B. Latran and A. Teke, "A novel wavelet transform based voltage sag/swell detection algorithm," *Int. J. Electr. Power*, vol. 71, pp. 131–139, Oct. 2015.
- [34] S. S. Rao, *Engineering Optimization Theory and Practice*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2009, pp. 693–730.
- [35] A. Y. Jaen-Cuellar, L. Morales-Velazquez, R. J. Romero-Troncoso, D. Morínigo-Sotelo, and R. A. Osornio-Rios, "Micro-genetic algorithms for detecting and classifying electric power disturbances," *Neural Comput. Appl.*, pp. 1–14, May 2016.
- [36] IEEE 1159.3 Working Group, Test waveforms. [Online]. Available: grouper.ieee.org/groups/1159/2/testwave.html



Marco Antonio Rodriguez-Guerrero received the B.E. degree in electronics from the Queretaro Institute of Technology, Queretaro, Mexico, in 2004, and the M.Sc. degree in electronics in 2011 from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, where he is currently working toward the Ph.D. degree in mechatronics.

He is currently a Researcher in the power and energy metrology group in the National Metrology Institute in Mexico, El Centro Nacional de Metrología, Queretaro, Mexico. He has been the Head of the Multifunction Electrical Standards Laboratory. He is responsible of the Power Quality Reference Standards in Mexico. His fields of research interest include hardware signal processing, sampling techniques, and high accuracy metrology for power systems and power quality measurements under no stationary conditions.



Arturo Y. Jaen-Cuellar received the B.E. degree in instrumentation and process control (automation) in 2009, the M.Sc. degree in instrumentation and automatic control in 2011, and the Ph.D. degree in mechatronics in 2015 from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico.

He is currently in the National Researcher Candidate in the Mexican Council of Science and Technology, Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, Mexico City, Mexico. Also, he is currently a Full-Time Professor and a Researcher with the Autonomous University of Queretaro. His research interests include hardware signal processing using field-programmable gate arrays, digital systems, process control, instrumentation, and the application of heuristic techniques to solve mechatronics problems.



Rene D. Carranza-Lopez-Padilla (M'07) received the Bachelor's degree in electronic engineering from the Universidad Autonoma Metropolitana, Mexico City, Mexico, in 1984, the M.Sc. degree in information engineering from The City University, London, U.K., in 1988, and the Ph.D. degree in electric engineering from Bath University, Bath, U.K., in 1994.

From 1984 to 1991, he was a Research Officer in the Metrology Section, Electric Engineering Department of the Centro de Investigacion y Estudios Avanzados, IPN, Mexico City. In 1995, he joined the Centro Nacional de Metrología, El Centro Nacional de Metrología (CENAM), Queretaro, Mexico, working in the Power and Energy Laboratory. Since 1998, he has been the Director of the Electrical Metrology Area of CENAM. His main area of research interest is digital signal processing applied to low-frequency electrical metrology.



Roque A. Osornio-Rios (M'10) received the Ph.D. degree in mechatronics from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2007.

He is a National Researcher level 2 in the Mexican Council of Science and Technology, Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, Mexico City, Mexico. He is currently a Head Professor with the University of Queretaro, Queretaro, Mexico. He is the Advisor for more than 80 theses, and a Coauthor of more than 90 technical papers published in international journals and conferences. His fields of research interest include hardware signal processing and mechatronics.

Dr. Osornio-Rios is a Fellow of the Mexican Academy of Engineering. He is part of the editorial board of the *Journal and Scientific and Industrial Research*.



Gilberto Herrera-Ruiz received the B.Sc. degree in electronics and Master's degree in electrical engineering from the Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Monterrey, Mexico, in 1986 and 1989, respectively, and the Ph.D. degree in mechanical engineering from the Technical University of Budapest, Budapest, Hungary, in 1997.

He is currently the Rector with the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, and the National Researcher level 3 in

the Mexican Council of Science and Technology, Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, Mexico City, Mexico.



Rene de J. Romero-Troncoso (M'07–SM'12) received the Ph.D. degree in mechatronics from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2004.

He is a National Researcher level 3 in the Mexican Council of Science and Technology, Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, Mexico City, Mexico. He is currently a Head Professor with the University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, and he has been an Invited Researcher with the Autonomous University of Queretaro, and with the University of Valladolid, Valladolid, Spain. He is the Author of two books on digital systems (in Spanish), and a Coauthor of more than 170 technical papers published in international journals and conferences. His fields of research interest include hardware signal processing with field-programmable gate array and monitoring and diagnosis on dynamic systems.

Dr. Romero-Troncoso is a Fellow of the Mexican Academy of Engineering. He received the 2004 Asociación Mexicana de Directivos de la Investigación Aplicada y el Desarrollo Tecnológico Nacional Award on Innovation for his work in applied mechatronics, and the 2005 IEEE ReConFig Award for his work in digital systems.

High Rate Report Synchrophasor Technique during Dynamic Conditions

M Rodriguez-Guerrero¹, R Carranza¹, R Romero-Troncoso² and R A Osornio-Rios^{2*}

¹Centro Nacional de Metrologia CENAM, El Marques, Queretaro, Mexico

²HSP digital, Engineering Faculty, Autonomous University of Queretaro, San Juan del Rio, Mexico

Received 13 August 2018; revised 18 July 2019; accepted 20 October 2019

Current industrial applications of synchrophasors in intelligent grids depend to a great extent on highly trustable measurements, mainly during dynamic conditions of a power system, like a power swing which exhibits simultaneous variations of amplitude and phase in both voltage and current. This work presents the assessment of the performance of a novel synchrophasor technique following tests of the dynamic section of the IEEE Std. C37.118.1-2011, which requests testing the simultaneous variations of amplitude and phase.

Keywords: Power system monitoring, frequency measurement, phasor measurement units, synchrophasor estimation

Introduction

Control and observability of power flow in an interconnected power system are some of the main drivers for using reliable synchrophasor measurements in intelligent grids¹⁻⁵. Different techniques of synchrophasor measurement devices for use under dynamic state are well described. Early approaches related to the Discrete Fourier Transform (DFT)⁶. Some work on the use of synchrophasors for dynamic applications, like the Taylor expansion model based on least-squares method for convergence is well known⁷. The Taylor-Kalman-Fourier transform is used reporting satisfactory results claiming to deliver synchrophasor estimators in one single processing cycle using a linear transformation⁸. However, very few works found in literature that analyze power system during dynamic conditions are suitable to be implemented in a physical instrument⁹⁻¹⁰. In this work, an improved measurement technique for instantaneous frequency of a time varying sinusoidal signal is presented. The main contribution is, that the enhanced technique allows for the measurement of simultaneous variations of amplitude, phase and frequency that a voltage or current signal may undergo during dynamic power system conditions. The measuring technique was implemented in a processing PXI platform.

Measuring Algorithm

The synchrophasor technique is based on a pair of band-limited and orthogonal FIR filters, supported by an adaptive gain algorithm to adapt in real time the gain of the filters while keeping fixed their length to one cycle of the nominal fundamental frequency. A brief insight of the algorithm is shown in figure 1a), where $x(t)$ represents either a voltage or current input signal. Measurement of a current signal implies a robust discriminating technique to extract in real time the fundamental frequency from non stationary noise. An assessment of the reliability of the measuring technique is performed in this work. The input signal $x(t)$ is decomposed in its orthogonal components and filtered within a narrow bandwidth, where the gain of the filters is corrected by a unit-gain adaptive algorithm which allows to track the fundamental frequency in real time; the final stage calculates the estimates of frequency, amplitude and phase. The orthogonal decomposition shown in figure 1a), may be associated with the orthogonal components of the TVE shown figures 1 b) and c), i.e. the real and imaginary parts of the signal denoted by $x_r(t)$ and $x_i(t)$, respectively. When a pulse of synchronization arrives at the measurement system as in figures 1b), typically through a GPS receiver, a pair of reference signals are generated: $x_r(t)$, and $x_i(t)$. At the same time, a reference synchronization signal is triggered for the rate report. Regarding the proposed technique, if an input signal $x(t)$ is applied at its input, the adaptive orthogonal filters produce estimations of the

*Author for Correspondence
E-mail: raosornio@hspdigital.org

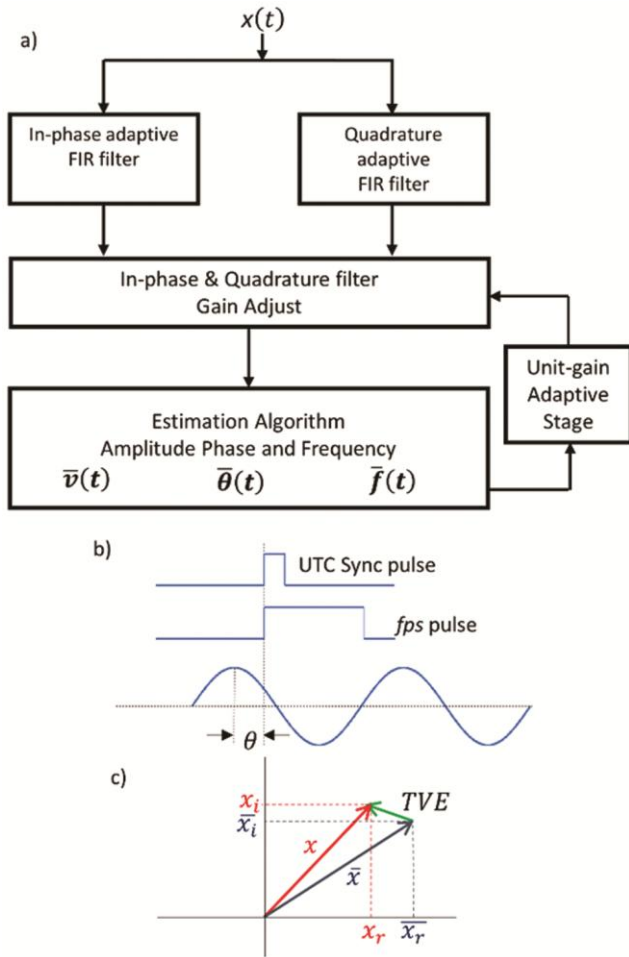


Fig. 1 — Proposed technique for synchrophasor. a) Unit gain orthogonal decomposition of an input signal allows measuring its amplitude and phase, b) UTC synchronization basic scheme, c) TVE composition

orthogonal components of the input signal. The estimates denoted by \bar{x}_r and \bar{x}_i for the real and imaginary components, respectively, allow using the orthogonal components to estimate the amplitude $\bar{x}(t)$, phase $\bar{\theta}(t)$, and frequency $\bar{f}(t)$. The reference and the estimated orthogonal components are used to estimate the TVE, FE and shown in figure 1c) for TVE.

By using the values of the decomposition, it is possible to estimate the fundamental frequency as shown in Equation (1):

$$\bar{f}(t) = \frac{\bar{x}'_i \bar{x}_r - \bar{x}'_r \bar{x}_i}{2\pi T_s [\bar{x}_r^2 + \bar{x}_i^2]} + \frac{2\pi^2 T_s^2 \bar{f}_0}{3} + (\beta \bar{f}_0^2 + \alpha \bar{f}_0 + f_k) \quad \dots (1)$$

where $\bar{f}(t)$ is the instantaneous value of the fundamental frequency; \bar{x}_i and \bar{x}_r represent the quadrature and in-phase components of $v(t)$; \bar{x}'_i and

\bar{x}'_r stand for the time derivative of the quadrature and in-phase components of $x(t)$. T_s is the value of the sampling frequency; finally, \bar{f}_0 is a one-step forward estimate of the fundamental frequency. A quadratic model is required in order to automatically estimate the fractional frequency deviation compensation, being an improvement of the original technique. The values for fractional deviation adjustment are: $\alpha = 0.316 \times 10^{-6}$, $\beta = 5.4 \times 10^{-6} \text{ Hz}^{-1}$, and $f_k = 6.0477 \times 10^{-3} \text{ Hz}$. The amplitude $\bar{x}(t)$, and the phase $\bar{\theta}(t)$ components of the input signal are obtained from Equations (2) and (3) respectively,

$$\bar{x}(t) = \sqrt{(\bar{x}_r)^2 + (\bar{x}_i)^2} \quad \dots (2)$$

$$\bar{\theta}(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\bar{x}_i}{\bar{x}_r} \right) \quad \dots (3)$$

When the estimates of the orthogonal components are available, the algorithm compares them against the reference orthogonal components. The reference components are available upon arrival of the GPS pulse of synchronization; these reference components represent a reference synchrophasor. The algorithm delivers report rates (fps) higher than the recommended in [20]. Theoretically it is possible to report estimates of amplitude, phase and frequency at the sampling frequency once the first fundamental cycle is completely recorded and processed. In the implementation of the technique on a PXI platform the reports of the measuring algorithm are fully synchronized to the universal coordinated time (UTC). The orthogonal band-pass filters extract the fundamental frequency component from DC, harmonic frequencies and out-of-band additive noise components that may be present in the input signal. The value of the orthogonal components is corrected by a unit-gain algorithm as the frequency of the fundamental component may deviate from nominal.

Performance evaluation technique using dynamic section of the Std. IEEE C37.118.1-2011

In order to assess the performance of the proposed synchrophasor technique under dynamic conditions as established in the IEEE Std. C37.118.1-2011, the measuring technique was implemented on a PXI platform. This platform contains three modular items, a real-time controller ($PXI 8119$), a GPS receiver and timing card ($PXI-6683$), and a dynamic acquisition card based on Delta-Sigma Analog-to-Digital Converter ($PXI-4462$). These three elements can be seen in figure 2a). According to the standard the indices used for evaluating the performance are the

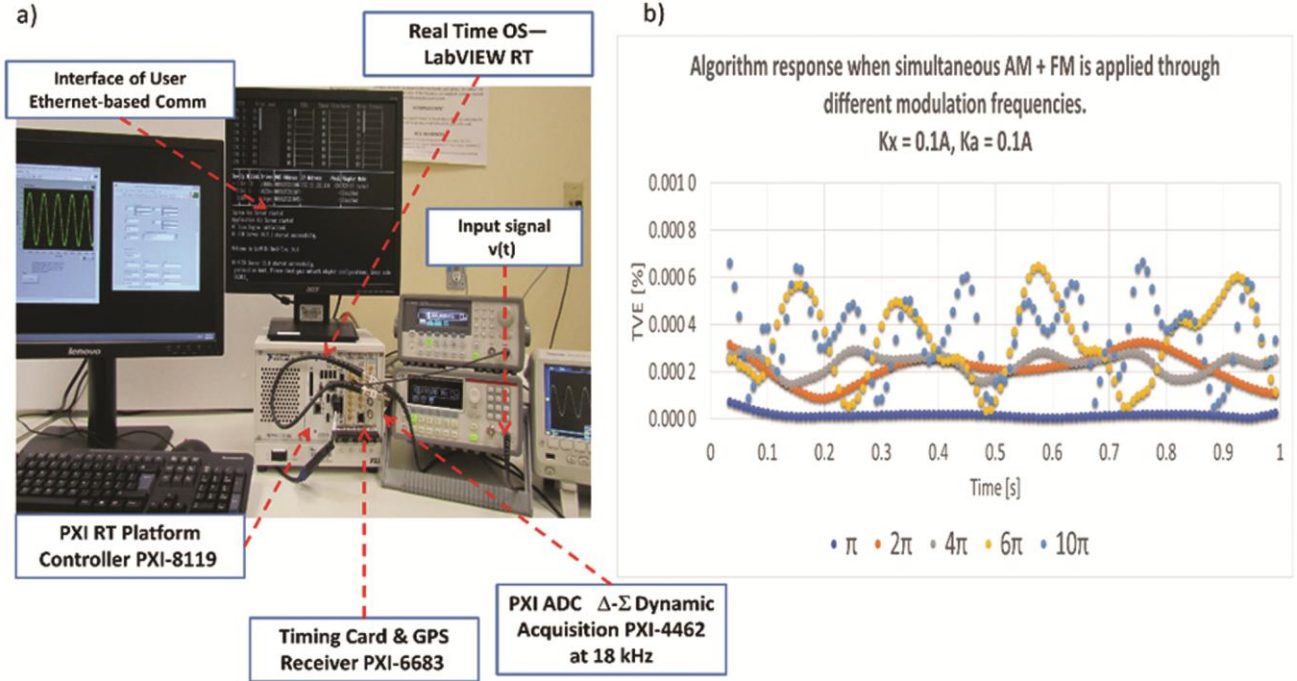


Fig. 2 — Experimentation a) Implementation of the proposed algorithm on a PXI 8119 for real time applications, b) Proposal technique results of modulation for amplitude and phase simultaneous.

TVE (*Total Vector Error*), and the FE (*Frequency Error*) and ROCOF (*Rate of Change of Frequency*). For these tests the fundamental frequency of the input signal is set at 60 Hz whereas the sampling frequency is 9 kHz, and the rate report is set at 120 frames per second (*fps*).

Effects of harmonic distortion

The section of the steady state compliance tests in the standard, aims at assessing the performance of synchrophasor regarding the presence of harmonic frequencies in the input signal. A parametric waveform may be synthesized from equation (4).

$$x(t) = A * [\cos(2\pi f_0 t + \theta_1) + \sum_{h=2}^H a_h(t) * \cos(2\pi h f_0 t + \theta_h)] \quad \dots (4)$$

Where A is the amplitude peak value, f_0 is the fundamental frequency, θ_1 is the value of the phase of the fundamental component, whereas t is the independent variable for time. h is the index value of the h -th harmonic up to H . $a_h(t)$ is the time-dependent amplitude factor of the h -th harmonic component of the fundamental and θ_h is the h -th harmonic phase value. For these tests, the values of the fundamental frequency f_0 , the phase of the fundamental component, and the phase of each harmonic component θ_h are fixed. Only one harmonic component is evaluated at once. According to the

standard, in this test the TVE is obtained by applying a single harmonic at a time, where harmonics range from the 2nd up to the 50th harmonic. The amplitude of each harmonic is rated at 10% of the fundamental signal.

Effects of fundamental frequency deviations

The steady state compliance tests in the Standard aim at assessing the performance of synchrophasor to the effects of off-nominal frequency conditions in the input signal. For such purpose the Standard proposes using equation (5).

$$x(t) = A * [\cos(2\pi(f_0 + \Delta f)t + \theta_1)] \quad \dots (5)$$

where A is the amplitude peak value, f_0 is the fundamental frequency, θ_1 is the value of the phase of the fundamental component, whereas t is the independent variable for time, Δf is the deviation in the fundamental frequency from -5 Hz up to 5 Hz in discrete steps. In this work four deviations are evaluated, they cover the 10 Hz bandwidth required by the Standard: -5 Hz, -1 Hz, +1 Hz and +5 Hz.

Effects from simultaneous modulation of amplitude and phase

For assessing the performance of the proposed synchrophasor to the effects of simultaneous modulation of amplitude and phase, the section of dynamic compliance in the 2011 version of the Standard is followed. To conduct this test, the input

signal to the synchrophasor is formulated on equation (6) for each phase.

$$x(t) = A * (1 + k_a \cos(\omega_m t)) * (\cos(2\pi f_0 t + k_p \cos \omega_m t - \pi) \dots (6)$$

where k_a is the amplitude modulation factor, k_p is the phase modulation factor, and ω_m the modulation frequency. For this test, the amplitude and phase modulation values are $k_a = 0.1$, $k_p = 0.1$, and $\omega_m = 10\pi$, respectively, which is the more severe case that the Standard requires. The other variables are set the same as in equation (1).

Effects of Amplitude and Phase Step

For assessing the performance of the proposed synchrophasor to the effects of step changes of amplitude and phase, located in the dynamic compliance section in the standard, is followed. To conduct this test, the input signal to the synchrophasor is formulated on equation (7).

$$x(t) = A * (1 + d_a \mu(t)) * (\cos(2\pi f_0 t + d_p \mu(t))) \dots (7)$$

Where d_a is the amplitude factor step and d_p is the phase factor step; $\mu(t)$ is the Heaviside step function. The test is made in two stages, first $d_a = 0.1$ and $d_p = 0$ and the second one $d_a = 0$ and $d_p = \pi/18$.

Effects of a Frequency Ramp

The dynamic compliance section includes a test related with fast frequency changes, consisting of a frequency modulation test with an acceleration of ± 1 Hz/s. In order to conduct this test, the input signal to the synchrophasor is formulated on equation (8).

$$x(t) = A * \cos(2\pi f_0 t + \pi R_f t^2) \dots (8)$$

where R_f is the rate of change in the frequency. For the test the value is set to 1 Hz/s during 5 s, i.e.: the initial and final values of the frequency are 60 Hz and 65 Hz, respectively.

Results and Discussion

An experimental setup using real signals has been developed. According with the diagram in figure 1a), a 1 V signal from an Agilent 33250 A is applied directly to the PXI-ADC platform. This experiment explores the capability of the synchrophasor technique to follow the abrupt changes of amplitude of the input signal. The duration of the test is up to 10 s, while the amplitude of the input signal is step changed as follows: step 1, $v(t) = 1V$; step 2, $v(t) = 1.1$

V; step 3, $v(t) = 1.2$ V; step 4, $v(t) = 1.1$ V; step 5, $v(t) = 0.6$ V; step 7, $v(t) = 0.7$ V; step 8, $v(t) = 0.8$ V; step 9, $v(t) = 0.9$ V; step 10, $v(t) = 1.0$ V; the fundamental frequency of $v(t)$ is 60 Hz. The report is 120 *fps*. Figure 2b) illustrates the response of the algorithm to results of modulation for amplitude and phase simultaneous. An experimental assessment of the performance of the proposed algorithm shows that this technique is suitable for implementation on platforms for real-time tracking of amplitude, phase and frequency quantities of a voltage signal in a power system. The proposed algorithm complies well the limits established in the IEEE Std. C37.118.1-2011 and 2014 for dynamic conditions. For steady state conditions, the measurement errors of the algorithm regarding to measurements of amplitude, phase and frequency are lower than some parts of 10^4 . Specifically, under the presence of harmonics, measurement results are at least 1000 times better than the requirements of the Standard, and for FE shows agreement on 3×10^{-5} , overcoming the limit established in the Standard for both classes of PMU. The result shows that the algorithm is nearly insensitive to off-nominal frequency conditions. The agreement in each case is about some parts in 10^{-5} for TVE using an observation window of one fundamental cycle. When the reference synchrophasor is tested for dynamic conditions, the results confirm that the technique complies well with the limits established in the Standard. From the tests of simultaneous modulation of amplitude and phase, experimental results show that the reference synchrophasor is capable of correctly following the simultaneous changes in amplitude and phase without the need of separating the tests. The error in the measurement of amplitude is lower than 0.05 % in positive sequence amplitude. The report rate is set in 120 *fps*. This feature is relevant for applications on distribution networks, when dealing with sudden changes of amplitude and frequency along with highly distorted components. By using the approach in this work it might be possible to monitor PQ events and provide reports as fast as 120 *fps*, i.e. half of a fundamental cycle. The algorithm can overcome the limits of the two classes of PMU defined in the Standard; this feature is possible due to the design of the adaptive orthogonal filter described in this work in combination with corrections in phase and frequency. The observation window is one fundamental cycle and the filter has a sliding window of one sample at the time that allows reaching higher report rates, this represents an advantage over traditional approaches

that requires complete sequential windows to process. The experimental results confirm the capability of the algorithm to report at each half cycle of the fundamental; this feature allows to observe simultaneous changes in amplitude, phase and frequency in voltage signals. For environments such as distribution networks where the amplitude, phase and frequency conditions suddenly change with time, having a measuring tool that is capable of determining accurately these changes is a key element for observability of a power system. The main application of a PMU is mainly related to transmission networks. For applications on distribution networks it is highly appreciated an enhanced PMU with improved measurement capabilities of amplitude, phase and frequency, which ensures to be robust against severe power quality events, as the measuring synchrophasor described in this work.

Conclusions

The simultaneous deviation of amplitude, phase and frequency of a signal may be considered as a remarkable feature test for a given synchrophasor measuring technique. The measurement technique proposed in this work provides a real time tracking of the amplitude, phase and frequency of the fundamental frequency component even if it deviates from nominal values. Tests reported in this work account for the capability of the proposed technique for the instantaneous measurement of the fundamental frequency, phase and amplitude, and its feasibility for being implemented in a real-time system in high report rates beyond those found in the Standard. The proposed algorithm is tested using the parameters established in standard, presenting acceptable performance in dynamic tests, even in the case of simultaneous events, which overcome the requirements of the version 2014 of the Standard. The reference synchrophasor was implemented on a PXI platform. Computational effort is lower than other synchrophasor estimation approaches. Future work in this research will be focused to determine the uncertainty of measurement of amplitude, phase,

frequency, and ROCOF of the proposed reference synchrophasor. The analysis of the results of tests on the synchrophasor conducted so far show that it may be used as a reference measurement standard for providing measurement traceability to PMU technologies.

Acknowledgements

This research was supported in part by project FOFI-UAQ 2018 FIN201812.

References

- 1 Elvira-Ortiz DA, Morinigo-Sotelo D, Romero-Troncoso RJ & Osornio-Rios R A Jayanthi A, Photovoltaic power generation estimation using statistical features and artificial neural networks, *J Sci Ind Res*, **78** (2019) 212-215
- 2 Raj A, Gajjar G & Soman SA, Controlled islanding of transmission system using synchrophasor measurements, *IET Gener Transm Dis*, **13** (2019) 1942-1951
- 3 Phadke AG & Bi T, Phasor measurement units WAMS and their applications in protection and control of power systems, *J Mod Power Syst Cle*, **6** (2018) 619-629
- 4 Kumar DS & Savier JS, Synchrophasor-based system integrity protection scheme for an ultra-mega-power project in India, *IET Gener Transm Dis*, **13** (2019) 1220-1228
- 5 Rodriguez-Guerrero MA, Carranza RD, Osornio-Rios RA & Romero-Troncoso RJ, A novel methodology for modeling waveforms for power quality disturbance analysis, *Electr Pow Syst Res*, **143** (2017) 14-24
- 6 Sawant AB & Wagh SG, Density, viscosity, DFT and FTIR study of tertiary butyl alcohol and ethanol with DMSO and DMF at room temperature, *Indian J Pure Ap Phy*, **56** (2018) 405-414
- 7 Pannucharoenwong N, Benjapiyaporn J & Benjapiyaporn C, An Industrial Utilization of Tubular Ice Production Facility towards Energy Optimization Using the Study of Initial Parameters in Production, *J Sci Ind Res*, **76** (2017) 433-437.
- 8 de la O Serna JA & Rodriguez-Maldonado J, Taylor-Kalman-Fourier filters for instantaneous oscillating phasor and harmonic estimates, *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, **61** (2012) 941-951
- 9 Romano P & Paolone M, Enhanced interpolated-DFT for synchrophasor estimation in FPGAs: theory, implementation, and validation of a PMU prototype, *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, **63** (2014) 2824-2836
- 10 Ghafari C, Almasalma H, Raison B, Hadjsaid N, Caire R & E. Martin, Phasors estimation at offnominal frequencies through an Enhanced-SVA method with a fixed sampling clock, *IEEE T Power Deliver*, **32** (2017) 1766-1775