



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Localización de fuentes de armónicos en
sistemas de distribución para evaluar
conformidades del código de red**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Emiliano Vázquez Aguilar

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Mario Roberto Arrieta Paternina



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2025



**PROTESTA UNIVERSITARIA DE INTEGRIDAD Y
HONESTIDAD ACADÉMICA Y PROFESIONAL
(Titulación con trabajo escrito)**



De conformidad con lo dispuesto en los artículos 87, fracción V, del Estatuto General, 68, primer párrafo, del Reglamento General de Estudios Universitarios y 26, fracción I, y 35 del Reglamento General de Exámenes, me comprometo en todo tiempo a honrar a la institución y a cumplir con los principios establecidos en el Código de Ética de la Universidad Nacional Autónoma de México, especialmente con los de integridad y honestidad académica.

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado LOCALIZACION DE FUENTES DE ARMONICOS EN SISTEMAS DE DISTRIBUCION PARA EVALUAR CONFORMIDADES DEL CODIGO DE RED que presenté para obtener el título de INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO es original, de mi autoría y lo realicé con el rigor metodológico exigido por mi Entidad Académica, citando las fuentes de ideas, textos, imágenes, gráficos u otro tipo de obras empleadas para su desarrollo.

En consecuencia, acepto que la falta de cumplimiento de las disposiciones reglamentarias y normativas de la Universidad, en particular las ya referidas en el Código de Ética, llevará a la nulidad de los actos de carácter académico administrativo del proceso de titulación.

EMILIANO VAZQUEZ AGUILAR
Número de cuenta: 317049851

Agradecimientos

La culminación de este trabajo representa mucho más que un logro académico; es el resultado del apoyo, la confianza y el cariño de personas extraordinarias que creyeron en mí.

A mi madre, Verónica Aguilar, por apoyarme siempre con palabras de aliento y enseñarme que nada es imposible cuando hay perseverancia. Tu fortaleza ha sido mi ejemplo.

A mi padre, Modesto Vázquez, por brindarme las oportunidades que facilitaron mi trayecto académico.

A mi abuela Lidia Martínez y mi abuelo Francisco Aguilar, quienes me enseñaron la importancia de creer en mis sueños, que siempre se necesita la ayuda de alguien más y que lo más difícil es empezar. Sus enseñanzas me acompañan cada día.

A mi hermano Lisandro Vázquez, por motivarme constantemente a no hacer las cosas medianamente bien, sino excelentes, y por apoyarme en los momentos más difíciles de la carrera. Tu exigencia me hizo crecer.

A mi tío Rodolfo Vázquez y mi tía Alejandra Aguilar, por motivarme y alentarme siempre en esta trayectoria. Su respaldo fue fundamental.

A toda mi familia, por estar presente en cada paso, brindándome su apoyo y palabras de aliento cuando más las necesitaba.

A mis amigos: Jimena Gonthier, Alan Guzmán, Allison Olvera, Lalo León, con quienes viví de la mano los momentos más estresantes de mi carrera, pero también los más divertidos e inolvidables. Hicieron que este camino valiera la pena.

A mi asesor de tesis, Dr. Mario Arrieta, por su guía, paciencia y dedicación. Su disposición para explicar y orientarme permitió desarrollar este trabajo de la manera más satisfactoria posible.

Para concluir, agradezco el respaldo brindado por el proyecto PAPIIT-IT 102723, “Desarrollo de técnicas para la estimación de la constante de inercia de generadores mediante datos sincrofásorales”, y por el proyecto IN114024,

“Estimación, Monitoreo y Control Robusto de Convertidores basados en Electrónica de Potencia”.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación	2
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo General	3
1.2.2. Objetivos Específicos	3
1.3. Hipótesis	3
1.4. Estado del Arte	4
1.4.1. Análisis Modal en Frecuencia y Dominancia Diagonal por Bloques	4
1.4.2. Método basado en impedancia subsíncrona	5
1.4.3. Método de reducción de orden	7
1.4.4. Método basado en Modelo de Red de Impedancias	8
2. Marco teórico	9
2.1. Disipación de Energía en Sistemas de Potencia Eléctrica . . .	9
2.1.1. Energía en Generadores y Oscilaciones Interárea	9
2.1.1.1. Oscilaciones Interárea y Marcos de Referencia .	10
2.1.1.2. Patrón de Intercambio Energético	11
2.1.1.3. Representación Matemática del Decaimiento . .	11
2.1.2. Tipos de amortiguamiento en sistemas electromecánicos	12
2.1.2.1. Amortiguamiento mecánico	12
2.1.2.2. Amortiguamiento eléctrico	12
2.1.2.3. Amortiguamiento del sistema	13
2.2. Método de flujo de energía disipada	13
2.2.1. Método original basado en energía	13
2.2.2. Modificación del método para su uso con datos PMU . .	14

2.3. Estimación fasorial	16
2.3.1. Transformada Discreta de Fourier	16
2.3.1.1. Ventana de Hann: continuidad y estabilidad es- pectral	17
2.3.1.2. Descomposición espectral de Hann	17
2.3.1.3. Ancho de banda de ruido equivalente	18
2.3.1.4. Ortogonalidad de las exponenciales complejas	19
2.3.2. Serie de Fourier para señales discretas	20
2.3.2.1. Matriz de proyección tipo Fourier	21
2.3.2.2. Procesamiento multicanal mediante la Transfor- mada de Fourier	22
2.4. Ajuste de la Transformada de Fourier con Ventaneo	22
2.4.1. Adaptación Frecuencial para Sistemas Eléctricos	23
2.4.2. Normalización y Representación Espectral	23
2.4.3. Ganancia Coherente y Fuga Espectral	24
2.4.4. Ventanas Temporales y Estrategia de Solapamiento	25
2.5. Marco Normativo	26
2.5.1. IEC 61000-4-7	26
2.5.1.1. Sincronización Temporal en IEC 61000-4-7	27
2.5.1.2. Cálculo del valor eficaz y la distorsión armónica	27
2.5.1.3. Aspectos prácticos de cálculo conforme IEC	28
2.5.2. Estándar IEEE 519	28
2.5.2.1. Límites de distorsión IEEE 519	29
2.6. Fasores sincrónicos y estimación de frecuencia	31
2.6.1. Definición del sincrófasor	31
2.6.2. Estimación discreta de frecuencia.	32
2.6.3. Estimación de sincrófasores, frecuencia y ROCOF	32
2.6.3.1. Cálculo de frecuencia y ROCOF	32
2.7. Cálculo de Potencias por Armónico	33
2.7.1. Representación Fasorial y Potencia Compleja	33
2.7.2. Componentes de potencia activa y reactiva.	34
3. Descripción del sistema de 13 nodos del IEEE y definición de casos de estudio	35
3.1. Caso base del sistema	35
3.1.1. Componentes	36

3.1.2. Parámetros de simulación	40
3.2. Caso 1: dos rectificadores trifásicos no controlados	40
3.2.1. Modificaciones al caso base del sistema	41
3.2.1.1. Especificaciones del rectificador	41
3.3. Caso 2: dos rectificadores no controlados e inversor monofásico	42
3.3.0.1. Modificaciones al caso 1	42
3.3.0.2. Especificaciones del inversor monofásico	42
3.4. secuencia temporal del Caso 1-2	43
4. Metodología para la localización de fuentes de armónicos	45
4.1. Arquitectura	45
4.2. Metodología	47
4.2.1. Adquisición de señales trifásicas	48
4.2.2. Descomposición armónica de corrientes y voltajes mediante Transformada Discreta de Fourier	48
4.2.2.1. Configuración espectral	49
4.2.2.2. Extracción de magnitudes y fases	50
4.2.2.3. Cálculo de distorsión armónica total	50
4.2.2.4. Estructura de salida del análisis espectral por ventanas	50
4.2.3. Estimación de frecuencia instantánea	51
4.2.4. Cálculo de potencias por armónico	52
4.2.5. Implementación de Distorsión de Potencia por Flujo de Energía Disipada	52
4.2.5.1. Sincronización y validación de datos multicanal	52
4.2.5.2. Fórmula instantánea de Distorsión de Potencia	53
4.2.5.3. Derivada temporal del voltaje	54
4.2.5.4. Distorsión total por Bus-Fase	54
4.2.5.5. Indicador de distorsión por bus	55
4.2.6. Visualización de resultados de Distorsión de Potencia	55
4.2.6.1. Estructura de salidas	55
4.2.6.2. Representación gráfica	56
5. Implementación y resultados de los casos de estudio	59
5.1. Caso 1: dos rectificadores trifásicos no controlados	60
5.1.1. Adquisición y validación de señales del caso 1	60

5.1.1.1. Respuesta de voltaje y corriente en los buses . .	61
5.1.2. Extracción armónica del caso 1	63
5.1.2.1. Espectro de voltaje y corriente en el Bus 26 . .	63
5.1.2.2. Espectro de voltaje y corriente en el Bus 7 . . .	65
5.1.3. Caso 1: Respuesta transitoria de Frecuencia y Potencias Armónicas	66
5.1.4. Fuentes armónicas del Caso 1: Identificación y localización	71
5.1.4.1. Identificación y severidad de fuentes armónicas	71
5.1.5. Caso 1: Top-15 buses-fase más críticos	72
5.1.5.1. Análisis temporal e impacto de la operación simultánea	74
5.2. Caso 2: dos rectificadores trifásicos y un inversor monofásico	74
5.2.1. Adquisición y validación de señales del Caso 2	75
5.2.2. Extracción armónica del Caso 2	77
5.2.2.1. Espectros armónicos en Bus 3 (Inversor)	77
5.2.3. Caso 2: Respuesta transitoria de potencias armónicas .	79
5.2.4. Fuentes armónicas del Caso 2: Identificación y localización	81
5.2.5. Caso 2: Análisis armónico específico del Bus 3-B	83
5.2.6. Caso 2: Síntesis de hallazgos	84
6. Conclusiones	87
6.1. Contribuciones	88
6.2. Trabajos Futuros	88
 Bibliografía	 89

Índice de figuras

1.1. Propagación de oscilaciones con firewall	6
2.1. Transformada de la ventana de Hann	18
3.1. Alimentador de 13 nodos en los escenarios 1-2	36
4.1. Concepto de red de distribución	46
4.2. Diagrama de bloques de la metodología	47
4.3. Extracción armónica por transformada de Fourier	49
5.1. Respuesta de voltaje y corriente en el bus 680	61
5.2. Respuesta de voltaje y corriente en el bus 26	62
5.3. Espectros armónicos de voltaje y corriente en el Bus 26	64
5.4. Espectros armónicos de voltaje y corriente en el Bus 7	66
5.5. Caso 1 - Potencia Activa armónica en Bus 7 (Bus 680)	67
5.6. Caso 1 - Potencia Reactiva armónica en Bus 7 (Bus 680)	68
5.7. Caso 1 - Potencia Activa armónica en Bus 26 (Carga)	68
5.8. Caso 1 - Potencia Reactiva armónica en Bus 26 (Carga)	69

5.9. Caso 1 - Desviación de frecuencia instantánea en el Bus 7 (Bus 680)	70
5.10 Caso 1 - Desviación de frecuencia instantánea en el Bus 26 (carga n)	70
5.11 Caso 1: evolución de W^D acumulado (Top-12 bus-fase)	71
5.12 Caso 1: Top-12 buses-fase (severidad armónica).	72
5.13 Respuesta de voltaje y corriente en Bus 634 (Inversor monofásico)	76
5.14 Espectros armónicos de voltaje y corriente en Bus 3 (Inversor)	78
5.15 Caso 2 - Potencia Activa en Bus 3-B (Inversor)	79
5.16 Caso 2 - Potencia Reactiva en Bus 3-B (Inversor)	80
5.17 Caso 2: Evolución temporal de W^D acumulado Top-12 bus-fase	81
5.18 Caso 2 - Top-12 buses-fase por severidad armónica	82
5.19 Bus 3-B – Potencia activa del armónico 5 vs tiempo	84

Índice de tablas

2.1. Límites de distorsión de tensión	29
2.2. Límites distorsión de corriente	30
3.1. Configuración de Líneas Aéreas	37
3.2. Configuración de Líneas Subterráneas	37
3.3. Datos de Segmentos de Línea	38
3.4. Datos del Transformador	38
3.5. Datos del Condensador	39
3.6. Datos de Cargas Puntuales	39
3.7. Datos de Cargas Distribuidas	40
3.8. Parámetros de los rectificadores trifásicos no controlados Caso 1.	41
4.1. Matriz de adquisición	48
4.2. Parámetros del análisis espectral por transformada de Fourier.	49
4.3. Salidas generadas por el módulo del cálculo	56
5.1. Matriz de adquisición de voltajes y corrientes trifásicas	60

5.2. Caso 1 – Top-15 buses-fase por severidad armónica	73
5.3. Ejemplo de análisis espectral en ventana inicial del Caso 2. . .	77
5.4. Caso 2 – Ranking de distorsión armónica ponderada	86

Capítulo 1

Introducción

La *calidad de la potencia eléctrica* (CP) no se reduce a “disponer de electricidad”. Bajo este concepto se agrupan las desviaciones de las condiciones nominales de tensión, corriente y frecuencia que afectan el desempeño de equipos. Entre los fenómenos típicos se incluyen las variaciones de tensión, interrupciones, desequilibrio de fases, desviaciones de frecuencia y *distorsión armónica* [1]. En los sistemas de distribución modernos, la distorsión armónica se ha convertido en un factor determinante debido a su incidencia en la confiabilidad operativa, las disipaciones energéticas y el envejecimiento acelerado de equipos [1]. Este comportamiento está ligado a la expansión de dispositivos electrónicos de potencia y cargas no lineales: rectificadores, inversores, fuentes conmutadas y variadores de velocidad, multiplicando el número de fuentes potenciales de armónicos conectados a la red.

Las consecuencias incluyen la deformación de formas de onda de tensión y corriente, un aumento de pérdidas en transformadores y líneas, sobrecalentamientos que aceleran el envejecimiento de equipos, interferencias con sistemas de protección y posibles incumplimientos normativos (p. ej., IEC 61000-3-6 e IEEE 519) [1, 2]. Además, la presencia de armónicos en condiciones desbalanceadas puede agravar el desequilibrio fundamental de fases, amplificando los efectos adversos.

No obstante, el reto central para la operación reside en *localizar* las fuentes de distorsión. Medir niveles armónicos es factible, pero atribuir responsa-

bilidades específicas es complejo cuando coexisten múltiples inyecciones en una red cuya impedancia es dependiente de la frecuencia y con acoplamientos que favorecen la propagación. En estas condiciones, la visibilidad operativa sobre el *origen* de la distorsión resulta limitada, lo que dificulta la planificación de medidas de mitigación y focalización. En este contexto, en este documento se propone un modelo capaz de identificar los generadores de armónicos en sistemas de potencia, permitiendo priorizar buses y fases

1.1. Motivación

Aun cuando medir la *distorsión armónica* resulta factible desde el punto de vista técnico, la identificación precisa de las fuentes responsables requiere metodologías especializadas que contemplen su comportamiento dinámico y no estacionario del sistema. Los estándares internacionales establecen límites permisibles de distorsión armónica para cada interconexión (PCC), pero sin herramientas de localización confiables, la asignación de responsabilidades sigue siendo incierta.

En los últimos años, la infraestructura de medición en los sistemas de distribución ha evolucionado. Por un lado, las unidades de medición fasorial (PMU) proporcionan muestreo de alta frecuencia, datos en tiempo real y sincronización temporal precisa, capacidades desaprovechadas en los métodos convencionales. Por otro lado, el análisis del flujo de energía disipada (DEF) ha mostrado efectividad en diagnóstico de redes, pero su implementación en el dominio armónico, combinada con datos de PMU, sigue siendo un área incompleta.

Motivado por la oportunidad de integrar estas herramientas para desarrollar un método que permita identificar y localizar con precisión las fuentes armónicas. Contar con una metodología de este tipo es relevante para organismos reguladores, facilitando decisiones.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

El objetivo de este trabajo es desarrollar e implementar un modelo basada en el análisis del flujo de energía disipada (DEF), adaptada al dominio armónico, que permita identificar y localizar las fuentes generadoras de armónicos en sistemas de distribución eléctrica y determinar cuáles de ellas incumplen los límites normativos de emisión armónica (THD) establecidos por los estándares internacionales.

1.2.2. Objetivos Específicos

1. Adaptar la técnica del flujo de energía disipada (DEF) al análisis armónico mediante el cálculo de la distorsión de potencia (WD) por armónico, integrando datos PMU.
2. Desarrollar e implementar el método modificado de disipación de energía que calcule WD instantáneo y acumulado por (Bus, Fase, Armónico), generando agregados progresivos que permitan la integral discreta en el tiempo de la energía disipada.
3. Establecer un criterio automático de severidad mediante ranking de Bus-Fase que combine el análisis DEF (magnitud integrada de WD) con violaciones de THD normativo, identificando los sospechosos de mayor incumplimiento.
4. Validar el modelo propuesto mediante casos de estudio en sistemas de distribución, generando métricas de severidad y rankings que faciliten la identificación de fuentes responsables del incumplimiento normativo.

1.3. Hipótesis

La captura de datos de voltajes y corrientes en el sistema de 13 buses de la IEEE mediante unidades de medición fasorial (PMU), proporciona la

información necesaria para caracterizar la dinámica de cada componente armónica en puntos específicos de la red de distribución.

Se realizan dos casos de estudio en el sistema de prueba de 13 buses de la IEEE con múltiples fuentes armónicas. El procesamiento de datos mediante la adaptación del flujo de energía disipada (DEF) al dominio armónico genera métricas de distorsión de potencia (WD) que, combinadas con diagnósticos de violación de THD según normas IEEE 519 e IEC 61000-3-6, clasifican la severidad de incumplimiento de cada fuente.

Es posible identificar y localizar con precisión las fuentes de armónicos en redes de distribución usando la integración de DEF y THD basada en datos de PMU, permitiendo establecer responsabilidades comerciales y regulatorias de forma objetiva.

1.4. Estado del Arte

La distorsión armónica se ha incrementado de forma constante en los sistemas eléctricos por el uso extendido de cargas no lineales. Aunque su medición es relativamente accesible, la dificultad principal reside en localizar con precisión las fuentes de origen y dirigir acciones de mitigación económicas. En esta sección se revisan los modelos y métodos propuestos previamente para la localización de fuentes de armónicos. La revisión permite tener un panorama más amplio de las diferentes técnicas existentes.

1.4.1. Análisis Modal en Frecuencia y Dominancia Diagonal por Bloques

El método FMA-BDD (Frequency-domain Modal Analysis – Block Diagonal Dominance, Análisis Modal en el Dominio de la Frecuencia – Dominancia de Bloques Diagonales) fue introducido en el trabajo [3] para analizar la propagación de oscilaciones armónicas en redes híbridas AC/DC. El resultado relevante muestra que los convertidores AC/DC ejercen una función de barrera que impide la transferencia de oscilaciones entre regiones del

sistema, provocando su contención local. Este fenómeno, ausente en configuraciones convencionales, introduce limitaciones en la aplicabilidad de los enfoques analíticos tradicionales.

El método se desarrolla en tres fases secuenciales. La primera fase establece automáticamente el área de origen de la oscilación mediante la clasificación de nodos en significativos e insignificantes, utilizando un umbral que se ajusta iterativamente hasta que el conjunto de nodos significativos replique la dinámica del sistema completo. La segunda fase reestructura el sistema para evidenciar cuatro componentes fundamentales: las impedancias propias de cada área y los acoplamientos bidireccionales que las vinculan. La tercera fase introduce tres índices cuantitativos para caracterizar la propagación: controlabilidad interárea, observabilidad interárea y factor de participación del área. El criterio de clasificación es determinístico: observabilidad nula indica confinamiento local de la oscilación; observabilidad no nula señala propagación hacia otras áreas del sistema.

El método habilita la localización de fuentes de oscilación sin modelos detallados mediante activación secuencial de cortafuegos en convertidores. Si la oscilación permanece tras activar un cortafuegos, la fuente no está en el área bloqueada; si desaparece, la fuente está en el área opuesta. Repitiendo este proceso se triangula la ubicación exacta. Los autores validaron el método en un sistema con terminales VSC-HVDC, demostrando precisión al localizar oscilaciones globales.

1.4.2. Método basado en impedancia subsíncrona

El trabajo presentado en [4] propone un sistema coordinado de protección contra las oscilaciones subsíncronas inestables (SSCI) en parques eólicos con compensación en serie. Estas oscilaciones pueden provocar daños a los equipos, desconexiones masivas de generadores y un deterioro en la calidad de la potencia, lo que representa serias amenazas para la seguridad del sistema.

La esencia del método radica en que el comportamiento oscilatorio inestable del sistema se puede replicar utilizando estructuras artificiales que facilitan su análisis. Se sugiere la creación de N sistemas sintéticos denominados FIGS (Sistemas de Generadores Idénticos Fabricados), donde N

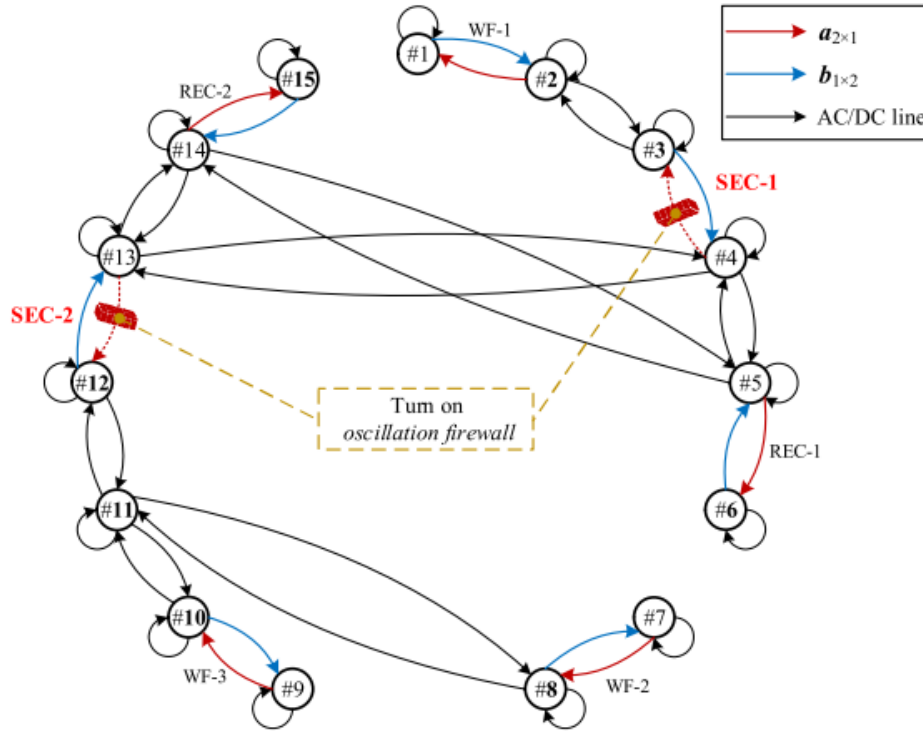


Figura 1.1: Grafo dirigido de propagación obtenido con el método FMA-BDD. Los nodos (#1–#15) representan barras/áreas. Las flechas rojas $a_{2 \times 1}$ y azules $b_{1 \times 2}$ indican dirección e intensidad del acoplamiento (propagación de la oscilación), y las líneas negras son enlaces AC/DC. Al activar los convertidores señalados (SEC-1/SEC-2), que actúan como "oscillation firewall", se bloquea la transferencia entre áreas y la oscilación queda confinada localmente. Figura tomada de [3]

corresponde al número original de generadores. En cada FIGS, todos los generadores están basados en un modelo único tomado como referencia, lo cual permite su evaluación a través de formulaciones reducidas que no dependen del tamaño del parque generador. La principal ventaja es la eliminación de estrategias que agregan máquinas para desarrollar modelos simplificados, una aproximación que captura las dinámicas inherentes al sistema ante fenómenos.

Para el análisis de armónicos, este método permite una identificación ba-

sada en la contribución física real a través de la impedancia, esta indica directamente si un generador está alimentando o amortiguando las oscilaciones. Las mediciones en tiempo real registran las condiciones operativas actuales, lo que ayuda a evitar imprecisiones derivadas de modelos teóricos. El sistema asegura una coordinación óptima al desconectar solo lo mínimo necesario para estabilizar el sistema, transformando la protección de esquemas locales no selectivos en un sistema coordinado e inteligente.

1.4.3. Método de reducción de orden

El método de orden reducido [5] detecta y localiza fuentes de oscilaciones armónicas en sistemas eléctricos con gran cantidad de parques eólicos. El problema fundamental es que, cuando un sistema contiene múltiples generadores eólicos, el análisis computacional se vuelve inviable debido a las dimensiones extremadamente altas de las matrices involucradas.

Este se fundamenta en que el comportamiento oscilatorio inestable del sistema puede replicarse en estructuras artificiales de análisis más accesible. Se propone generar N sistemas designados FIGS (Sistemas de Generadores Idénticos Fabricados), tantos como generadores existan. Dentro de cada FIGS, todos los N generadores comparten el modelo de una única máquina tomada como patrón, lo que posibilita su evaluación mediante formulaciones de dimensión reducida independientes del tamaño del parque generador. La ventaja es la eliminación completa de estrategias de agregación de máquinas para construir modelos reducidos, aproximación que consistentemente genera resultados imprecisos debido a su incapacidad para capturar adecuadamente las dinámicas inherentes al sistema.

En escenarios prácticos en los que no se dispone de información detallada de todos los generadores, el método permite usar modelos de unos pocos generadores obtenidos mediante pruebas de campo, evaluados a diferentes velocidades para cubrir el rango operativo. Este enfoque tiene la capacidad de detectar inestabilidades sin requerir datos de cada equipo.

1.4.4. Método basado en Modelo de Red de Impedancias

En [6] se presenta un enfoque en el análisis de la estabilidad de resonancia subsíncrona (SSR) que utiliza un Modelo de Red de Impedancias (INM, en inglés) dirigido a sistemas con múltiples parques eólicos conectados a transmisiones compensadas en serie. Este método aborda la limitación de los enfoques tradicionales, que se basan en modelos simplificados de una máquina con barra infinita, los cuales no reproducen fielmente el impacto de elementos críticos sobre la SSR como la arquitectura del sistema eléctrico, la localización de los parques eólicos, la multiplicidad de tipos de generadores y las fluctuaciones en la velocidad del viento.

El método INM desarrolla modelos de impedancia específicos para cada parque eólico y línea de transmisión, interconectándolos según la topología del sistema para formar un INM integral. Esta estructura tiene en cuenta simultáneamente múltiples parques con diferentes tipos de generadores y redes compensadas en serie, lo que permite un análisis de las características reales de SSR del sistema.

Este enfoque es de utilidad para identificar generadores asociados a oscilaciones subsíncronas y armónicos, ya que ofrece un análisis basado en la configuración real del sistema con varios parques distribuidos. A diferencia de otros métodos, el INM considera el efecto de la arquitectura del sistema, la distribución territorial de parques, la variedad de tecnologías y los cambios en las condiciones de operación. El análisis por impedancias detecta inestabilidad, cuantifica frecuencia y amortiguamiento del modo oscilatorio, y evalúa su severidad. La representación de impedancia de cada dispositivo permite estudiar su efecto sobre la SSR y optimizar el amortiguamiento, constituyendo una herramienta cuantitativa para el análisis de estabilidad subsíncrona en parques eólicos de gran escala.

Capítulo 2

Marco teórico

Para proporcionar los fundamentos teóricos del problema y la solución propuesta, en este capítulo se justifica y se explican los conocimientos teóricos que lo fundamentan.

2.1. Disipación de Energía en Sistemas de Potencia Eléctrica

En sistemas eléctricos de potencia, las oscilaciones sostenidas caracterizadas por intercambio energético entre grupos de generadores comprometen la estabilidad dinámica. Su análisis exige comprender cómo se intercambia y qué mecanismos de disipación (controles, amortiguamiento y condiciones de red) atenúan dichas oscilaciones.

2.1.1. Energía en Generadores y Oscilaciones Interárea

La energía total de un generador síncrono se compone de dos contribuciones complementarias: la energía cinética del rotor, asociada a su velocidad instantánea respecto de la síncrona, y la energía potencial, vinculada a su posición angular. La energía cinética se define como:

$$V_{K,i} = \frac{1}{2} M_i \Omega_i^2$$

Donde M_i es la constante de inercia y Ω_i la desviación de velocidad angular. La energía potencial se obtiene integrando la potencia eléctrica desde el ángulo de equilibrio estable hasta la posición actual del rotor.

$$V_{P,i} = - \int_{\theta_{i,\text{eq}}}^{\theta_i} P_i(\theta) d\theta$$

En esta expresión, la integral cuantifica el trabajo neto realizado al desplazar el rotor desde el ángulo de equilibrio θ_{eq} hasta la posición θ_i bajo la acción de la potencia eléctrica $P_i(\theta)$. Esta descomposición aporta una medida directa de la energía intercambiada entre el rotor y la red durante las oscilaciones.

2.1.1.1. Oscilaciones Interárea y Marcos de Referencia

Las oscilaciones sostenidas interárea (SIAO) — se denomina *oscilación interárea* a las oscilaciones electromecánicas de baja frecuencia que involucran *dos o más áreas* o grupos de generadores — se entienden como oscilaciones electromecánicas del rotor que, tras una perturbación, se observan en un marco síncrono y en las cuales dos o más grupos de generadores alternan periódicamente la transferencia de energía, tal como lo describen [7]

Al analizar el sistema en el marco del Centro de Inercia (COI), los generadores aparecen oscilando entre sí; sin embargo, si se consideran únicamente las energías cinéticas $V_{K,i}$, no es posible observar el intercambio de energía entre generadores, dado que todas las componentes $V_{m,i}$ se encuentran en fase. Este flujo se hace visible al pasar al marco síncrono (SCF): el comportamiento antifásico de las variaciones de energía cinética permite distinguir qué grupos ceden y cuáles absorben energía. En dicho marco, la comparación de la fase de las expresiones de $V_{K,i}$ revela directamente la transferencia energética (Jing and McCalley [7]).

2.1.1.2. Patrón de Intercambio Energético

Para cada generador, la componente dominante de la variación de su energía cinética: es posible identificar los grupos entre los cuales existe un intercambio periódico de energía. Si dos generadores presentan una fase opuesta (si la diferencia $\Phi_{ip} - \Phi_{jp} \approx \pm 180^\circ$), entonces, cuando uno gana energía, el otro la pierde: existe un intercambio de energía entre ambos. Al agrupar las máquinas que comparten fase similar, se obtienen áreas coherentes; los pares con fase opuesta marcan el “frente” del intercambio interárea. La ubicación geográfica de estos grupos en el sistema proporciona información valiosa sobre las líneas de transmisión a través de las cuales está ocurriendo el intercambio de energía, identificando ubicaciones para la instalación de controladores tipo FACTS (dispositivos electrónicos de potencia).

2.1.1.3. Representación Matemática del Decaimiento

El comportamiento dinámico de sistemas eléctricos de potencia sujetos a perturbaciones puede caracterizarse mediante $\lambda_k = \sigma_k \pm j\omega_k$, con $\sigma_k < 0$ implicando atenuación exponencial $e^{\sigma_k t}$. Además, el par de amortiguamiento muestra que la energía disipada por ciclo puede representarse mediante un par de amortiguamiento equivalente .[8]

La formulación energética propuesta por *Lei Chen, Yong Min, y Wei Hu*[8] establecen que el flujo de energía disipada puede relacionarse directamente con el par de amortiguamiento mediante la siguiente equivalencia: la energía disipada durante un ciclo completo de oscilación es proporcional al trabajo realizado por el par de amortiguamiento sobre el desplazamiento angular del rotor. Esta relación permite mediciones eléctricas de voltaje, corriente y frecuencia—disponibles a través de PMUs—en estimaciones cuantitativas del amortiguamiento del sistema.

2.1.2. Tipos de amortiguamiento en sistemas electro-mecánicos

En el marco de pequeña señal descrito por *Prabha Kundur*[9], la respuesta oscilatoria de los generadores se interpreta mediante la descomposición del par en dos componentes: *sincronizante* (restaurador de ángulo) y *de amortiguamiento* (opuesto a la desviación de velocidad). Este último representa la vía por la cual la energía del modo se disipa y, por tanto, gobierna la atenuación de las oscilaciones electromecánicas. A efectos prácticos, el amortiguamiento total resulta de la contribución conjunta de fuentes mecánicas, eléctricas y de la propia red.

2.1.2.1. Amortiguamiento mecánico

El amortiguamiento mecánico proviene de mecanismos físicos que convierten energía cinética en calor, destacando la fricción en rodamientos y el arrastre aerodinámico del rotor (*windage*). Su efecto es siempre estabilizante en el régimen lineal: reduce de forma continua la amplitud oscilatoria y aporta una disipación basal que depende del diseño de la máquina, su condición de operación (velocidad, temperatura, ventilación) y su estado de mantenimiento [9].

2.1.2.2. Amortiguamiento eléctrico

El amortiguamiento eléctrico agrupa fenómenos internos a la máquina y ligados al control de tensión: pérdidas en devanados amortiguadores y rotor, interacción con la característica potencia-tensión de la carga, y la acción del sistema de excitación, incluidos los *Power System Stabilizers* (PSS). Según *Prabha Kundur*[9], el objetivo de la excitación y del PSS es aportar un componente de par que esté en fase adecuada con la desviación de velocidad, de modo que la máquina absorba energía del modo en cada ciclo. La saturación magnética y el factor de potencia de la carga modulan la eficacia de este mecanismo; en operación típica, un ajuste correcto de la excitación y del PSS incrementa de manera significativa el amortiguamiento observado en modos locales e interárea.

2.1.2.3. Amortiguamiento del sistema

El amortiguamiento del sistema refleja la disipación asociada a la red eléctrica: redistribución dinámica de flujos y pérdidas resistivas en líneas, transformadores y equipos a medida que varían ángulos y velocidades. Su magnitud depende de la topología, las relaciones R/X , el punto de operación y la participación modal de las áreas involucradas. Desde la perspectiva de [Prabha Kundur](#)[9], este aporte se interpreta como un "amortiguamiento agregado" de la red que extrae potencia real del modo y contribuye a su decaimiento, siendo especialmente relevante en modos interárea donde la energía se intercambia mediante líneas de transmisión extensas.

2.2. Método de flujo de energía disipada

El método de flujo de energía disipada (DEF, por sus siglas en inglés) representa un enfoque robusto para localizar fuentes de oscilación en sistemas de potencia, esto se fundamenta en el análisis del flujo de energía entre los componentes del sistema. La evolución del método ha experimentado una implementación teórica importante, la cual Comprende su aplicación con datos de medición en tiempo real.

Entender esta evolución requiere analizar dos aspectos: primero, el método original propuesto por [Lei Chen, Yong Min y Wei Hu](#)[8], que establece los fundamentos teóricos del enfoque; y el segundo, las modificaciones de [Slava Maslennikova, Bin Wang y Eugene Litvinov](#)[10] para su implementación con datos de unidades de medición fasorial (PMU).

La comprensión de ambos permite apreciar la solidez conceptual del método para su implementación.

2.2.1. Método original basado en energía

El método original se basa en el cálculo del flujo de energía en la red. Para trabajar con desviaciones de las variables medidas con respecto a las variables en estado estable, en lugar de utilizar los valores absolutos.

Esto permite separar la tendencia direccional del flujo —esto indica si hay disipación o producción continua de energía—. La expresión 2.1 calcula este flujo como una integración temporal del producto de dos elementos: los cambios en potencia activa con los cambios en frecuencia, y los cambios en potencia reactiva con los cambios en magnitud de voltaje.

$$\begin{aligned} W_{ij}^D &= \int \left(\Delta P_{ij} d(\Delta \theta_i) + \Delta Q_{ij} d(\Delta \ln U_i) \right) \\ &= \int \left(2\pi \Delta P_{ij} \Delta f_i dt + \Delta Q_{ij} d(\Delta \ln U_i) \right) \end{aligned} \quad (2.1)$$

La energía disipada W_{ij}^D representa el flujo neto desde el bus i hacia la rama ij y se obtiene mediante 2.1, que integra las contribuciones de potencia activa y reactiva. Esta relación expresa la energía en términos de cambio en ángulo y voltaje, combinando la desviación de potencia activa ΔP_{ij} con el cambio en el ángulo del voltaje $d(\Delta \theta_i)$, y la desviación de potencia reactiva ΔQ_{ij} con el cambio logarítmico en la magnitud del voltaje $d(\Delta \ln U_i)$. El primer término captura la energía asociada a las variaciones de frecuencia en el sistema, mientras que el segundo término refleja la energía relacionada con las variaciones en la magnitud del voltaje.

2.2.2. Modificación del método para su uso con datos PMU

La principal limitación del método original radica en la necesidad de determinar los valores en estado estable. En sistemas reales, estos valores son desconocidos, impidiendo su aplicación en sistemas reales.

Slava Maslennikova, Bin Wang y Eugene Litvinov[10] abordan esta limitación mediante el método de *flujo de energía disipada* (DEF), el cual incorpora el procesamiento de señales PMU en el dominio de la frecuencia. La modificación requiere trabajar con señales filtradas y de media cero. En nuestra implementación, no fue necesario aplicar un filtrado adicional: los

datos PMU se procesaron espectralmente, lo que en la práctica actuó como etapa de filtrado previa.

$$\begin{aligned} W_{ij}^D &\approx \int \left(\Delta P_{ij} d\Delta\theta_{ij} + \Delta Q_{ij} d\left(\frac{\Delta V_i}{V_i^*}\right) \right) \\ &= \int \left(2\pi \Delta P_{ij} \Delta f_i dt + \Delta Q_{ij} d\left(\frac{\Delta V_i}{V_i^*}\right) \right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Donde $V_i^* = \bar{V}_i + \Delta V_i$ y $\bar{V}_i$ es el voltaje promedio. Para pasar de la forma integral a la discreta, se reemplaza la integral por una suma por muestras; usando $d\theta/dt = 2\pi \Delta f$,

$$\Delta P d\theta \rightarrow 2\pi \Delta P_{ij,t} \Delta f_{i,t} t_s,$$

y, asumiendo $V_{i,t}^*$ casi constante en el paso y aproximando $d(\Delta V)/dt$ por diferencia central,

$$\Delta Q d\left(\frac{\Delta V}{V^*}\right) \rightarrow \Delta Q_{ij,t} \frac{\Delta V_{i,t+1} - \Delta V_{i,t-1}}{2 V_{i,t}^*}.$$

Con estas sustituciones se obtiene la expresión recursiva en tiempo discreto empleada en este trabajo. Se obtiene el modelo discretizado que se utilizará para localizar los puntos de armónicos.

$$W_{ij,t+1}^D = W_{ij,t}^D + 2\pi \Delta P_{ij,t} \Delta f_{i,t} t_s + \Delta Q_{ij,t} \frac{\Delta V_{i,t+1} - \Delta V_{i,t-1}}{2 V_{i,t}^*}. \quad (2.3)$$

Donde $\Delta P_{ij,t}$, $\Delta Q_{ij,t}$, $\Delta f_{i,t}$ y $\Delta V_{i,t}$ son señales filtradas de media cero; t_s es el intervalo de muestreo de la PMU, y $V_{i,t}^* = \bar{V}_i + \Delta V_{i,t}$ representa la magnitud instantánea del voltaje en el bus i . El término $(\Delta V_{i,t+1} - \Delta V_{i,t-1})/(2 V_{i,t}^*)$ aproxima $d(\Delta V_i)/V_i^*$ por diferencia central. En esta implementación se sustituyó el pasabanda por un análisis de frecuencias por ventana con supresión de DC y selección de armónicos, obteniendo señales de media cero funcionalmente equivalentes a las requeridas por el DEF modificado.

2.3. Estimación fasorial

La estimación fasorial es un punto clave para la implementación de la versión modificada del método de flujo de energía disipada (DEF) usando datos PMU; este permite cuantificar la magnitud y fase de componentes armónicas en señales eléctricas, siendo fundamental para detectar perturbaciones en sistemas de potencia. El enfoque metodológico utiliza análisis espectral de la señal. Este descompone la señal temporal en una suma de senoidales complejas.

2.3.1. Transformada Discreta de Fourier

La Transformada Discreta de Fourier se puede interpretar como un banco de filtros, donde cada uno está sincronizado a una frecuencia específica dada por múltiplos enteros de la frecuencia fundamental del sistema. [Harris, F.J.\[11\]](#) adopta esta perspectiva, destacando que cada filtro trabaja de manera adaptada a cada senoidal de referencia. Para una señal muestreada $f(nT)$ y una ventana $w[n]$,

$$F_w(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w(nT) f(nT) e^{-j\omega nT} \quad (2.4)$$

Esto equivale a multiplicar en el tiempo por la ventana w (es decir, formar $w(nT)f(nT)$), lo cual produce en frecuencia la convolución del espectro de f con el de w :

$$F_w(\omega) = F(\omega) * W(\omega)$$

Donde $W(\omega)$ es la transformada de la ventana. El valor de $F_w(\omega_0)$ representa la suma de todas las contribuciones en cada ω , ponderada por la ventana centrada en ω_0 . En una rejilla ortogonal, solo las componentes cuya frecuencia coincide con ω_0 se concentran en un único bin; las componentes desalineadas se reparten entre bins vecinos debido al ensanchamiento impuesto por W , fenómeno conocido como *fuga espectral*.

2.3.1.1. Ventana de Hann: continuidad y estabilidad espectral

Las ventanas son funciones que disminuyen la fuga espectral multiplicativamente a los datos con intervalos de observación finitos. [Harris, F.J.\[11\]](#) explica que cuando una señal sinusoidal no completa un número de ciclos exactos dentro de una ventana, presenta saltos abruptos en los bordes. Estos saltos se manifiestan espectralmente como energía sobre todas las frecuencias. La ventana de Hann se define como:

$$w[n] = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

Con esta ventana, los datos se llevan suavemente a cero en sus extremos del intervalo, eliminando los saltos abruptos. Matemáticamente, si la señal original $x[n]$ presenta una discontinuidad de orden cero, al multiplicarla por una ventana Hann, el producto $x[n]w[n]$ queda continuo; en términos discretos, la primera diferencia regulariza los bordes y la discontinuidad se desplaza a la segunda derivada.

2.3.1.2. Descomposición espectral de Hann

La descomposición espectral asume periodicidad del tramo ($n = N-1$ conecta con $n = 0$). Bajo la condición $w[n] = w[N-n]$ para $n = 1, \dots, N/2-1$, crucialmente, el último punto $w[N-1]$ no tiene pareja simétrica visible; su pareja simétrica es del siguiente período. Esta simetría garantiza que la proyección sobre senos muestreados se anula y los coeficientes frecuenciales son puramente reales.

La ventana de Hann puede descomponerse como suma de tres *kernels* de Dirichlet desplazados; en notación:

$$W(\theta) = 0.5 D(\theta) + 0.25 D\left(\theta - \frac{2\pi}{N}\right) + 0.25 D\left(\theta + \frac{2\pi}{N}\right)$$

La ventana de Hann puede interpretarse como el desplazamiento de los *kernels* ubicados en los primeros ceros del *kernel*, y son la mitad de su tamaño. [Harris, F.J.\[11\]](#) demuestra que los lóbulos laterales de los *kernels*

desplazados están en oposición de fase con los del *kernel* central, produciendo cancelación destructiva que reduce el primer lóbulo lateral hasta ≈ -32 dB y una caída de -18 dB por octava.

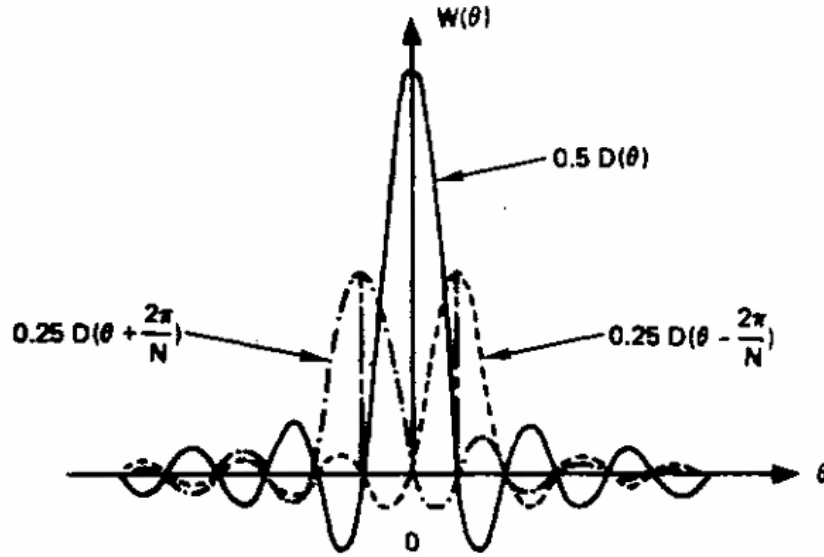


Figura 2.1: Transformada de la ventana de Hann como suma de tres *kernels* de Dirichlet: uno central $0.5 D(\theta)$ y dos laterales $0.25 D(\theta \pm 2\pi/N)$. La oposición de fase de los laterales atenúa los lóbulos laterales (hasta ≈ -32 dB) y reduce la fuga espectral. Fuente: Imagen tomada de [11].

2.3.1.3. Ancho de banda de ruido equivalente

El ancho de banda de ruido equivalente, por sus siglas en inglés (ENBW), se define como una métrica que cuantifica cuánto ruido acumula una ventana al realizar la estimación espectral. El ENBW es el ancho de un filtro rectangular ideal (respuesta plana con cortes abruptos) que, manteniendo la misma ganancia de potencia pico que la ventana real, acumula la misma potencia de ruido. La potencia de ruido acumulada se define como:

$$\text{Potencia de ruido} = N_0 \int_{-\pi/T}^{+\pi/T} |W(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \quad (2.5)$$

Donde N_0 es la potencia de ruido por hertz. Aplicando el teorema de parseval, Esto puede mostrarse, como en [11] de la siguiente manera:

$$\text{Potencia de ruido} = \frac{N_0}{T} \sum_n w^2(nT) \quad (2.6)$$

El valor pico de ganancia en potencia de la ventana, se alcanza en $\omega = 0$ (frecuencia nula) y se define como:

$$\text{Ganancia de potencia pico} = |W(0)|^2 = \left[\sum_n w(nT) \right]^2 \quad (2.7)$$

El ENBW, normalizado por N_0/T , resulta del cociente entre la potencia de ruido acumulada y la ganancia de potencia pico:

$$\text{ENBW} = \frac{T \cdot \text{Potencia de ruido}/N_0}{|W(0)|^2} = \frac{\sum_n w^2(nT)}{[\sum_n w(nT)]^2}. \quad (2.8)$$

Para la ventana de Hann, Harris tabula un *ENBW* de 1.5 *bins*, indicando una estimación integral del 50 % más de ruido que una ventana rectangular de 1.0 bin. Este incremento es el costo pagado por reducir la fuga y resolución espectral: suavizando los extremos (disminuye $\sum_n w(nT)$) y ensanchando el lóbulo principal (aumenta $\sum_n w^2(nT)$), de modo que la banda de ruido equivalente del filtro aumenta y, con ella, la potencia de ruido integrada en cada estimación espectral.

2.3.1.4. Ortogonalidad de las exponenciales complejas

Alan V. Oppenheim y Ronald W. Schaffer[12] establecen que las exponenciales de frecuencia armónicas satisfacen una propiedad fundamental de ortogonalidad, dicha propiedad se formula como:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(2\pi/N)(k-r)n} = \begin{cases} 1, & k - r = mN, \text{ } m \text{ entero,} \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (2.9)$$

La interpretación física de esta identidad demuestra que la suma normalizada actúa como un producto de dos exponenciales complejas en un período completo, el resultado es unitario cuando ambas frecuencias coinciden (módulo N) —es decir, cuando sus índices difieren en un múltiplo de N ($k - r = mN$)— y es nulo en caso contrario. La cancelación perfecta surge porque, si las frecuencias no coinciden en ese sentido, las fases recorren el círculo unitario y las contribuciones oscilatorias se anulan al promediar.

Esta identidad conecta directamente el concepto de *matched filter* de Harris [11]: cada componente espectral actúa como un filtro perfectamente sintonizado a su frecuencia armónica correspondiente. La ortogonalidad asegura que cada bin sea sensible únicamente a su frecuencia asociada, suprimiendo las componentes armónicas restantes. Las funciones trigonométricas poseen la propiedad única de que, cuando se muestrean uniformemente a lo largo de un número entero de períodos, generan secuencias discretas ortogonales.

2.3.2. Serie de Fourier para señales discretas

La representación de la Serie Discreta de Fourier (DFS) se define en [12], como secuencias periódicas $\tilde{x}[n]$ con período N . Se expresa como:

$$\tilde{X}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}[n] e^{-j(2\pi/N)kn} = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}[n] W_N^{kn} \quad (2.10)$$

Donde $W_N = e^{-j(2\pi/N)}$. Se asume que la frecuencia fundamental de la señal coincide exactamente con la frecuencia base del análisis (f_s/N). También esta transformación descompone la secuencia periódica en sus componentes espectrales, donde cada coeficiente $\tilde{X}[k]$ representa la amplitud y fase de la k -ésima armónica.

La siguiente expresión reconstruye la secuencia temporal como superposición de exponenciales complejas escaladas por sus amplitudes.

$$\text{Ecuación de síntesis: } \tilde{x}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] W_N^{-kn}. \quad (2.11)$$

La DFS establece una simetría en los dominios temporal y de frecuencia: tanto $\tilde{X}[k]$ como $\tilde{x}[n]$ son secuencias periódicas con período N . Esta dualidad garantiza la preservación de la periodicidad en ambos dominios.

Alan V. Oppenheim y Ronald W. Schaffer[12] indican que existen dos interpretaciones: los coeficientes de Fourier $\tilde{X}[k]$ pueden considerarse (i) como una secuencia de longitud finita definida únicamente para $k = 0, \dots, N-1$ y nula fuera de ese intervalo, o (ii) como una secuencia periódica infinita definida para todo $k \in \mathbb{Z}$. Ambas interpretaciones son equivalentes desde el punto de vista de la reconstrucción de la señal en el tiempo, dado que la reconstrucción de $\tilde{x}[n]$ solo requiere N valores espectrales consecutivos.

2.3.2.1. Matriz de proyección tipo Fourier

La representación matricial del análisis espectral se formaliza en [13] mediante $\mathbf{W}_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$ y sus factores de fase armónicos definidos a partir de $\omega_N^h = e^{j(2\pi/N)}$. Dicha matriz representa la base completa de exponenciales complejas ortogonales, implementando el principio del filtro adaptado según la formulación (2.5).

$$\mathbf{W}_N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \omega_N & \omega_N^2 & \cdots & \omega_N^{N-1} \\ 1 & \omega_N^2 & \omega_N^4 & \cdots & \omega_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega_N^{N-1} & \omega_N^{2(N-1)} & \cdots & \omega_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}, \quad \text{con } \omega_N^h = e^{j(2\pi/N)}. \quad (2.12)$$

Cada fila h de $\mathbf{W}_N$ funciona como un *filtro adaptado* (*matched filter*) perfectamente sintonizado con el armónico h -ésimo. Los elementos de la fila h corresponden a las muestras de una exponencial compleja que completa exactamente h ciclos en un intervalo de observación de N muestras.

La ortogonalidad entre filas distintas garantiza que el producto interno se anule; en cambio, el hecho de que $\langle w_h, w_h \rangle > 0$ asegura la descomposición espectral única.

2.3.2.2. Procesamiento multicanal mediante la Transformada de Fourier

La representación de análisis multivariado del análisis de Fourier se generaliza en [13], que permite procesar simultáneamente m canales de señales mediante una única operación matricial. Esta extensión resulta esencial en aplicaciones de sistemas eléctricos de potencia, donde múltiples canales (p. ej., tensiones trifásicas en distintos buses) deben analizarse de forma sincrónica.

$$[\hat{\xi}_1 \ \hat{\xi}_2 \ \cdots \ \hat{\xi}_m] = W_N^\dagger [s_1 \ s_2 \ \cdots \ s_m] \quad (2.13)$$

Donde $W_N^\dagger$ es la transpuesta conjugada de la matriz de Fourier; además, $s_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ representa el m -ésimo canal de señal, organizado como un vector columna con N muestras en el dominio temporal; y, por último, $\hat{\xi}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ reúne los N coeficientes de Fourier del canal m .

2.4. Ajuste de la Transformada de Fourier con Ventaneo

La implementación de la descomposición espectral ventaneada en formulación matricial totalmente vectorizada para análisis armónico multicanal en sistemas eléctricos, integrando los fundamentos de *Harris, F.J.*[11] , *Alan V. Oppenheim y Ronald W. Schafer*[12] , y con los principios de [13] descritos en la expresión 2.12, e incorporando adaptación en frecuencia. El enfoque optimiza estructura de datos y costo computacional mediante álgebra lineal: el ventaneo de Hann, la proyección armónica y la normalización espectral se combinan para estimar magnitud y fase con sesgo mínimo, construyendo la matriz de proyección adaptativa como suma de productos externos de vectores fundamentales.

2.4.1. Adaptación Frecuencial para Sistemas Eléctricos

Para sistemas eléctricos donde la frecuencia fundamental no coincide exactamente con f_s/N , resulta fundamental hacer una adaptación para análisis armónico con frecuencia fundamental variable; la matriz de proyección debe construirse con la frecuencia fundamental medida. Modificando la notación que se muestra en [13], la matriz de proyección ajustada es:

$$W_{\text{proj}}(k, n) = e^{-j 2\pi k f_0 t_n} \quad (2.14)$$

Donde $k \in [0, K]$ es el índice de armónico; f_0 es la frecuencia fundamental actual; $t_n = n/f_s$ son los instantes de muestreo; y el signo negativo corresponde a la convención estándar de análisis.

2.4.2. Normalización y Representación Espectral

La normalización de los coeficientes de Fourier puede implementarse en la representación de análisis o síntesis. Conforme a ([12] Alan V. Oppenheim y Ronald W. Schaffer), incluir la normalización con el factor $1/N$ ubicada en el análisis — decisión de diseño—, la aplicación de una ventana $w[n]$, (iii) el uso de una frecuencia de análisis variable f_0 sustituyendo la malla fija f_s/N , y la reformulación en tiempo continuo t_n en lugar de índices puros, conforme a (2.11) fijar la normalización en el análisis simplifica el procesamiento y se expresa como:

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] w[n] e^{-j 2\pi k f_0 t_n}. \quad (2.15)$$

donde $w[n]$ modela el ventaneo y asegura que las magnitudes espectrales representen directamente las amplitudes de las componentes senoidales; dado que el análisis espectral es bilateral, proporciona una representación de frecuencias positivas y negativas. En señales reales, acumulando la energía de las frecuencias negativas en las positivas de modo que la potencia total se conserve (Parseval), lo que en amplitud implica no duplicar

la componente DC y multiplicar por 2 las restantes, garantizando coherencia entre los dominios temporal y frecuencial.

2.4.3. Ganancia Coherente y Fuga Espectral

Aplicar una ventana $w[n]$ reduce la fuga espectral (lóbulo lateral) a costa de atenuar la respuesta en el bin correcto o de ensanchar el lóbulo principal. La atenuación en el bin alineado se cuantifica mediante la *ganancia coherente*

$$c_g = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} w[n] \right| = \frac{|W(0)|}{N} \quad (2.16)$$

de modo que, para recuperar amplitudes físicas a partir del espectro unilateral, puede usarse

$$A_{\text{física}} \approx \frac{A^{(\text{unilateral})}}{c_g}$$

Por ejemplo, para la ventana de Hann se tiene $c_g = 0.5$, por lo que las magnitudes espectrales resultan a la mitad y deben multiplicarse por 2 para su restitución.

Cuando la senoide no coincide exactamente con una componente espectral aparece una pérdida adicional (scalloping loss) asociada a muestrear el lóbulo principal fuera de su máximo. [Harris, FJ.\[11\]](#) la define como el cociente entre la ganancia coherente a medio bin y la ganancia en el bin alineado:

$$\text{Scalloping Loss} = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} w[n] e^{-j\omega_{1/2} nT} \right|}{\left| \sum_{n=0}^{N-1} w[n] \right|} = \frac{|W(\omega_{1/2})|}{|W(0)|} \quad (2.17)$$

$$\omega_{1/2} = \frac{\pi}{NT}.$$

En dB, $SL_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(\text{Scalloping Loss})$; los peores casos típicos son ≈ 3.9 dB para ventana rectangular y ≈ 1.4 dB para Hann. En la práctica, si se estima el *offset* de frecuencia dentro del bin, puede compensarse adicionalmente dividiendo por $|W(\Delta\omega)|/|W(0)|$, preservando coherencia entre las potencias temporal y frecuencial (Parseval).

2.4.4. Ventanas Temporales y Estrategia de Solapamiento

La ventana de Hann reduce suavemente las muestras hacia cero en los extremos del intervalo de análisis. Esta característica —suprime la fuga espectral— genera una región de "zona muerta" en los bordes donde la información de la señal queda significativamente atenuada. *Harris, F.J.[11]* advierte que, si se procesan tramos consecutivos sin traslape, hace que cualquier evento eléctrico que ocurra cerca de estos bordes sería mal caracterizado o incluso invisible en el análisis espectral.

La correlación entre componentes aleatorias con solapamiento fraccional r sigue:

$$c(r) = \frac{\left\{ \sum_{n=0}^{rN-1} (w(n) w(n + [1 - r] N)) \right\}}{\left\{ \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n) \right\}} \quad (2.18)$$

donde r representa la fracción de solape. Este coeficiente mide la superposición ponderada entre ventanas adyacentes, caracterizando la redundancia de información en el análisis tiempo-frecuencia.

Una aplicación común en análisis espectral es promediar múltiples transformadas para disminuir la varianza de las estimaciones y mejorar la relación señal-ruido. La ganancia de este promedio depende fuertemente del grado de independencia entre mediciones. *Harris, F.J.[11]*, citando el trabajo de Welch, establece que la varianza del promedio de K transformadas solapadas sigue:

$$\frac{\sigma_{\text{avg}}^2}{\sigma^2} = \frac{1}{K} \quad (2.19)$$

Sin embargo, cuando las mediciones están correlacionadas, esta reducción ideal no se alcanza. Citando el trabajo de Welch, *Harris, F.J.[11]* presenta los casos especiales para 50 % y 75 % de solapamiento:

Para 50 % de solapamiento:

$$\frac{\sigma_{\text{avg}}^2}{\sigma^2} = \frac{2}{K} \quad (2.20)$$

Para 75 % de solapamiento:

$$\frac{\sigma_{\text{avg}}^2}{\sigma^2} = \frac{9}{2K} [1 + 2c^2(0.75) + 2c^2(0.5) + 2c^2(0.25)] \quad (2.21)$$

Harris, FJ.[11] concluye que, cuando se emplean ventanas bien diseñadas, un solapamiento del 50 % produce transformadas prácticamente independientes. En la ventana de Hann se cumple $c(0.5) \approx 0.5$ y, por ende, $c^2(0.5) \approx 0.25$; esta correlación residual es lo bastante pequeña como para aproximar la reducción de varianza al caso ideal.

2.5. Marco Normativo

El crecimiento exponencial de cargas no lineales en sistemas eléctricos durante las últimas décadas — inversores de frecuencia, rectificadores controlados, fuentes conmutadas— hizo imprescindible disponer de reglas comunes tanto para medir como para limitar la distorsión armónica. La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) y el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) desarrollaron marcos normativos complementarios que abordan, la instrumentación de medición y los límites operacionales en el punto de acoplamiento común.

2.5.1. IEC 61000-4-7

La *IEC 61000-4-7* se fijó como criterio de referencia para medir armónicos: *sincronizar la ventana de análisis con la fundamental* para alinear los armónicos y evitar *scalloping loss*. Esto guió la implementación, con una adaptación temporal fina: utilizando ventanas de un ciclo y Hann periódica.

2.5.1.1. Sincronización Temporal en IEC 61000-4-7

El estándar IEC 61000-4-7 [2] fundamenta su metodología en el principio de sincronización entre la ventana temporal de análisis y la frecuencia fundamental del sistema eléctrico. Esta sincronización no es una conveniencia computacional, sino una necesidad matemática por principios de Fourier: las armónicas se observan como picos discretos únicamente si la longitud de la ventana es exactamente un múltiplo del periodo fundamental.

El estándar *IEC 61000-4-7*[2] especifica anchos de ventana de $N = 10$ períodos para sistemas de 50 Hz y $N = 12$ períodos para sistemas de 60 Hz, resultando ambos en aproximadamente 200 ms de observación.

$$\Delta f = f_{C,1} = \frac{1}{T_N} = \frac{f_{H,1}}{N} \quad (2.22)$$

Donde $f_{C,1}$ denota la separación entre componentes espectrales consecutivos (5 Hz en sistemas de 50 y 60 Hz), T_N el ancho de ventana y $f_{H,1}$ la frecuencia fundamental. Esta configuración hace que el armónico de orden h coincida con el bin $k = hN$, pues $f_{H,h} = h f_{H,1}$, cumpliendo con:

$$f_{H,h} = h f_{H,1}$$

Al alinear la ventana con la fundamental, se evita la *scalloping loss* señalada por *Harris, F.J.*[11] ; aparece cuando la frecuencia de la señal no coincide con el centro de los bins de análisis; en sistemas no sincronizados, este efecto puede inducir sesgos en la estimación de la magnitud armónica.

2.5.1.2. Cálculo del valor eficaz y la distorsión armónica

La componente armónica $Y_{H,h}$ se define en [2] como el valor eficaz (RMS) de la componente de orden h presente en una forma de onda no senoidal. Y la distorsión armónica total THD como el cociente entre la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las componentes armónicas (desde $h = 2$

hasta $h_{\text{máx}}$) y el valor RMS de la fundamental:

$$\text{THD}_Y = \sum_{h=2}^{h_{\text{máx}}} \left(\frac{Y_{H,h}}{Y_{H,1}} \right)^2 \quad (2.23)$$

2.5.1.3. Aspectos prácticos de cálculo conforme IEC

La norma establece el cálculo para THD considerando varios aspectos fundamentales. Primero, la extracción de componentes armónicas se realiza mediante ventanas temporales sincronizadas con la fundamental del sistema, asegurando que cada orden armónico h se localice precisamente en la línea espectral $k = h \times N$. Esta sincronización elimina la fuga espectral, preservando la integridad de la medición.

Además, la sumatoria característica del THD comienza en $h = 2$, excluyendo la componente de corriente continua y la fundamental, dado que el propósito es cuantificar únicamente la distorsión armónica respecto a la onda sinusoidal ideal de frecuencia $f_{H,1}$.

Finalmente, para aumentar la robustez del análisis frente a dispersión espectral, la IEC establece métricas fundamentadas en la agregación de componentes: los grupos armónicos $Y_{g,h}$ incorporan el armónico junto con sus componentes espectrales vecinas dentro de la ventana de análisis, mientras que los subgrupos armónicos $Y_{sg,h}$ consideran exclusivamente el armónico ± 1 bin adyacente. Estas agregaciones dan origen a las métricas THDG y THDS, respectivamente, de menor sensibilidad ante variaciones de frecuencia o modulaciones de amplitud. Sin agrupación espectral, la THD convencional se determina a partir de las componentes individuales $Y_{H,h}$.

2.5.2. Estándar IEEE 519

El *Estándar IEEE 519*[1] fija objetivos de diseño para sistemas eléctricos con cargas lineales y no lineales. Describe las formas de onda de tensión

y corriente y define metas de distorsión para el diseñador, tomando como referencia el punto de acoplamiento común (PCC), interfaz entre fuentes y cargas, cuyo cumplimiento reduce la interferencia entre equipos. El documento se enfoca en condiciones de estado estacionario — admite que pueden ocurrir transitorios que superen dichos límites — y establece la calidad de potencia que debe garantizarse en el PCC. No aborda los efectos de interferencia de radiofrecuencia, aunque ofrece orientación específica para sistemas telefónicos cableados.

2.5.2.1. Límites de distorsión IEEE 519

Estándar IEEE 519[1] utiliza el THD como indicador fundamental para evaluar niveles de distorsión armónica, estableciendo límites recomendados principalmente para la tensión en el punto de acoplamiento común (PCC). Las funciones implementadas calculan THD por ventana y canal, generando la variable básica que IEEE 519 emplea para comparación con límites normativos.

Tabla 2.1: Límites de distorsión de tensión (IEEE 519).

Tensión de barra V en el PCC	Armónico individual (%)	THD total (%)
$V \leq 1.0 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5 ^a

Nota: Los armónicos pares deben limitarse al 25 % de los límites establecidos para armónicos impares; no se permiten distorsiones de corriente que introduzcan componente de CC (p.ej., convertidores de media onda); y todo equipo de generación debe cumplir estos valores de distorsión de corriente independientemente del cociente I_{sc}/I_L . Fuente: tabla 2 tomada de [1].

Tabla 2.2: Límites de distorsión de corriente para sistemas de 120 V a 69 kV. Máxima distorsión armónica de corriente (en porcentaje de I_L) para armónicos impares.

Máxima distorsión armónica de corriente (en porcentaje de I_L)						
Orden armónico individual (armónicos impares)^{a,b}						
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Notas: Los límites **dependen del cociente** I_{sc}/I_L (fortaleza del sistema) y del **nivel de tensión en el PCC**. Para 120 V–69 kV, el *TDD* permitido va del 5 % en sistemas débiles ($I_{sc}/I_L < 20$) hasta 20 % en sistemas robustos ($I_{sc}/I_L > 1000$); además, los **topes por armónico individual** disminuyen con el orden (p.ej., para $I_{sc}/I_L < 20$: 4.0 % en $3 \leq h < 11$ y 0.3 % en $35 \leq h \leq 50$). En **transmisión** ($V > 161$ kV) los umbrales son más estrictos, con *TDD* típicamente en el rango 1.5–3.75 % según I_{sc}/I_L . Fuente: tabla 3 tomada de [1].

2.6. Fasores sincrónicos y estimación de frecuencia

Los fasores sincrónicos son representaciones de tensión y corriente, que expresan magnitud y ángulo en una base nominal (50/60 Hz), permitiendo comparación espacio-temporal. De forma conjunta, se estima la frecuencia y su derivada (ROCOF), métricas sensibles a desbalances y oscilaciones. Conforme a la norma IEEE C37.118.1, permite el análisis y control fiable, incluida la formación consistente de potencias por armónico.

2.6.1. Definición del sincrófasor

El estándar [IEEE C37.118.1-2011](#)[14] define el *sincrófasor* como la representación fasorial de una señal senoidal cuya fase se mide respecto de un coseno a la frecuencia nominal f_0 y cuya marca de tiempo está sincronizada a Tiempo Universal Coordinado (UTC). Bajo este criterio, el ángulo de fase es 0° cuando el máximo del coseno de referencia coincide con el pulso 1 PPS (*second rollover*) y -90° cuando el cruce por cero positivo coincide con ese mismo instante.

Bajo esta formulación, el sincrófasor instantáneo (en valor eficaz) queda

$$\begin{aligned} x(t) &= X_m(t) \cos\left(2\pi \int f dt + \phi\right) \\ &= X_m(t) \cos\left(2\pi \int (f_0 + g) dt + \phi\right) \\ &= X_m(t) \cos\left(2\pi f_0 t + \left(2\pi \int g dt + \phi\right)\right). \end{aligned} \quad (2.24)$$

de modo que, si $g(t) = \Delta f$ es constante y $X_m(t) = X_s$, el fasor “gira” a tasa uniforme $2\pi \Delta f$:

$$\mathbf{X}(t) = \frac{X_s}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \Delta f t + \phi)} \quad (2.25)$$

Estas expresiones reflejan exactamente las ecuaciones ilustradas en la de-

finición de sincrófasor del estándar (sección 4.2) [14].

2.6.2. Estimación discreta de frecuencia.

En aplicaciones prácticas (PMU o transformada de Fourier por ventanas), la frecuencia se obtiene a partir del incremento de fase del fasor fundamental entre instantes de reporte t_i y $t_{i+1} = t_i + \Delta t$:

$$\Delta\phi_i = \angle(\hat{V}_1(t_{i+1}) \hat{V}_1^*(t_i)), \quad f(t_{i+\frac{1}{2}}) \approx f_0 + \frac{\Delta\phi_i}{2\pi \Delta t}.$$

Esta relación es consistente con la definición dinámica del sincrófasor y con los procedimientos de evaluación del estándar para condiciones *off-nominal* [14].

2.6.3. Estimación de sincrófasores, frecuencia y ROCOF

Una PMU calcula y reporta estimaciones de sincrófasores según lo establece el estándar. Estas estimaciones pueden obtenerse para cada fase individual o para la secuencia positiva del sistema.

El estándar define los requisitos de exactitud, la frecuencia de reporte y los criterios para evaluar el desempeño. Aunque el documento utiliza los términos “medición” y “estimación”, técnicamente la PMU genera estimaciones de las magnitudes de interés [14].

2.6.3.1. Cálculo de frecuencia y ROCOF

La PMU también debe calcular y reportar la frecuencia y su tasa de cambio (ROCOF) utilizando las definiciones normativas [14]. Para una señal sinusoidal descrita como $x(t) = X_m \cos[\psi(t)]$, la frecuencia instantánea se define mediante la derivada temporal de la fase:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt}. \quad (2.26)$$

Mientras que el ROCOF corresponde a la derivada de la frecuencia:

$$\text{ROCOF}(t) = \frac{df(t)}{dt}. \quad (2.27)$$

Dado que los sincrófasores se referencian a la frecuencia nominal f_0 , es conveniente expresar la fase total como $\psi(t) = 2\pi f_0 t + \phi(t)$. Con esta notación, la frecuencia se puede descomponer en:

$$f(t) = f_0 + \frac{d}{dt} \left[\frac{\phi(t)}{2\pi} \right] = f_0 + \Delta f(t), \quad (2.28)$$

donde $\Delta f(t)$ representa la desviación respecto de la frecuencia nominal. Por consiguiente, el ROCOF queda expresado como:

$$\text{ROCOF}(t) = \frac{d\Delta f(t)}{dt}. \quad (2.29)$$

2.7. Cálculo de Potencias por Armónico

El análisis de potencias por componente armónica permite una lectura precisa del intercambio de energía en sistemas con distorsión. Aquí se detalla la base matemática del algoritmo de cálculo implementado, basado en la descomposición de potencia aparente establecida por el estándar IEEE 1459-2010 [15]. La metodología utiliza representaciones fasoriales obtenidas mediante la Transformada Discreta de Fourier para calcular las potencias activa y reactiva de cada componente armónica de manera independiente.

2.7.1. Representación Fasorial y Potencia Compleja

El cálculo de potencias por componente armónica siguiendo la descomposición de potencia aparente del estándar *IEEE 1459-2010*[15]. Cada componente armónica h de voltaje y corriente, obtenida mediante la Transfor-

mada Discreta de Fourier, se representa como un fasor complejo en forma polar:

$$\mathbf{V}_h = |V_h| e^{j\theta_{V,h}}, \quad \mathbf{I}_h = |I_h| e^{j\theta_{I,h}}, \quad (2.30)$$

donde $|V_h|$ e $|I_h|$ son las magnitudes eficaces y $\theta_{V,h}$, $\theta_{I,h}$ son los ángulos de fase en radianes. La potencia compleja para cada armónico se calcula mediante:

$$\mathbf{S}_h = \mathbf{V}_h \mathbf{I}_h^* = |V_h| |I_h| e^{j(\theta_{V,h} - \theta_{I,h})} = P_h + jQ_h, \quad (2.31)$$

donde $\mathbf{I}_h^*$ denota el conjugado complejo del fasor de corriente.

2.7.2. Componentes de potencia activa y reactiva.

De acuerdo con las definiciones del IEEE Std. 1459-2010 [15], las componentes real e imaginaria de la potencia compleja corresponden a:

$$P_h = \text{Re}(\mathbf{S}_h) = |V_h| |I_h| \cos(\theta_h), \quad (2.32)$$

$$Q_h = \text{Im}(\mathbf{S}_h) = |V_h| |I_h| \sin(\theta_h). \quad (2.33)$$

donde $\theta_h = \theta_{V,h} - \theta_{I,h}$ es el desfase entre voltaje y corriente del armónico h . Se usa la interpretación de signos propia de la convención pasiva: $P_h > 0$ cuando la potencia fluye hacia el elemento (la carga absorbe potencia activa) y $P_h < 0$ cuando el elemento la entrega al sistema; para la potencia reactiva, $Q_h > 0$ indica comportamiento inductivo (la corriente atrasa al voltaje) y $Q_h < 0$ comportamiento capacitivo (la corriente adelanta al voltaje).

Capítulo 3

Descripción del sistema de 13 nodos del IEEE y definición de casos de estudio

En este capítulo se describen los casos de estudio, sus elementos y los criterios técnicos para la adquisición de datos. Además, se detalla el acondicionamiento de las señales desde el pretratamiento hasta su empaquetado final para aplicación en el modelo de disipación de energía modificado.

3.1. Caso base del sistema

En la presente tesis se emplea el alimentador de prueba de 13 nodos del IEEE (IEEE 13-Node Test Feeder) [16] como sistema de referencia para la obtención de datos. Este sistema radial de distribución en media tensión es utilizado en estudios de redes eléctricas debido a su configuración desbalanceada.

Como se muestra en la Figura 3.1, el caso base no considera los dos rectificadores no controlados ni el inversor monofásico. El sistema presenta características que lo hacen adecuado para este estudio: número de fases variable entre secciones, líneas con valores R-L-C distintos, un transformador, y dispositivos de control de tensión y compensación capacitiva

La carga distribuida de forma asimétrica genera condiciones que reproducen escenarios reales, permitiendo estudiar fenómenos como desbalance, distorsión armónica y variaciones de tensión. En este trabajo se utiliza como modelo equivalente para la generación de señales de voltaje y corriente.

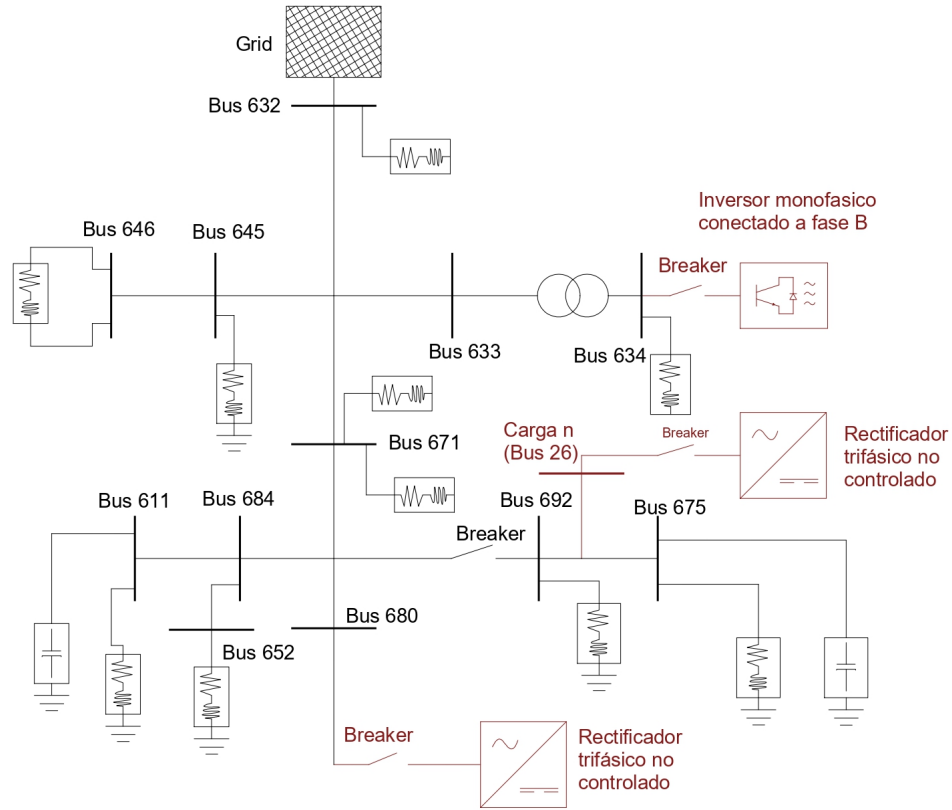


Figura 3.1: Alimentador de prueba IEEE de 13 nodos (*IEEE 13-Node Test Feeder*) en los escenarios 1-2.

3.1.1. Componentes

En esta sección se resumen, de forma organizada, los elementos físicos y parámetros que conforman el alimentador de prueba de 13 nodos del IEEE [16].

Líneas Aéreas: Se listan las configuraciones geométricas y calibres (ACSR)

para conductor de fase y neutro, la secuencia de fases y el espaciamiento característico por configuración, empleados para parametrizar impedancias y admitancias de línea.

Tabla 3.1: Configuraciones de conductor y secuencias de fase en tramos aéreos del alimentador IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Configuración de Líneas Aéreas				
Configuración	Secuencia	Fase	Neutro	Distancia
		ACSR	ACSR	Km
601	B A C N	556,500 26/7	4/0 6/1	0.1524
602	C A B N	4/0 6/1	4/0 6/1	0.1524
603	C B N	1/0	1/0	0.1539
604	A C N	1/0	1/0	0.1539
605	C N	1/0	1/0	0.1554

Líneas Subterráneas: Los segmentos subterráneos se especifican mediante tipo de conductor, configuración de neutro y longitud de tramo, distinguiendo entre secciones trifásicas con neutro concéntrico y monofásicas A-N.

Tabla 3.2: Configuraciones de cable subterráneo y neutro para el alimentador IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Configuración de Líneas Subterráneas				
Configuración	Secuencia	Cable	Neutro	Distancia (Km)
606	A B C N	250,000 AA, CN	Ninguno	0.1575
607	A N	1/0 AA, TS	1/0 Cu	0.1584

Segmentos de Línea: Se registra la topología radial mediante pares de nodos conectados, la longitud de cada segmento y su tipo (línea aérea, subterránea, transformador o interruptor), datos necesarios para los análisis de flujo de potencia.

Transformador: Se detallan potencia, tensiones, conexiones (delta/estrella aterrada) e impedancias en por unidad (R/X) de los transformadores de subestación y distribución XFM-1 para evaluar pérdidas y caídas de tensión.

Tabla 3.3: Topología y longitudes de los tramos del alimentador IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Datos de Segmentos de Línea			
Nodo A	Nodo B	Distancia (Km)	Configuración
632	645	0.1524	603
632	633	0.1524	602
633	634	0.0000	XFM-1
645	646	0.0914	603
650	632	0.6096	601
684	652	0.2438	607
632	671	0.6096	601
671	684	0.0914	604
671	680	0.3048	601
671	692	0.0000	Switch
684	611	0.0914	605
692	675	0.1524	606

Tabla 3.4: Datos de placa de los transformadores del sistema IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Datos del Transformador					
Transformador	KVA	KV-alta	KV-baja	R %	X %
Subestación	5,000	115-D	4.16 Gr. Y	1	8
XFM-1	500	4.16-Gr. W	0.48-Gr. W	1.1	2

Condensador: El sistema incorpora compensación reactiva distribuida para regulación de tensión y corrección del factor de potencia, conformada por un banco trifásico ubicado en el nodo 675 y un banco monofásico en el nodo 611, con sus respectivas capacidades en kVAr.

Tabla 3.5: Bancos de capacitores por nodo y fase en el sistema IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Datos del Condensador			
Nodo	Fase A (kVAr)	Fase B (kVAr)	Fase C (kVAr)
675	200	200	200
611			100
Total	200	200	300

Cargas Puntuales: Las cargas se caracterizan mediante sus potencias activa y reactiva por fase, empleando distintos modelos de representación (Y-PQ, D-Z, Y-Z, D-I, Y-I) que capturan el comportamiento desbalanceado típico del sistema.

Tabla 3.6: Cargas puntuales por nodo, modelo y fase (kW/kVAr) en el alimentador IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Datos de Cargas Puntuales							
Nodo	Modelo	Fase-1		Fase-2		Fase-3	
		kW	kVAr	kW	kVAr	kW	kVAr
634	Y-PQ	160	110	120	90	120	90
645	Y-PQ	0	0	170	125	0	0
646	D-Z	0	0	230	132	0	0
652	Y-Z	128	86	0	0	0	0
671	D-PQ	385	220	385	220	385	220
675	Y-PQ	485	190	68	60	290	212
692	D-I	0	0	0	0	170	151
611	Y-I	0	0	0	0	170	80
	TOTAL	1158	606	973	627	1135	753

Cargas Distribuidas: Se especifica la carga distribuida a lo largo del tramo 632–671 mediante potencias activa y reactiva, representando la demanda de múltiples usuarios conectados sobre la línea.

Tabla 3.7: Carga distribuida por tramo y fase en el alimentador IEEE de 13 nodos. Fuente: tomada de [16].

Datos de Cargas Distribuidas								
Nodo A	Nodo B	Modelo	Fase-1		Fase-2		Fase-3	
			kW	kVAr	kW	kVAr	kW	kVAr
632	671	Y-PQ	17	10	66	38	117	68

3.1.2. Parámetros de simulación

La simulación del sistema de distribución IEEE de 13 nodos fue implementada en MATLAB-Simulink utilizando componentes de la librería Simscape Power Systems. Se configuró un solucionador de paso fijo automático (*FixedStepAuto*) con un paso de tiempo de 9.98×10^{-5} s para describir con precisión la evolución de los armónicos de alta frecuencia.

El tiempo total de simulación fue establecido en 0.2 s, lo que corresponde a 12 ciclos completos de la fundamental a 60 Hz. Esta duración permite que el sistema alcance estado estacionario antes de la conexión de las cargas no lineales y proporciona suficiente resolución temporal para capturar los fenómenos transitorios y el análisis armónico detallado de cada caso de estudio.

3.2. Caso 1: dos rectificadores trifásicos no controlados

Para el primer caso se utilizaron dos rectificadores trifásicos no controlados conectados al sistema en diferentes ubicaciones, los cuales fungieron como generadores de armónicos en el sistema de prueba.

3.2.1. Modificaciones al caso base del sistema

El primer rectificador trifásico no controlado se conectó al bus 680, mientras que para el segundo fue necesario realizar una modificación al sistema agregando un bus adicional, denominado bus 26 en el código de simulación. En la Figura 3.1 este bus se identifica con la notación Bus carga n.

Ambos rectificadores se interconectaron al sistema mediante interruptores (*breakers*) para permitir su entrada en diferentes instantes de tiempo. Esta configuración permite observar gráficamente las perturbaciones armónicas generadas por cada dispositivo en distintos intervalos temporales.

3.2.1.1. Especificaciones del rectificador

La implementación de los trifásicos no controlados emplean un puente de diodos de tres brazos (Universal Bridge de Simulink/MATLAB), configurados con los parámetros que se presentan en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8: Parámetros de los rectificadores trifásicos no controlados Caso 1.

Parámetro	Símbolo	Valor
Número de brazos del puente	-	3
Resistencia de snubber	R_s	$1 \times 10^5 \Omega$
Capacitancia de snubber	C_s	∞ (inf)
Dispositivo electrónico	-	Diodos
Resistencia en conducción	R_{on}	$1 \times 10^{-3} \Omega$
Inductancia interna	L_{on}	0 H
Voltaje directo	V_f	0 V

Esta configuración, con resistencia de conducción mínima y sin caídas de voltaje significativas en los diodos, permite enfocarse en el análisis de los armónicos característicos generados por la conmutación natural de los dispositivos.

3.3. Caso 2: dos rectificadores no controlados e inversor monofásico

El segundo caso mantiene la configuración del primero, con los dos rectificadores no controlados en las mismas posiciones, pero se le incorpora un inversor monofásico adicional.

3.3.0.1. Modificaciones al caso 1

El inversor monofásico se conectó al sistema mediante un interruptor (*breaker*) en el bus 634, de la misma manera que en los rectificadores trifásicos no controlados y tal como se observa en la Figura 3.1. Esta configuración permite que cada dispositivo opere en instantes diferentes, facilitando el análisis independiente de las perturbaciones generadas. El inversor actúa como generador de armónicos, contribuyendo a incrementar la distorsión armónica total del sistema.

3.3.0.2. Especificaciones del inversor monofásico

El inversor monofásico está implementado con una configuración de convertidor de potencia con las siguientes características técnicas. La fuente de alimentación en corriente continua proporciona una tensión de entrada de 960 V, mientras que la salida en corriente alterna genera una tensión de 480 V (*rms*) con una frecuencia nominal de 60 Hz. Es importante destacar que el inversor monofásico se encuentra conectado directamente al sistema de distribución de trece buses en el nivel de voltaje de 480 V, específicamente en la fase B del bus 634, donde inyecta la energía convertida hacia el sistema de distribución. Esta conexión permite que las perturbaciones armónicas generadas por el inversor se propaguen a través del sistema completo.

En términos de capacidad de potencia, el inversor fue configurado para operar con una potencia aparente nominal de 10 A y una capacidad de potencia reactiva de 100 V. Estas características permiten que actúe como una fuente significativa de distorsión armónica en el sistema de distribución.

El control del inversor monofásico utiliza un lazo cerrado de regulación que sincroniza continuamente la tensión y la corriente del dispositivo con las del bus 634. La estrategia de modulación empleada es la modulación por ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM), que permite controlar la absorción de potencia desde la red. Esta arquitectura de control facilita que el inversor se comporte como una carga no lineal en el sistema de distribución.

3.4. secuencia temporal del Caso 1-2

Los casos de estudio se diseñaron para evaluar tanto el impacto individual como el impacto combinado de los elementos no lineales sobre el sistema de distribución. Específicamente, el primer caso se enfoca en las perturbaciones de los dos rectificadores trifásicos no controlados. Adicionalmente, en el caso 2 se incluye el inversor monofásico, permitiendo comparar su contribución armónica en el sistema. Se propone la siguiente secuencia de conexión:

- $t = 0$ s: Sistema operando en condiciones nominales
- $t = 0.001$ s: Conexión del primer rectificador (Bus 26)
- $t = 0.133$ s: Conexión del segundo rectificador (Bus 680)
- $t = 0.15$ s: Conexión del inversor monofásico (Bus 634)

La configuración en etapas permite identificar las perturbaciones generadas por cada fuente de forma independiente, así como observar el efecto cuando los dispositivos operan simultáneamente.

Capítulo 4

Metodología para la localización de fuentes de armónicos

En este capítulo se presenta la metodología para la localización de fuentes de armónicos mediante la Distorsión de Potencia por Armónico (WD), basado en la modificación del método de Flujo de Energía Disipada (DEF) de [10]. Su implementación se basa en mediciones tipo *PMU*, utilizando técnicas de filtrado, derivadas temporales y agregaciones para generar indicadores tanto instantáneos como acumulativos sobre la distorsión.

4.1. Arquitectura

El modelo opera sobre mediciones obtenidas de sistemas de distribución eléctrica reales, donde múltiples elementos generadores de distorsión armónica coexisten. Como ilustra la Figura 4.1, un sistema de distribución típico integra cargas lineales tradicionales con elementos no lineales: rectificadores de potencia, inversores fotovoltaicos, y cargas electrónicas, entre otros. Cada uno de estos elementos inyecta componentes armónicos específicos que se propagan a través del sistema, afectando la calidad de la energía.

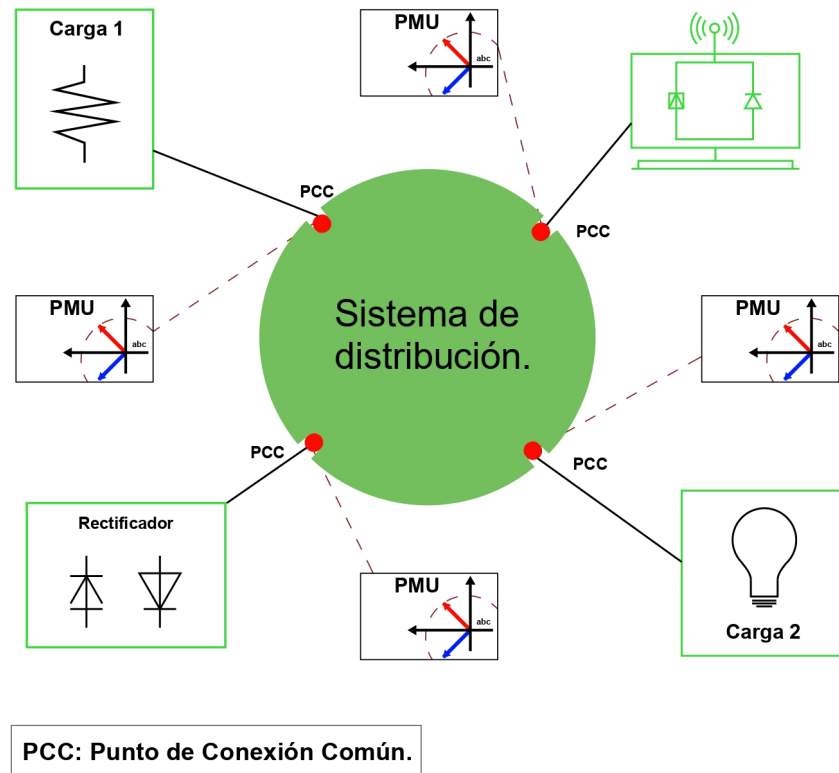


Figura 4.1: Concepto de sistema de distribución con cargas lineales y no lineales, instrumentado con PMU en puntos de conexión común.

Para ubicar las fuentes de distorsión es indispensable contar con mediciones sincronizadas y exactas en los puntos de conexión (PCC). El uso de PMUs en dichos nodos permite registrar simultáneamente voltajes y corrientes trifásicas; cada PMU proporciona el fasor completo (magnitud y ángulo), punto clave para modelar el sistema en el dominio de la frecuencia.

Es importante comprender que el modelo se apoya únicamente en las mediciones de PMU. Con las señales de voltaje y corriente en los puntos de interconexión es posible cuantificar la distorsión. La dificultad radica en el tratamiento e interpretación de esos datos para establecer la dirección del flujo y separar fuentes de sumideros armónicos.

4.2. Metodología

El método propuesto implementa una estrategia de procesamiento secuencial organizada en módulos, tal como muestra la Figura 4.2. A través de cinco fases que convierten las señales originales en parámetros de distorsión de energía. Esta configuración permite el monitoreo en tiempo real y el seguimiento de las componentes armónicas del sistema eléctrico.

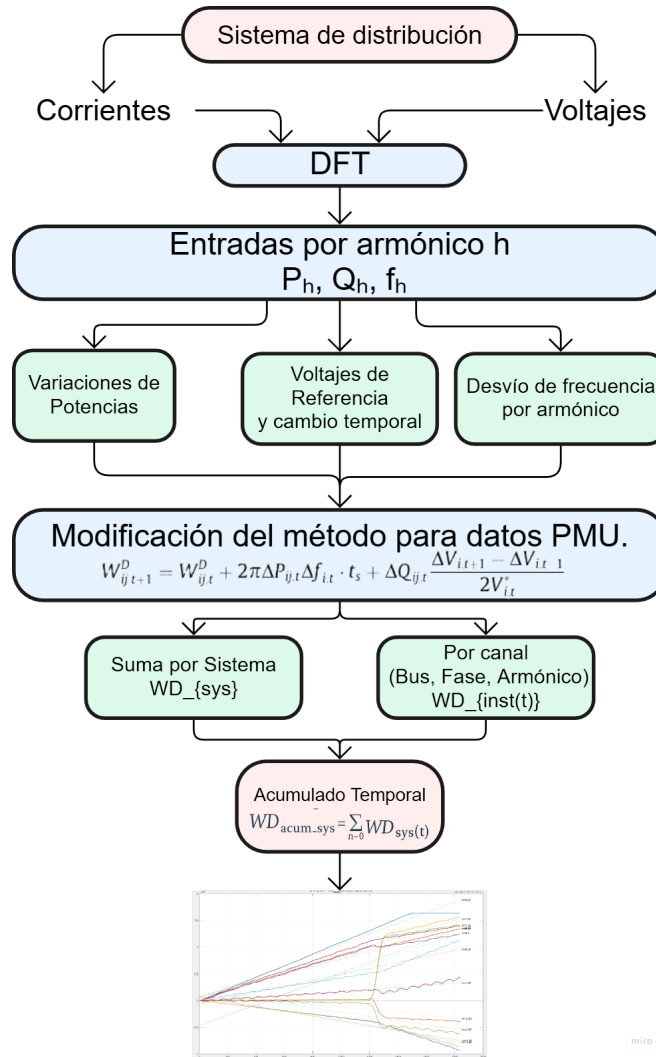


Figura 4.2: Diagrama de bloques de la metodología de localización de fuentes armónicas

4.2.1. Adquisición de señales trifásicas

Como se muestra en el bloque superior de la Figura 4.2, el proceso inicia con la adquisición de corrientes y voltajes trifásicos. Se empleó el bloque *Three-Phase V-I Measurement* disponible en Simscape Electrical (Specialized Power Systems), captura simultáneamente las señales de corriente y voltaje.

Se registran las señales de *voltaje* y *corriente* en cada bus. El formato de captura se muestra en la Tabla 5.1: Cada renglón corresponde a un instante de tiempo y cada grupo de tres columnas identifica un bus con sus fases $\phi \in \{a, b, c\}$. Esta organización garantiza la alineación temporal entre variables y nodos, y sirve para las etapas posteriores de procesamiento espectral.

Tabla 4.1: Matriz de adquisición

Tiempo (s)	Bus 1			...
	Fase A	Fase B	Fase C	
9.98e-05	-2.911089916	-449.7951405	738.6207257	...
1.996007984e-04	-2.726696586	-484.7999324	755.8459247	...
2.994011976e-04	-2.542084565	-532.4291415	785.8928562	...
3.992015968e-04	-2.347673346	-588.0705990	820.9153664	...
4.990019960e-04	-2.154561492	-644.4872068	858.0642853	...

4.2.2. Descomposición armónica de corrientes y voltajes mediante Transformada Discreta de Fourier

Posterior a la adquisición y etiquetado de las señales trifásicas, se aplica un procesamiento espectral mediante ventanas deslizantes para extraer el contenido armónico de cada canal. Como se ilustra en la Figura 4.3, el proceso espectral transforma las señales temporales de voltaje y corriente de cada fase en su representación frecuencial, revelando la magnitud de cada componente armónica presente en la señal. Este análisis estima, para cada

combinación (*Ventana, Bus, Fase*), la magnitud y fase de los armónicos de orden 0 a 50, así como la distorsión armónica total (THD). El procedimiento se aplica tanto a corrientes como a voltajes, siguiendo la metodología con ventaneo definida en (2.18).

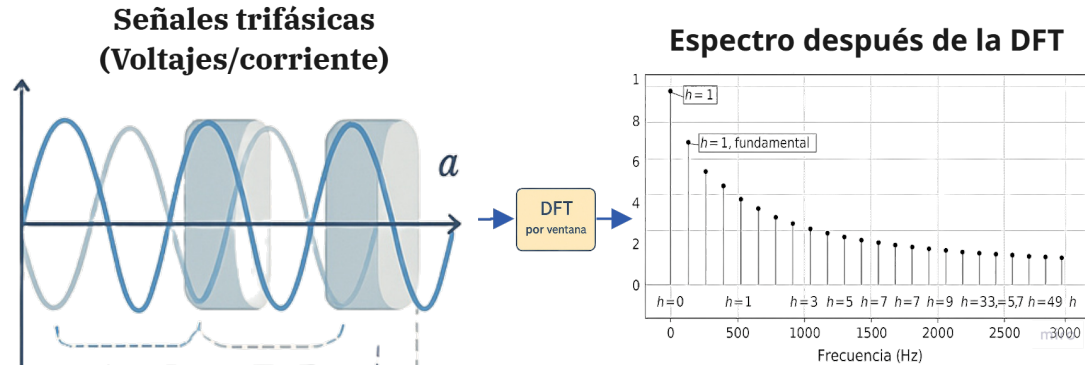


Figura 4.3: Extracción armónica por descomposición espectral con ventanas: señales trifásicas (izq.) → espectro (der.) con armónicos $h = 0-50$.

4.2.2.1. Configuración espectral

El procesamiento espectral emplea los parámetros descritos en la Tabla 4.2. La ventana de 128 muestras corresponde a un ciclo completo de la frecuencia fundamental, mientras que el desplazamiento unitario entre ventanas proporciona alta resolución temporal para detectar variaciones armónicas y transitorios en cargas no lineales.

Tabla 4.2: Parámetros del análisis espectral por transformada de Fourier.

Parámetro	Valor
Rango espectral	Armónicos 0–50 (0–3000 Hz)
Tamaño de ventana	128 muestras (1 ciclo @ 60 Hz)
Frecuencia de muestreo	$f_s = 7680$ Hz
Desplazamiento	1 muestra (solapamiento alto)
Ventana espectral	Hann (2.18)

La implementación utiliza matrices de proyección definidas en (2.12) para calcular los coeficientes espectrales complejos, aplicando ventaneo de Hann para mitigar la fuga espectral inherente a señales de duración finita.

4.2.2.2. Extracción de magnitudes y fases

Los coeficientes espectrales complejos se procesan para extraer las magnitudes y fases de cada componente armónica, extendiendo el concepto de sincrófasor tal como se presenta en la expresión (2.25) a todo el espectro. Para la representación unilateral, las magnitudes de las componentes AC se duplican para compensar la energía dividida entre frecuencias positivas y negativas, mientras que la componente DC mantiene su valor directo.

Las fases representan la posición angular de cada armónico respecto al instante de sincronización UTC, siguiendo la convención del estándar IEEE C37.118.1-2011 donde 0 corresponde al máximo del coseno de referencia. Estos valores, expresados en radianes dentro del intervalo $[-\pi, \pi]$, permiten determinar los desfases relativos entre armónicos y constituyen, junto con las magnitudes, las entradas fundamentales para las etapas posteriores mostradas en la Figura 4.2.

4.2.2.3. Cálculo de distorsión armónica total

Se implementa el cálculo de la Distorsión Armónica Total (THD) para cuantificar el nivel de contaminación armónica en cada punto de medición. Aplicando la formulación presentada en 2.23, este parámetro relaciona la magnitud agregada de las componentes armónicas superiores con la fundamental, facilitando la verificación de cumplimiento normativo según IEEE 519 e IEC 61000.

4.2.2.4. Estructura de salida del análisis espectral por ventanas

Como se ilustra en el diagrama de bloques Figura 4.2, el espectro armónico de corrientes y voltajes genera entradas organizadas por orden. Se almacenan en un archivo .CSV con seis columnas: Ventana, Bus, Fase, Armónico, Magnitud y Fase_rad.

Estructura anidada: Ventana $\rightarrow$ Bus $\rightarrow$ Fase $\rightarrow$ Armónico. Dentro de cada ventana se listan todos los buses; dentro de cada bus, las tres fases; y en cada fase, los 50 armónicos.

Los parámetros específicos son:

- **Ventanas:** 1 a 1838
- **Buses:** 1 a 26
- **Fases:** A, B, C (3 fases)
- **Armónicos:** $h = 0, 1, 2, \dots, 50$ (51 componentes)
- **Valores por fila:** Magnitud e Fase_rad del armónico

El número total de filas es:

$$1838 \times 26 \times 3 \times 51 = 7,311,564 \text{ filas}$$

Esta estructura es la que alimenta las etapas posteriores del análisis (variaciones de potencia, voltajes de referencia, desviación de frecuencia). Cada etapa consulta la tabla usando las claves (Ventana, Bus, Fase, Armónico) para recuperar la Magnitud y Fase_rad correspondientes.

4.2.3. Estimación de frecuencia instantánea

En esta etapa se estima la frecuencia instantánea del sistema, por ventana temporal, a partir del cambio de fase de la componente fundamental, conforme a la relación (2.30). Como se ilustra en el diagrama de flujo (Figura 4.2, módulo *Desvío de frecuencia por armónico*), del espectro completo se extraen las filas correspondientes al armónico fundamental ($k = 1$) y se agrupan por canal (*Bus, Fase*). Para cada grupo, se calcula la variación de fase entre ventanas consecutivas y se convierte a frecuencia mediante la relación entre cambio angular e intervalo temporal. La primera ventana de cada canal se inicializa con la frecuencia nominal del sistema (60 Hz).

El resultado se incorpora al espectro completo como una columna adicional Frecuencia_Hz, replicándose para todos los armónicos del mismo canal sin alterar magnitudes ni fases. Esta información permite detectar desviaciones de frecuencia y caracterizar la estabilidad del sistema. La implementación se realiza mediante la función `Funcion_frecuencia`.

4.2.4. Cálculo de potencias por armónico

El cálculo de potencias eléctricas por orden armónico es una etapa clave del análisis, constituida en el bloque “*Variaciones de Potencias*” del diagrama de flujo, pues cuantifica cómo se distribuye el flujo de potencia activa y reactiva a lo largo del espectro de la frecuencia. Para cada combinación (*Ventana, Bus, Fase, Armónico*), se requieren las mediciones de voltaje y corriente con correspondencia exacta de índices a fin de garantizar la alineación fasorial.

A partir de las magnitudes y fases estimadas se construyen los fasores complejos de voltaje y corriente; entonces, de acuerdo con la potencia compleja definida en (2.31), se calculan y se obtienen sus componentes activa y reactiva como partes real e imaginaria.

El resultado asocia P y Q a cada (*Ventana, Bus, Fase, Armónico*), la cual sirve para el modelo desarrollado en el capítulo siguiente.

4.2.5. Implementación de Distorsión de Potencia por Flujo de Energía Disipada

Como se observa en el diagrama de bloques, una vez estimadas —para cada armónico— las magnitudes y fases de voltaje y corriente, así como las frecuencias y valores instantáneos, y tras extraer las entradas por armónico (P_h, Q_h, f_h) (*Variaciones de Potencias, Voltajes de Referencia y Desvío de frecuencia*), el modelo procede a evaluar la Distorsión de Potencia (WD). Este bloque —denominado “*Modificación del método para datos PMU*” en la Figura 4.2— implementa la formulación discreta del método DEF, adaptada a datos PMU, según lo establecido en (2.2).

4.2.5.1. Sincronización y validación de datos multicanal

El cálculo de WD requiere que los archivos (.CSV) de voltaje, corriente, frecuencia y potencia se encuentren perfectamente alineados conforme a la estructura propuesta (*Ventana, Bus, Fase, Armónico*). Como paso previo,

se confirma que todos los archivos existan simultáneamente en cada una de las cuatro fuentes de entrada.

Cuando se presentan desalineaciones —que pueden surgir por falta de mediciones en ciertos puntos o inconsistencias en la adquisición— Se conserva únicamente la intersección completa, el modelo únicamente registra información completa en voltaje, corriente, potencia y frecuencia. Esto previene la propagación de valores no definidos (NaN/Inf) en etapas posteriores.

Se seleccionan únicamente fases activas mediante análisis energético, eliminando combinaciones bus-fase con voltajes y corrientes iguales a cero. Esto reduce el volumen de datos mientras preserva señales y evita que valores indefinidos introduzcan ruido en el procesamiento posterior.

4.2.5.2. Fórmula instantánea de Distorsión de Potencia

En cada instante de la serie temporal, identificado por: Ventana, Bus, Fase y Armónico, se evalúa el indicador instantáneo de distorsión conforme a (2.2). Su implementación discreta por ventanas utiliza:

$$W_{h,t}^D = \underbrace{2\pi \Delta P_{h,t} \Delta f_{h,t} \Delta t}_{\text{contribución frecuencia}} + \underbrace{\Delta Q_{h,t} \frac{dV_{h,t}}{dt} \frac{1}{V_{h,t}^*}}_{\text{contribución voltaje}}. \quad (4.1)$$

Definiciones.

- $\Delta P_{h,t}$, $\Delta Q_{h,t}$: potencias activa y reactiva armónicas en la ventana t para el armónico h .
- $\Delta f_{h,t}$: desviación de frecuencia del armónico h en la ventana t .
- $\Delta t = \text{Hop}/f_s$: intervalo temporal entre centros de ventanas (Hop en muestras; f_s frecuencia de muestreo).
- $dV_{h,t}/dt$: derivada temporal de la magnitud del voltaje armónico en la ventana t .
- $V_{h,t}^*$: referencia de voltaje (normalizada).

El signo de $W_{h,t}^D$ refleja la interacción armónica: valores positivos el bus-fase actúa como fuente de distorsión, mientras que negativos indican comportamiento sumidero en la ventana temporal.

4.2.5.3. Derivada temporal del voltaje

Para calcular cómo cambia el voltaje en el tiempo, se utiliza la aproximación de diferencias centrales:

$$\frac{dV_{h,t}}{dt} \approx \frac{V_{h,t+1} - V_{h,t-1}}{2 \cdot \Delta t} \quad (4.2)$$

Esta aproximación calcula la derivada usando valores del instante anterior y posterior, proporcionando una estimación. Los extremos temporales se establecen en cero. En los extremos de la ventana se usa valor nulo ante la falta de muestras adyacentes

Esta precisión es importante porque el segundo término de la fórmula (término reactivo) multiplica la potencia reactiva por esta derivada de voltaje. Cualquier imprecisión en dV/dt se amplifica directamente en el resultado final.

4.2.5.4. Distorsión total por Bus-Fase

Además de análisis por armónico individual, se generan para cada combinación (Bus, Fase), se integran las contribuciones de todos los armónicos en cada instante:

$$WD_{\text{inst,BusFase}}(t) = \sum_{h=2}^{50} WD_{h,t} \quad (4.3)$$

La evolución acumulada en el tiempo se obtiene mediante:

$$WD_{\text{acum,BusFase}}(t) = \sum_{n=1}^t WD_{\text{inst,BusFase}}(n) \cdot \Delta t \quad (4.4)$$

Este indicador suma todos los armónicos de cada bus y fase en un solo número, sabemos qué tan distorsionada está esa ubicación sin importar el armónico. Así ubicamos rápido las zonas críticas del sistema.

4.2.5.5. Indicador de distorsión por bus

Para cada bus se suma la distorsión de sus tres fases:

$$WD_{\text{inst,Bus}}(t) = \sum_{\phi \in \{A,B,C\}} WD_{\text{inst,BusFase}}(t, \phi) \quad (4.5)$$

Este indicador es útil para priorizar buses, ya que resume la distorsión total en cada nodo sin desglose detallado de fase.

4.2.6. Visualización de resultados de Distorsión de Potencia

En esta última etapa representada por una gráfica en la (Figura 4.2), las salidas del módulo WD se grafican. El cálculo de WD produce múltiples representaciones de datos organizadas de mayor a menor nivel de detalle, permitiendo análisis específico por armónico. La Figura 5.11 muestra la aplicación de estos formatos al caso de estudio.

4.2.6.1. Estructura de salidas

El módulo genera archivos .CSV, la Tabla 4.3 muestra los archivos generados del modelo WD. Partiendo de datos que contienen cada armónico en cada instante temporal (7.3 millones de filas), se reorganizan mediante un reordenamiento para análisis espectral, a nivel de ubicaciones (bus-fase

y luego bus), y finalmente se generan rankings que identifican las zonas críticas. Todos los resultados se guardan en formato CSV.

Tabla 4.3: Salidas generadas por el módulo del cálculo

Salida	Descripción	Formato
Tabla larga	WD_{inst} por cada (Bus, Fase, Armónico, Ventana)	CSV, 7.3M filas
Pivote instantáneo	WD_{inst} reorganizado como Ventana $\times$ Armónico	CSV, 1838×50
Pivote acumulado	WD_{acum} reorganizado como Ventana $\times$ Armónico	CSV, 1838×50
Bus-Fase instantáneo	$WD_{inst,BusFase}$ sumado sobre armónicos	CSV, 1838×78
Bus-Fase acumulado	$WD_{acum,BusFase}$ integrado temporalmente	CSV, 1838×78
Bus instantáneo	$WD_{inst,Bus}$ sumado sobre fases	CSV, 1838×26
Bus acumulado	$WD_{acum,Bus}$ integrado temporalmente	CSV, 1838×26
Ranking Bus-Fase	Ordenamiento final de severidad por ubicación-fase	CSV, 26×3
Ranking Bus	Ordenamiento final de severidad por bus	CSV, 26

4.2.6.2. Representación gráfica

La función `Funcion_graficar_WD_por_bus` transforma los datos de Bus-Fase acumulado en dos gráficas que facilitan la identificación de puntos críticos.

Gráfica 1: Evolución temporal de WD_{acum} por Bus-Fase

Se grafican las K combinaciones (Bus, Fase) de mayor severidad, cada una como una línea que muestra cómo evoluciona su distorsión acumulada a lo largo del tiempo (ventanas):

$$WD_{acum}(\text{Bus}_i, \text{Fase}_j, t) \quad \text{para } (i, j) \in \text{Top-K}$$

Cada línea permite identificar cuándo comienza el problema en esa ubicación-fase específica y cuál es su tasa de crecimiento. Las regresiones lineales superpuestas indican la pendiente de degradación.

Gráfica 2: Ranking ordenado por acumulado final

Se presenta un diagrama de barras horizontal que ordena las mismas K ubicaciones-fase en orden descendente según su valor final de WD_{acum} . La longitud de cada barra corresponde al acumulado al final del segmento de ventanas:

$$\text{Ranking} = \text{sort} \{WD_{\text{acum}}(\text{Bus}_i, \text{Fase}_j, t_{\text{final}}) \mid i, j \in \text{Top-K}\}$$

La combinación de ambas gráficas proporciona: la gráfica 1 proporciona contexto temporal y las barras sintetizan rankings para decisión. Véanse las Figuras 5.11 (contexto temporal) y 5.12 (rankings) en la subsección 5.1.4.1 como ejemplo aplicado al caso de estudio.

Capítulo 5

Implementación y resultados de los casos de estudio

Este capítulo presenta la implementación de los casos de estudio definidos anteriormente en el capítulo 3, empleando la metodología propuesta en la sección 4.2. Los casos evalúan la perturbación de dispositivos electrónicos no lineales en el sistema de distribución IEEE de 13 nodos, tanto de forma individual como en operación coordinada.

La aplicación de la *metodología para la localización de fuentes de armónicos* a cada caso de estudio proporcionando dos perspectivas: la evolución temporal de la severidad armónica, que revela la respuesta dinámica del sistema ante la conexión de cargas no lineales, y los rankings de severidad por bus-fase, que identifican los puntos críticos de distorsión armónica. Los resultados de esta implementación permiten validar la capacidad del modelo para identificar, cuantificar y localizar perturbaciones armónicas en sistemas de distribución.

5.1. Caso 1: dos rectificadores trifásicos no controlados

El Caso 1 cuantifica las perturbaciones armónicas por dos rectificadores trifásicos no controlados operando de manera coordinada. Esta configuración es característica de sistemas de distribución reales con múltiples cargas no lineales.

Se implementaron dos rectificadores trifásicos con puentes de diodos de tres brazos en los buses 680 y bus de carga n (referenciado como bus 26 en la programación, mostrado en 3.1). Su activación secuencial mediante interruptores permitió evaluar la distorsión armónica generada por cada dispositivo y su contribución individual a las perturbaciones del sistema.

5.1.1. Adquisición y validación de señales del caso 1

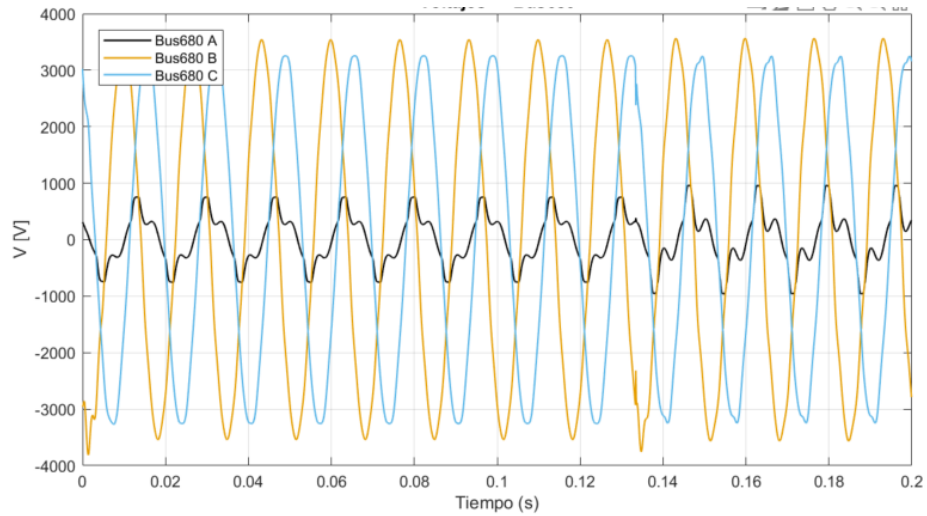
Conforme a lo detallado en la Subsección 4.2.1 de la metodología, se adquirieron simultáneamente las señales de voltaje y corriente trifásicas en cada bus del sistema utilizando el bloque *Three-Phase V-I Measurement*. Los datos se organizaron en una matriz estructurada por tiempo, bus y fase, con una frecuencia de muestreo de 7680 Hz. La Tabla 5.1 muestra un extracto del formato de captura.

Tabla 5.1: Matriz de adquisición de voltajes y corrientes trifásicas

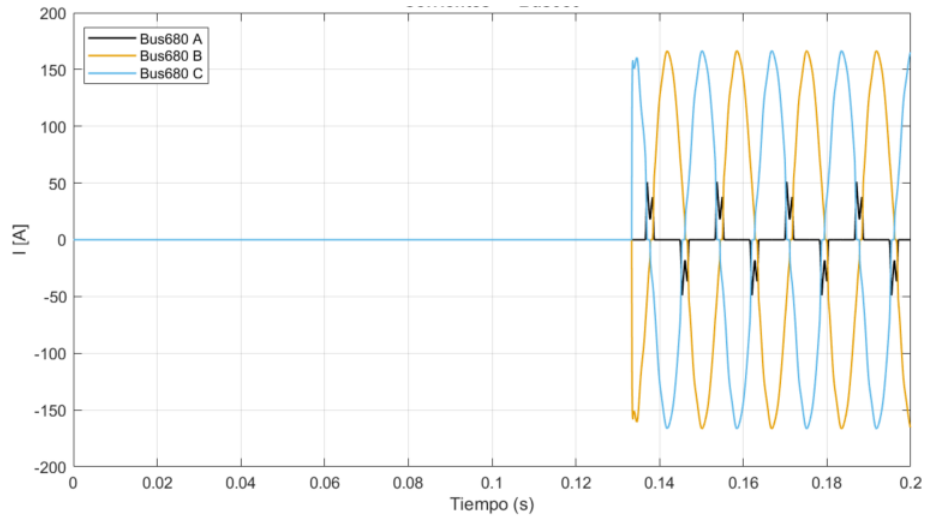
Tiempo (s)	Bus 1			...
	Fase A	Fase B	Fase C	
9.98×10^{-5}	-2.911089916	-449.7951405	738.6207257	...
$1.996\,007\,984 \times 10^{-4}$	-2.726696586	-484.7999324	755.8459247	...
$2.994\,011\,976 \times 10^{-4}$	-2.542084565	-532.4291415	785.8928562	...
$3.992\,015\,968 \times 10^{-4}$	-2.347673346	-588.0705990	820.9153664	...
$4.990\,019\,960 \times 10^{-4}$	-2.154561492	-644.4872068	858.0642853	...

5.1.1.1. Respuesta de voltaje y corriente en los buses

Los voltajes y corrientes trifásicos se capturaron en dos puntos críticos del sistema: el bus 680 y el bus 26 (identificado como bus 14 en la nomenclatura de simulación). Las Figuras 5.1 y 5.2 presentan la evolución temporal de las tensiones y corrientes durante el período de simulación de 0.2 s.



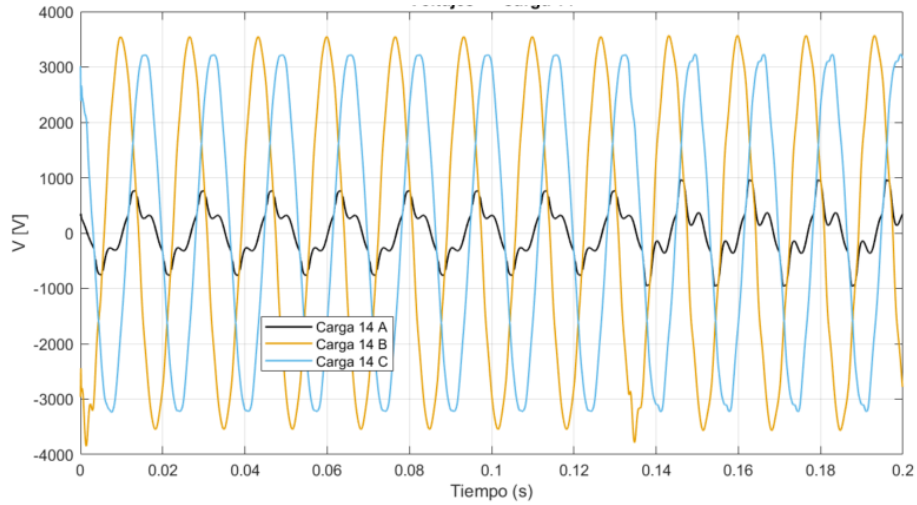
(a) Voltajes trifásicos en el bus 680



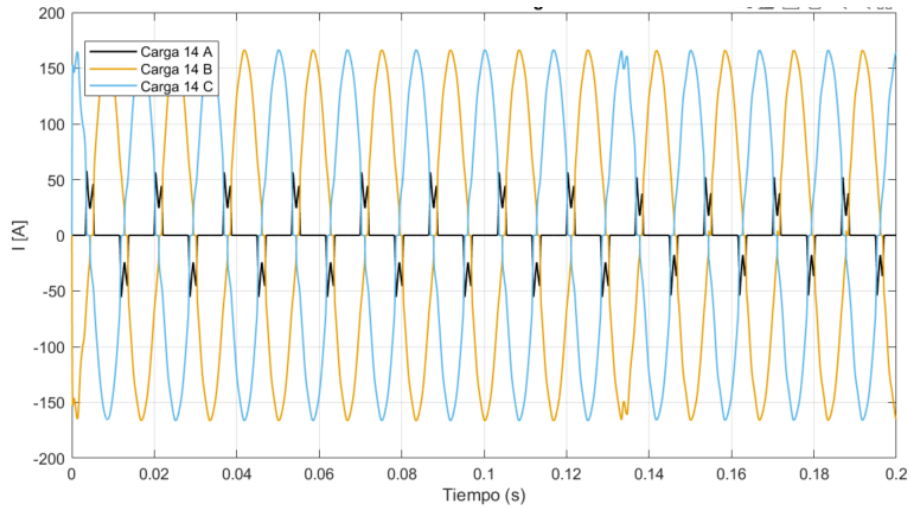
(b) Corrientes trifásicas en el bus 680

Figura 5.1: Respuesta de voltaje y corriente en el bus 680

En el bus 680, se observa la respuesta dinámica del sistema con oscilaciones características de la respuesta transitoria. Los voltajes se distribuyen de manera equilibrada entre las tres fases, con amplitudes máximas cercanas a 3.5 kV. En cuanto a las corrientes, existe un período inicial sin demanda (hasta aproximadamente 0.13 s), seguido por oscilaciones que alcanzan amplitudes máximas de 160 A.



(a) Voltajes trifásicos en el bus 26



(b) Corrientes trifásicas en el bus 26

Figura 5.2: Respuesta de voltaje y corriente en el bus 26

En el bus 26, se evidencia una variabilidad mayor en comparación con el bus 680, con oscilaciones que reflejan la influencia local de la carga conectada. Las amplitudes de voltaje alcanzan valores máximos de aproximadamente 3.4kV. En cuanto a las corrientes, se presenta una demanda más continua y distribuida, con amplitudes máximas cercanas a ± 160 A y un balance adecuado entre las tres fases a lo largo del período analizado.

Las señales adquiridas muestran un comportamiento trifásico balanceado en ambos buses, con pequeñas asimetrías que son esperadas en sistemas reales. El análisis detallado de estas respuestas temporales constituye la base para la evaluación posterior de la potencia y la estabilidad del sistema.

5.1.2. Extracción armónica del caso 1

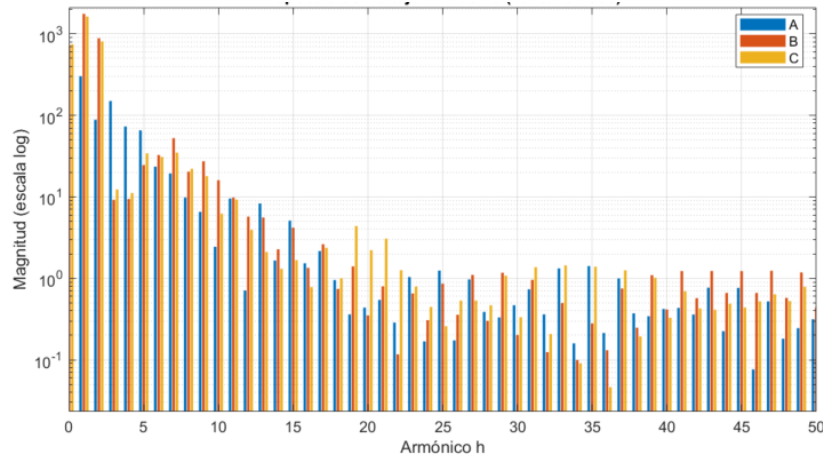
Siguiendo el procedimiento de la metodología de la Subsección 4.2.2, se aplicó la descomposición espectral con ventanas deslizantes a las señales de voltaje y corriente para extraer los armónicos de la red. El procesamiento de 1838 ventanas temporales permitió identificar patrones de distorsión armónica asociados a las cargas no lineales conectadas al sistema. En total, se analizaron 7,311,565 datos correspondientes al comportamiento armónico del sistema eléctrico durante la operación de los rectificadores trifásicos.

A partir de los coeficientes espectrales complejos obtenidos mediante la DFT, se extrajeron las magnitudes y fases de cada componente armónica para las tres fases (A, B y C) en los diferentes puntos de medición. El conjunto de datos resultante contiene información estructurada para cada ventana temporal, incluyendo el bus de medición, la fase del sistema, el orden armónico ($h = 0, 1, 2, \dots, 50$), y los parámetros espectrales (magnitud y fase) correspondientes a cada componente armónica de voltaje y corriente.

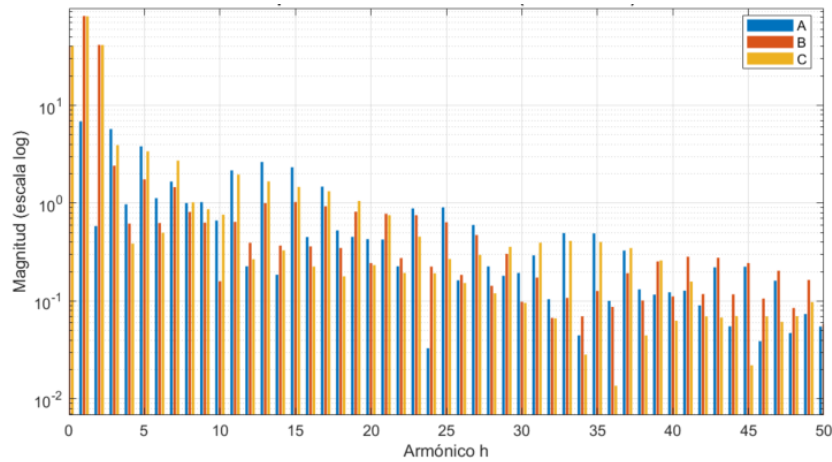
5.1.2.1. Espectro de voltaje y corriente en el Bus 26

En la Figura 5.3 se presentan los espectros de magnitudes armónicas de voltaje y corriente medidos en el Bus 26 (ventana 1838). El espectro de

voltaje (Figura 5.3a) revela una componente fundamental dominante (armónico $h = 1$) con magnitudes en el rango de varios kilovoltios, seguida de armónicos de orden inferior ($h = 3, 5, 7$) que presentan magnitudes significativas. Los armónicos de orden superior ($h > 20$) se distribuyen con magnitudes decrecientes en escala logarítmica, indicando que la energía armónica se concentra en los primeros armónicos impares, consistente con la teoría de rectificadores trifásicos que producen principalmente armónicos de la forma $h = 6k \pm 1$ (donde $k = 1, 2, 3, \dots$).



(a) Espectro de voltaje – Bus 26



(b) Espectro de corriente – Bus 26

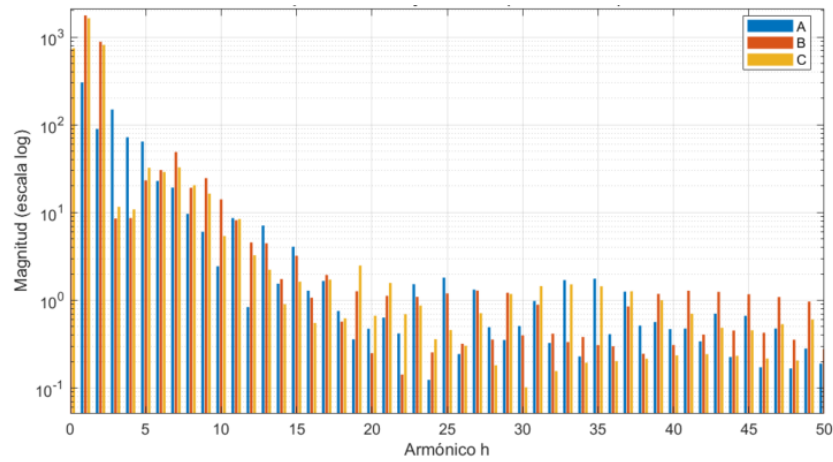
Figura 5.3: Espectros armónicos de voltaje y corriente en el Bus 26

El espectro de corriente asociado al Bus 26 (Figura 5.3b) reproduce el mismo patrón observado en el voltaje, destacando la componente fundamental como la más significativa. Sin embargo, se observan diferencias notables en las magnitudes relativas de ciertos armónicos específicos. Los armónicos impares ($h = 3, 5, 7, 9$) muestran amplitudes considerables, sugiriendo la presencia de cargas no lineales conectadas a esta zona de la red. Las magnitudes de corriente en los armónicos superiores presentan una atenuación más pronunciada comparada con la del voltaje, comportamiento esperado donde la impedancia de la red aumenta con la frecuencia según la relación fundamental $Z(\omega) = R + j\omega L$.

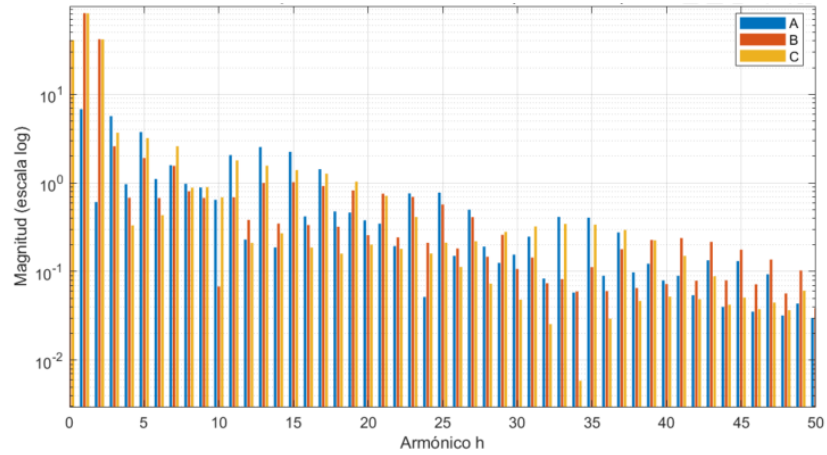
5.1.2.2. Espectro de voltaje y corriente en el Bus 7

La Figura 5.4 presenta los espectros de magnitudes armónicas correspondientes al Bus 7 (ventana 1838). El espectro de voltaje (Figura 5.4a) exhibe características similares al Bus 26, con una componente fundamental dominante seguida de armónicos impares destacados. La distribución de energía en el espectro sigue una tendencia decreciente con el orden armónico, aunque con variaciones específicas en ciertas frecuencias que reflejan la influencia local de cargas y la configuración de la red en este punto de medición.

En el espectro de corriente del Bus 7 (Figura 5.4b), se observa igualmente un comportamiento dominado por la componente fundamental, con contribuciones significativas de armónicos de orden inferior. El perfil espectral es comparable al del Bus 26, aunque con diferencias cuantitativas en las magnitudes de ciertos armónicos, lo que refleja las características particulares de las cargas conectadas localmente y la impedancia de red en este punto específico.



(a) Espectro de voltaje – Bus 7



(b) Espectro de corriente – Bus 7

Figura 5.4: Espectros armónicos de voltaje y corriente en el Bus 7

5.1.3. Caso 1: Respuesta transitoria de Frecuencia y Potencias Armónicas

Aplicando los conceptos de la Subsección 4.2.3, se estimó la frecuencia instantánea del sistema a partir del cambio de fase de la componente fundamental ($h=1$) entre ventanas consecutivas. Esta información se incorporó

al espectro armónico para detectar desviaciones de frecuencia.

Posteriormente, conforme a la Subsección 4.2.4, se calcularon las potencias activa (P) y reactiva (Q) por armónico en cada punto de medición utilizando los fasores espectrales de voltaje y corriente. A continuación se presentan los resultados en los buses 7 y 26, que corresponden a los puntos de conexión de los rectificadores no controlados.

Potencias armónicas en Bus 7 (Bus 680)

El Bus 7 es el punto de inyección del primer rectificador trifásico no controlado. Las Figuras 5.5 y 5.6 muestran el comportamiento transitorio de las potencias activa y reactiva en este bus. Se observan oscilaciones severas y abruptos cambios en ambas potencias, evidenciando claramente la inyección de armónicos característicos de la rectificación no controlada.

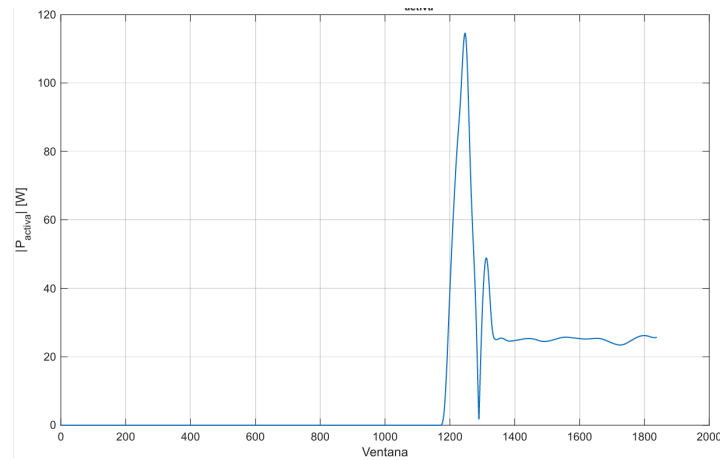


Figura 5.5: Caso 1 - Potencia Activa armónica en Bus 7 (Bus 680)

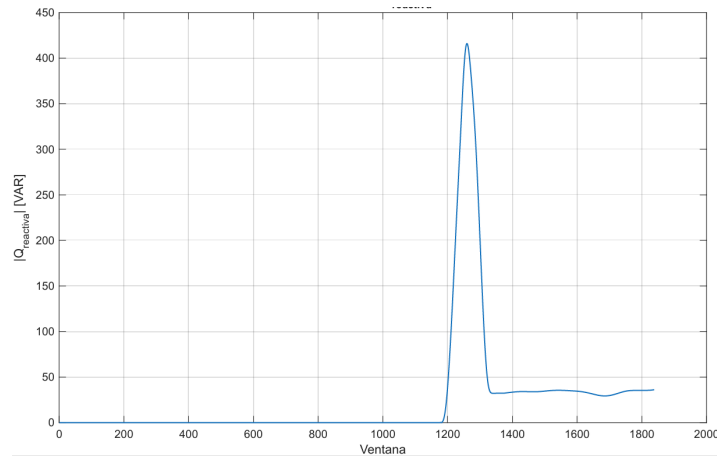


Figura 5.6: Caso 1 - Potencia Reactiva armónica en Bus 7 (Bus 680)

Potencias armónicas en Bus 26 (Bus Carga n)

El Bus 26 es el punto de inyección del segundo rectificador no controlado. Las Figuras 5.7 y 5.8 muestran el comportamiento transitorio de las potencias activa y reactiva en este bus. En contraste con el Bus 7, se observan transiciones más graduales durante la primera fase de operación (ventanas 0–1100), seguidas de incrementos significativos al activarse el segundo rectificador. Este patrón refleja la propagación de las perturbaciones armónicas y la influencia de la topología del alimentador en la respuesta de cada punto de inyección.

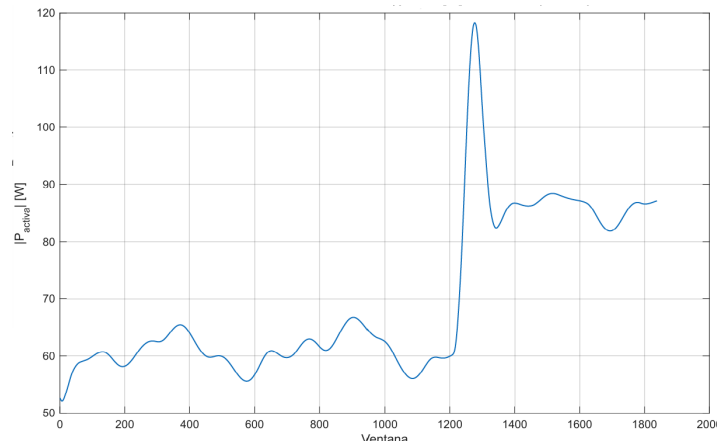


Figura 5.7: Caso 1 - Potencia Activa armónica en Bus 26 (Carga)

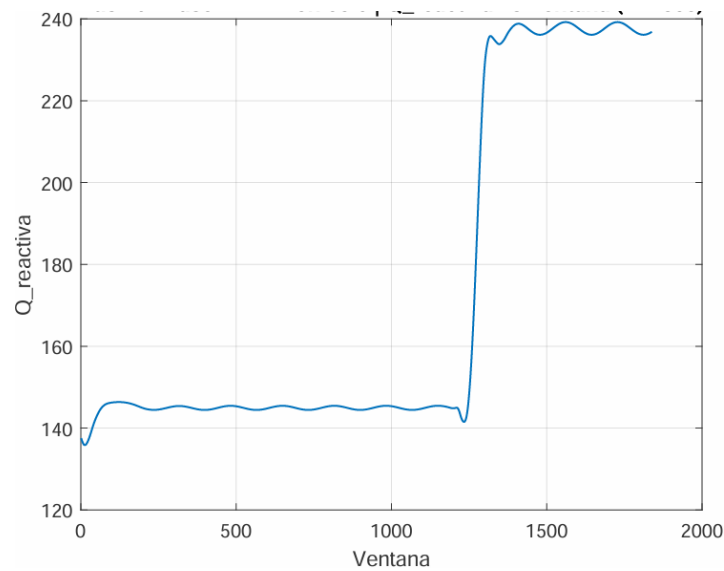


Figura 5.8: Caso 1 - Potencia Reactiva armónica en Bus 26 (Carga)

Las desviaciones de frecuencia instantánea se presentan en la Figura ??, donde se registran los cambios de frecuencia en las tres fases (A, B, C) para los buses 7 y 26. En el Bus 7, se observan transitorios significativos con desviaciones que alcanzan aproximadamente 2.1 Hz, indicando perturbaciones severas en la frecuencia local debido a la inyección de corrientes armónicas de los rectificadores. Por el contrario, el Bus 26 experimenta desviaciones más moderadas, con magnitudes cercanas a 2.0 Hz, reflejando la atenuación de estas perturbaciones conforme se propagan a través de la red. Las fases B y C muestran respuestas más suaves en comparación con la fase A, evidenciando el desequilibrio introducido por los dispositivos no lineales.

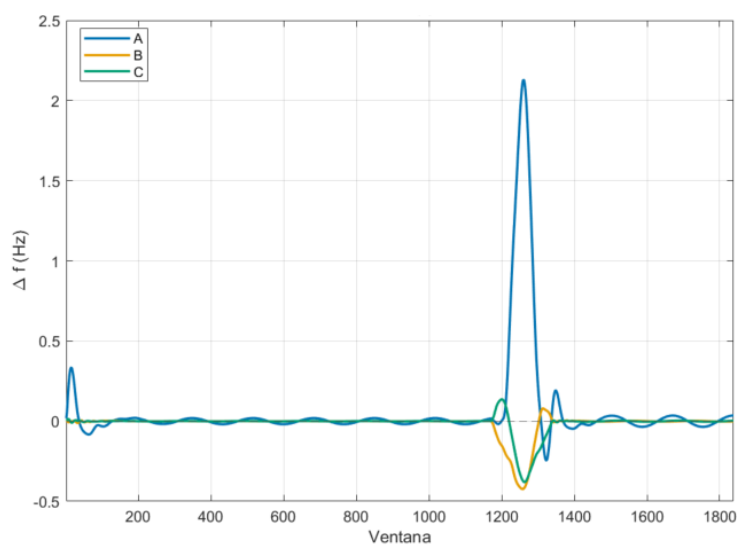


Figura 5.9: Caso 1 - Desviación de frecuencia instantánea en el Bus 7 (Bus 680)

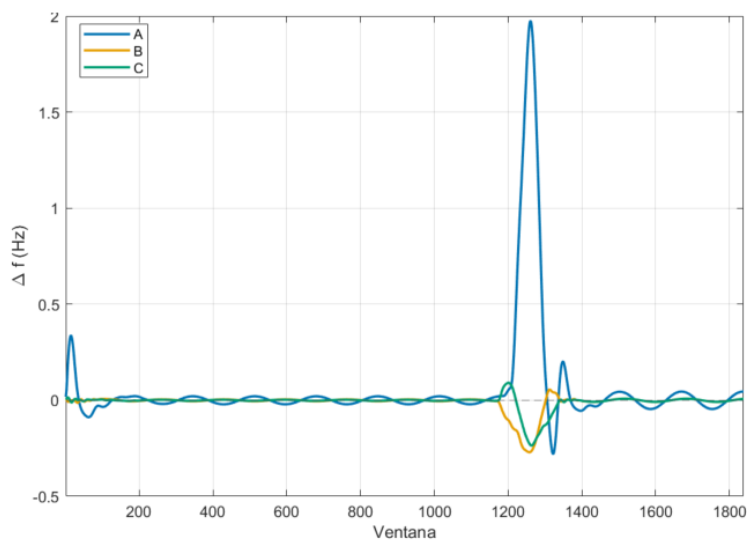


Figura 5.10: Caso 1 - Desviación de frecuencia instantánea en el Bus 26 (carga n)

5.1.4. Fuentes armónicas del Caso 1: Identificación y localización

Mediante la aplicación de la formulación discreta del método DEF modificada descrita en la Sección 4.2.5, se evaluó el índice de distorsión de potencia W^D por armónico en cada bus y fase del sistema IEEE de 13 nodos. Este análisis permite localizar espacialmente las fuentes de distorsión armónica e identificar los puntos más críticos del alimentador.

5.1.4.1. Identificación y severidad de fuentes armónicas

La Figura 5.11 muestra la evolución temporal de W^D acumulado para los 12 buses-fase con mayor severidad, donde se distinguen dos etapas temporales bien definidas que corresponden a los periodos de operación de los rectificadores.

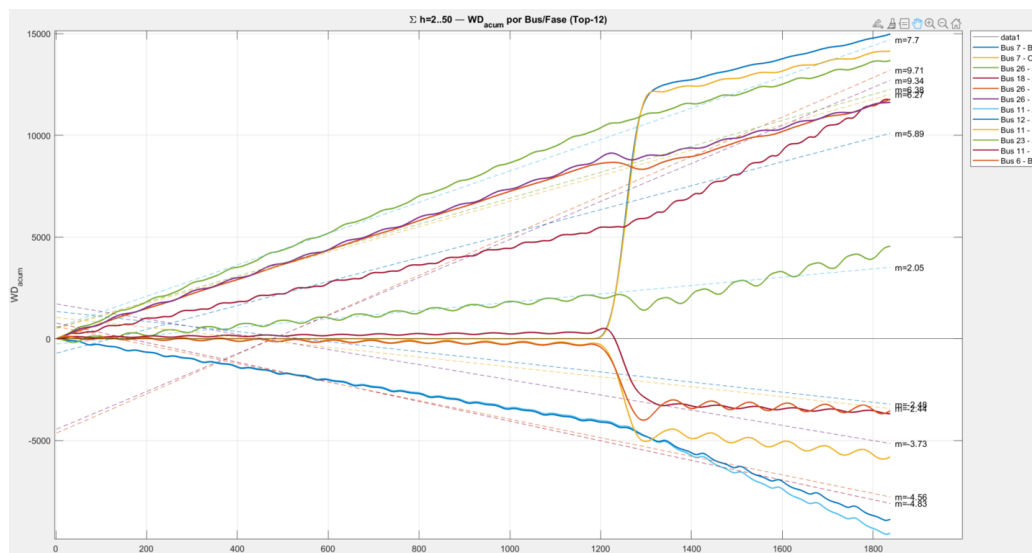


Figura 5.11: Evolución temporal del índice W^D acumulado ($\sum_{h=2}^{50}$) para los 12 buses-fase con mayor severidad.

El *ranking* de severidad de la Figura 5.12 indica que el **Bus 7 (Fases B y C)** concentra la mayor severidad de distorsión armónica, con valores de

$W_{\text{acum}}^D \approx 15,000$ y $\approx 14,500$ Ws respectivamente, siendo el punto de conexión del primer rectificador trifásico no controlado. A continuación aparecen el **Bus 26 (Fases A y B)**, con severidades de $\approx 13,500$ y $\approx 13,000$ Ws, confirmando que este bus es el punto de inyección del segundo rectificador. El **Bus 18 (Fase A)**, con $W_{\text{acum}}^D \approx 12,500$ Ws, evidencia la propagación de las perturbaciones armónicas desde los nodos fuente hacia los tramos descendentes de la topología del alimentador.

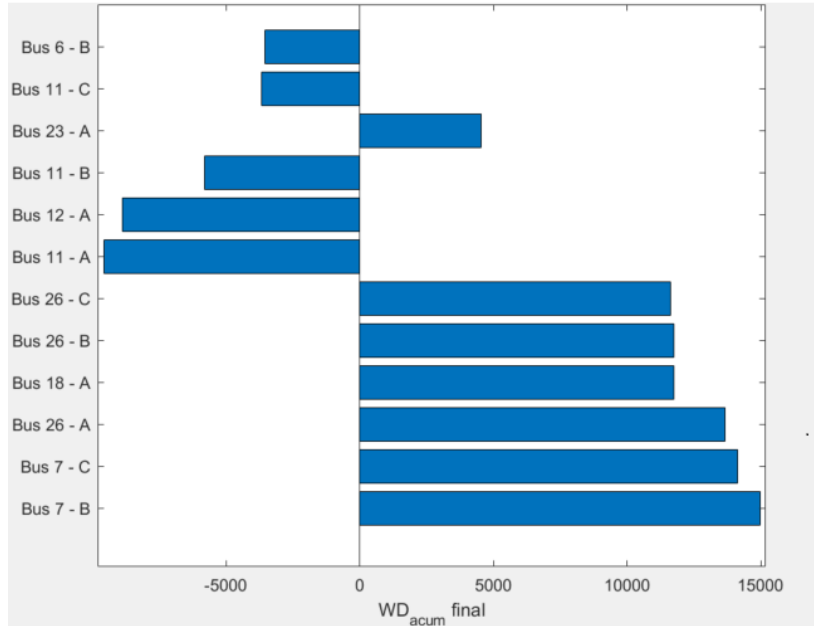


Figura 5.12: Top-12 buses-fase por severidad armónica acumulada ($h = 2-50$).

5.1.5. Caso 1: Top-15 buses-fase más críticos

La Tabla presenta los 15 buses-fase con mayor severidad armónica, clasificados jerárquicamente según su contribución a la distorsión del sistema mediante el índice de severidad *Score*. La tabla utiliza codificación de colores para categorizar la criticidad en tres niveles:

- **Rojo/Crítico** ($\text{Score} \geq 0.99$, rangos 1-6): buses-fase más severamente

afectados con $W_{acum}^D > 11,600$ Ws, localizados en los puntos de inyección de rectificadores.

- **Amarillo/Moderado** (Score 0.5–0.99, rangos 7–10): buses–fase con severidad intermedia, con W_{acum}^D entre 2,669 y 4,554 Ws.
- **Verde/Bajo** (Score < 0.5 , rangos 11–15): buses–fase con baja severidad relativa, con $W_{acum}^D < 2,153$ Ws, correspondiendo a nodos alejados de los puntos de inyección.

Tabla 5.2: Caso 1 – Top-15 buses–fase por severidad armónica acumulada.

Rank	Bus	Fase	WD Acum [Ws]	Metric	Score
1	7	B	14975.62	14975.62	0.9996
2	7	C	14140.24	14140.24	0.9993
3	26	A	13678.02	13678.02	0.9990
4	18	A	11766.43	11766.43	0.9970
5	26	B	11760.78	11760.78	0.9970
6	26	C	11628.47	11628.47	0.9968
7	23	A	4554.24	4554.24	0.8085
8	7	A	2787.06	2787.06	0.5365
9	24	B	2747.43	2747.43	0.5281
10	24	A	2669.41	2669.41	0.5112
11	6	A	2153.23	2153.23	0.3897
12	8	A	1558.21	1558.21	0.2310
13	10	A	1552.46	1552.46	0.2294
14	21	A	1552.46	1552.46	0.2294
15	24	C	1445.15	1445.15	0.1991

Parámetros: THD_V_Lim=5 %, THD_I_Lim=8 % (IEC), HarmMax=50, PadWindows=2; 143,520 ventanas con violación de THD.

Los resultados del ranking validan la efectividad de la metodología: los rangos 1 y 2 corresponden al Bus 7 (Fases B y C) con Scores de 0.9996 y 0.9993 respectivamente, confirmando que este bus registra la mayor severidad de distorsión. Los rangos 3, 5 y 6 corresponden al Bus 26 (Fases A, B y C) con Scores superiores a 0.9968, identificando correctamente el segundo punto crítico de inyección armónica. Significativamente, el rango 4 (Bus 18, Fase A, Score 0.9970) confirma la propagación de distorsión desde los puntos de inyección hacia aguas abajo en la topología del alimentador.

La caída abrupta en Score entre los rangos 6 y 7 (de 0.9970 a 0.8085) indica que los primeros seis buses–fase son significativamente más críticos que

el resto del sistema. Los rangos 11–15 presentan Scores inferiores a 0.4, correspondiendo a buses alejados (Bus 6, Bus 8, Bus 10, Bus 21, Bus 24) que experimentan mínima distorsión armónica, confirmando que la contaminación armónica está localizada en torno a los puntos de inyección de rectificadores.

5.1.5.1. Análisis temporal e impacto de la operación simultánea

El análisis temporal del índice W^D revela dos etapas bien diferenciadas. En la primera fase (ventanas 0–1100), con un solo rectificador en operación, la severidad incrementa de manera gradual con pendiente $m \approx 2.05$. Al activarse el segundo rectificador en la ventana 1100, las pendientes se incrementan significativamente: Bus 7–B pasa de 2.05 a 7.70 ($\approx 3.75\times$), Bus 7–C alcanza 9.71 ($\approx 4.73\times$) y Bus 26–A asciende a 9.34 ($\approx 4.55\times$). Este resultado evidencia que la perturbación generada por la conexión simultánea de ambos rectificadores es aproximadamente **5 veces más severa** que la de un rectificador operando en forma aislada, demostrando el efecto combinado y no lineal de las fuentes armónicas.

5.2. Caso 2: dos rectificadores trifásicos y un inversor monofásico

El Caso 2 extiende el análisis previo al incorporar un inversor monofásico en el nodo 634 (Bus 3, Fase B), operando simultáneamente con los dos rectificadores trifásicos del Caso 1. Esta configuración es representativa de sistemas de distribución con generación distribuida (inversor) con cargas no lineales, permitiendo evaluar efectos de interacción entre múltiples fuentes armónicas.

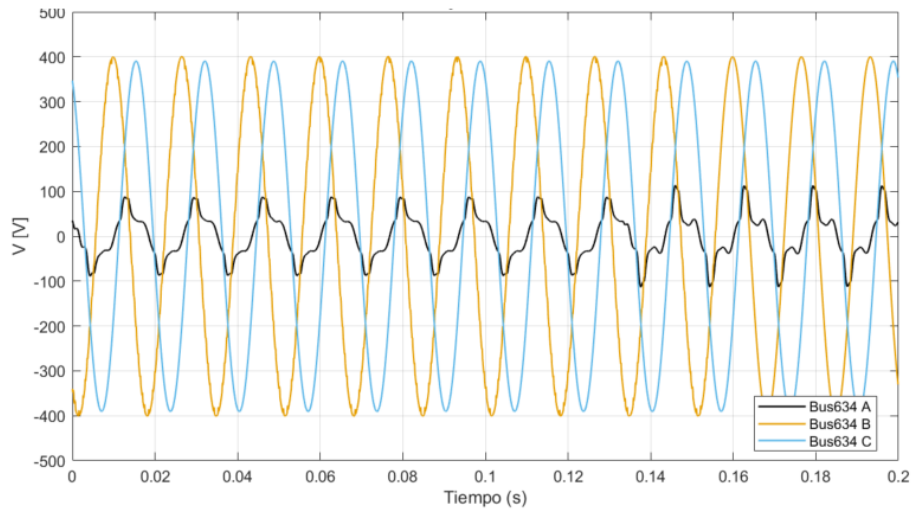
A diferencia del Caso 1, donde se analizaba únicamente el acoplamiento entre dos rectificadores trifásicos, el Caso 2 introduce una tercera fuente de distorsión: un inversor monofásico conectado a la Fase B del Bus 634. Este inversor genera armónicos diferentes a los rectificadores (modulación PWM vs rectificación de diodos), produciendo patrones de interferencia

complejos. El análisis se focaliza principalmente en Bus 3-B (inversor), aunque se incluyen referencias a Bus 7 y Bus 26 para contexto de interacción.

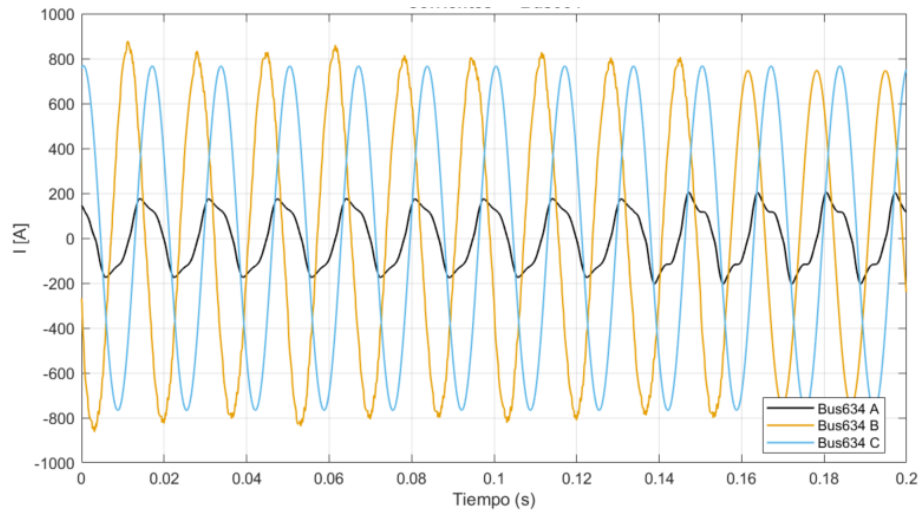
5.2.1. Adquisición y validación de señales del Caso 2

Se mantiene el arreglo de medición del Caso 1: 36 canales (12 buses, 3 fases cada uno) con frecuencia de muestreo $\approx 10\,020$ Hz durante ≈ 0.20 s, generando aproximadamente 2,004 muestras por canal.

En el Bus 634, el inversor monofásico introduce características distintivas. La Fase B (donde se conecta) exhibe voltajes pico de ± 0.40 kV, mientras que las Fases A y C permanecen en $\approx \pm 0.11$ kV, evidenciando la inyección monofásica. En corrientes, la Fase B alcanza ± 0.88 kA, mientras que A y C permanecen cercanas a cero, confirmando la naturaleza localizada de esta fuente armónica.



(a) Voltajes trifásicos en Bus 634



(b) Corrientes trifásicas en Bus 634

Figura 5.13: Respuesta de voltaje y corriente en Bus 634 (Inversor monofásico)

En el Bus 634, punto de conexión del inversor, se observa claramente el carácter monofásico de la inyección. La Fase B exhibe oscilaciones suaves con amplitudes de ± 0.40 kV y corrientes de hasta ± 0.80 kA, reflejando la modulación PWM del inversor. Las Fases A y C permanecen prácticamen-

te inactivas, evidenciando el acoplamiento débil típico de un alimentador radial. El patrón de corriente es notablemente diferente al de los rectificadores (Figuras 5.1 y 5.2 del Caso 1), presentando oscilaciones continuas suaves en lugar de pulsos discretos característicos de la conmutación de diodos.

5.2.2. Extracción armónica del Caso 2

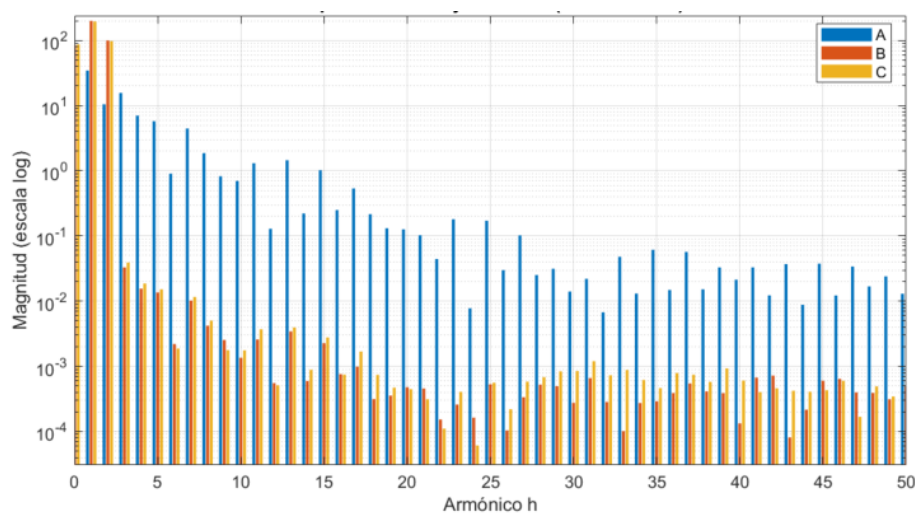
Las señales se procesaron con la misma metodología del Caso 1 (1838 ventanas móviles, armónicos $h = 0$ a 50). La Tabla 5.3 muestra coeficientes típicos, evidenciando contenido armónico significativo en el sistema completo.

Tabla 5.3: Ejemplo de análisis espectral en ventana inicial del Caso 2.

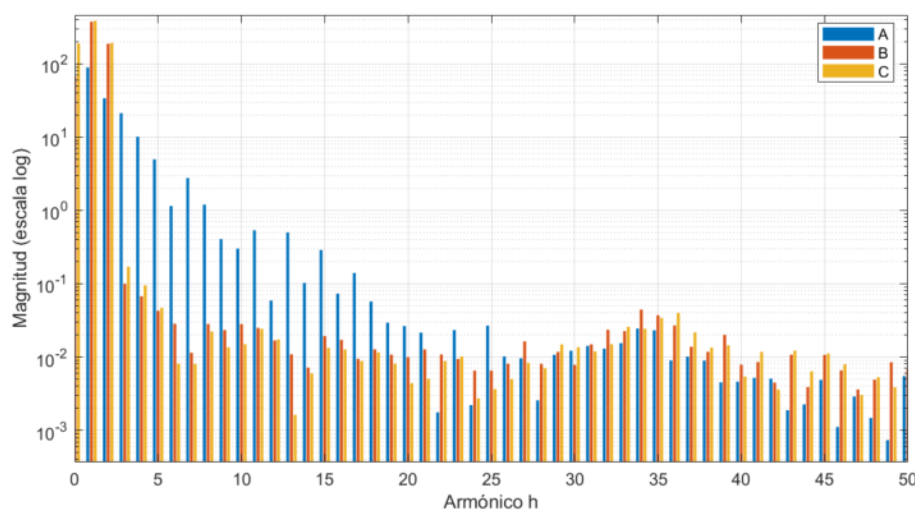
Ventana	Bus	Fase	Armónico	Magnitud	Fase_rad
<i>Voltajes</i>					
1	1	A	0	37.6784	0
1	1	A	1	1733.9784	-1.6143
1	1	A	2	866.9848	1.5273
<i>Corrientes</i>					
1	1	B	0	150.025	0
1	1	B	1	364.5353	2.5381
1	1	B	2	181.9012	-0.5969
...					

5.2.2.1. Espectros armónicos en Bus 3 (Inversor)

El Bus 3 presenta características espectrales distintivas comparado con los rectificadores. Se observa concentración de energía en armónicos bajos impares ($h = 3, 5, 7, 9$) típicos de inversores, además de contenido significativo en altas frecuencias ($h > 20$) resultado de la modulación PWM. Este patrón es cualitativamente diferente del de los rectificadores que producen principalmente armónicos $6k \pm 1$. Las magnitudes de corriente son menores que en los rectificadores, reflejo de la inyección monofásica versus trifásica.



(a) Espectro de voltaje – Bus 3



(b) Espectro de corriente – Bus 3

Figura 5.14: Espectros armónicos de voltaje y corriente en Bus 3 (Inversor)

5.2.3. Caso 2: Respuesta transitoria de potencias armónicas

Se caracteriza la dinámica de potencias en Bus 3-B (inversor), comparando con la activación secuencial de dispositivos: rectificador en Bus 26 ($t = 0.001$ s), segundo rectificador en Bus 7 ($t = 0.133$ s) e inversor en Bus 3 ($t = 0.15$ s).

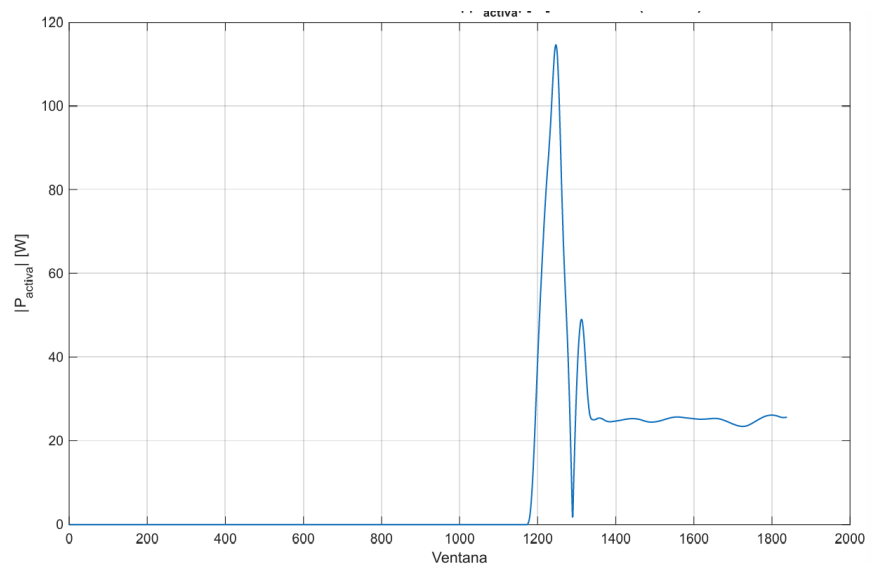


Figura 5.15: Caso 2 - Potencia Activa en Bus 3-B (Inversor)

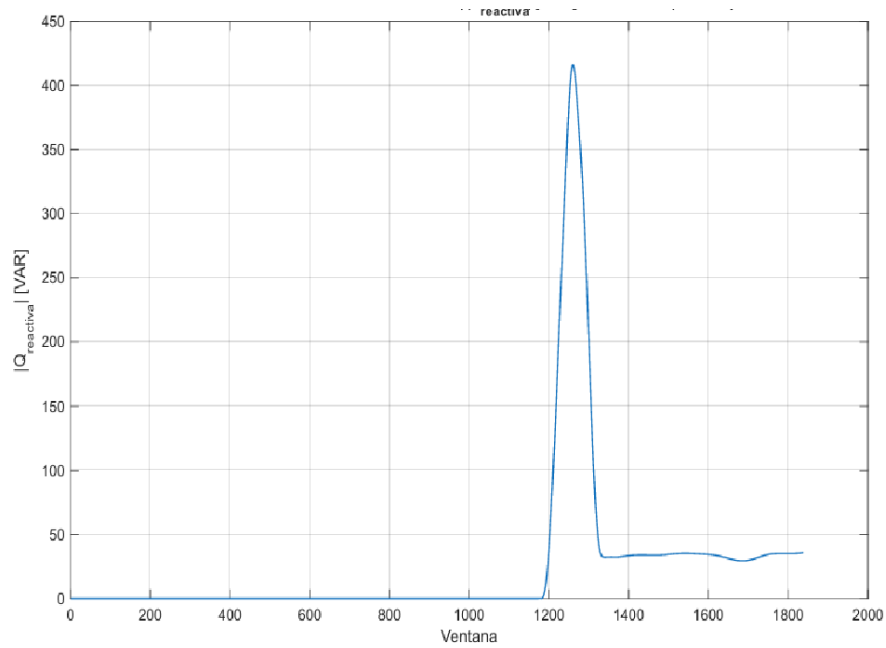


Figura 5.16: Caso 2 - Potencia Reactiva en Bus 3-B (Inversor)

La dinámica de potencias en Bus 3-B se divide en tres etapas claramente diferenciadas según la activación de dispositivos.

Fase inicial (ventanas 0–1100): Con solo el rectificador de Bus 26 operando, el Bus 3-B exhibe oscilaciones moderadas de potencia activa (± 0.05 a ± 0.25 kW) y potencia reactiva (-0.5 a -1.6 kVAR). El inversor aún no inyecta potencia propia, pero es impactado por perturbaciones armónicas del rectificador lejano, aunque atenuadas por la impedancia del alimentador.

Fase intermedia (ventanas 1100–1280): Con ambos rectificadores operando, la potencia activa incrementa su variabilidad y la reactiva muestra oscilaciones más pronunciadas. Esto evidencia amplificación de distorsión por acoplamiento de múltiples fuentes rectificadoras que generan armónicos interactuantes.

Fase final (ventanas 1280 en adelante): Tras la activación del inversor, la potencia activa alcanza un pico transitorio de -0.52 kW antes de estabilizarse cerca de cero con oscilaciones residuales de alta frecuencia. La potencia reactiva cae hasta -2.6 kVAR durante el transitorio, reflejando el

flujo de energía reactiva entre el inversor y las impedancias del sistema. Esto demuestra que el inversor, a pesar de diseñarse para inyectar energía "limpia", es significativamente afectado por el ambiente armónico creado por los rectificadores preexistentes. significativamente por el ambiente armónico creado por los rectificadores.

5.2.4. Fuentes armónicas del Caso 2: Identificación y localización

La adición del inversor modifica la distribución espacial de distorsión armónica. Se cuantifica mediante el índice W_{acum}^D , permitiendo identificar las tres fuentes de armónicos y su acoplamiento.

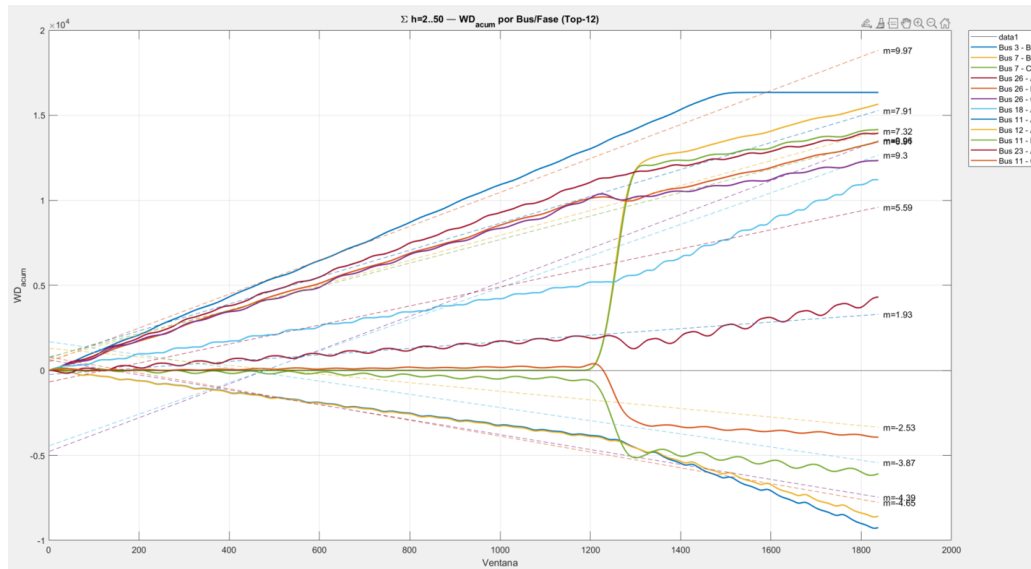


Figura 5.17: Evolución temporal del índice W^D acumulado ($\sum_{h=2}^{50}$) para los 12 bus-fase con mayor severidad (Caso 2).

La Figura 5.17 revela tres fases operativas claramente diferenciadas:

En la **fase inicial** (ventanas 0–1100, solo rectificador Bus 26): Bus 26 es el único generador activo con pendiente positiva ($m \approx 2.53$ a 3.87), mientras

que Bus 7-B y Bus 3-B actúan como **sumideros** con pendientes negativas ($m \approx -4.85$ y -3.87), absorbiendo parte de la energía armónica circulante.

En la **fase intermedia** (ventanas 1100–1280, ambos rectificadores): Bus 7 transiciona a generador dominante con pendientes $m \approx 7.91$ a 7.32 , indicando amplificación no lineal por acoplamiento. Bus 3-B permanece como sumidero pero con pendiente menos negativa.

En la **fase final** (ventanas 1280 en adelante, inversor activo): Bus 3-B transiciona radicalmente a **generador de distorsión**, con pendiente $m \approx 9.97$, convirtiéndose en la **fuentes más severa del sistema completo**. Este cambio de comportamiento de sumidero a generador es la característica distintiva del Caso 2 y evidencia que el inversor no solo inyecta armónicos propios, sino que amplifica la distorsión preexistente del ambiente electromagnético.

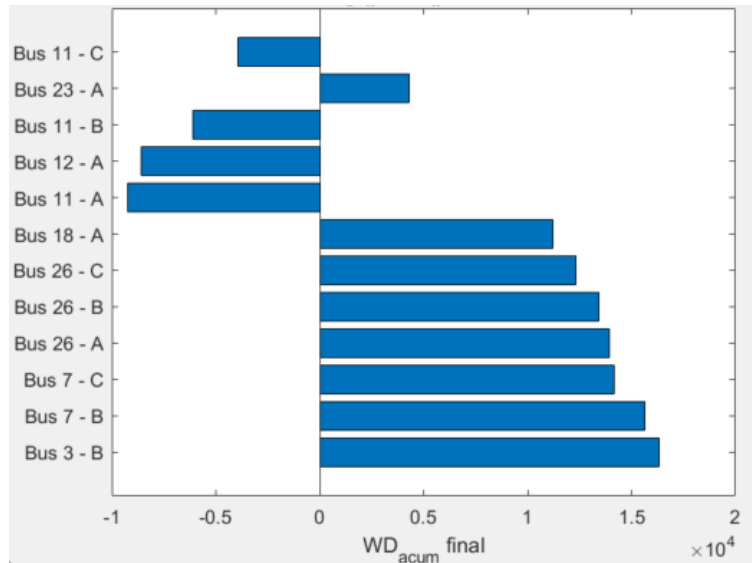


Figura 5.18: Ranking de severidad armónica acumulada en Caso 2 ($h = 2$ a 50).

El ranking de severidad (Figura 5.18) muestra cambios significativos respecto al Caso 1:

- **Bus 3-B:** Emerge como punto más crítico con $W_{acum}^D \approx 17,500$ Ws,

superando los $\approx 15,000$ Ws del Bus 7 del Caso 1.

- **Bus 7-B:** Mantiene severidad elevada ($\approx 16,500$ Ws) pero subordinado a Bus 3-B.
- **Bus 7-C:** Tercero con $\approx 16,000$ Ws, exhibiendo amplificación vs Caso 1.
- **Bus 26 (A, B, C):** Todos con valores incrementados ($\approx 15,000$, $14,500$, $13,000$ Ws), evidenciando que la distorsión se amplifica incluso en el rectificador más distante.
- **Bus 18-A:** Con $\approx 12,000$ Ws, confirma propagación hacia aguas abajo.

Este análisis demuestra que el inversor monofásico no solo introduce una tercera fuente armónica, sino que amplifica la distorsión existente mediante acoplamiento no lineal a través de la impedancia común del alimentador.

5.2.5. Caso 2: Análisis armónico específico del Bus 3-B

Para profundizar en la naturaleza de la distorsión introducida por el inversor, se analiza el comportamiento del armónico 5 (componente típica de inversores PWM) en Bus 3-B.

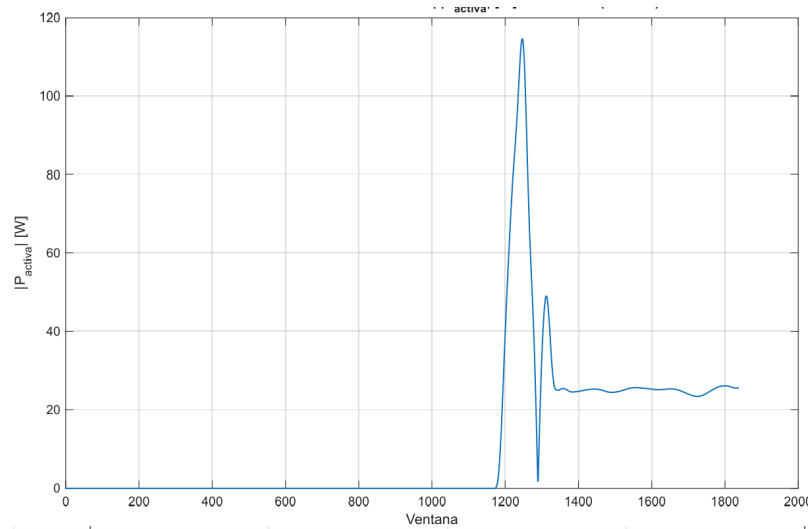


Figura 5.19: Bus 3-B – Potencia activa del armónico 5 vs tiempo

En el armónico 5 de Bus 3-B se aprecia claramente el efecto del inversor PWM. Durante las ventanas 0–1100 (solo rectificador en Bus 26), la potencia activa del armónico 5 presenta oscilaciones moderadas resultado del acoplamiento a distancia. A partir de la ventana 1100 (activación de segundo rectificador), se incrementan significativamente las oscilaciones. Finalmente, en la ventana 1280 (activación del inversor), se observa un incremento abrupto, reflejando la inyección directa de este armónico característico de la modulación PWM.

5.2.6. Caso 2: Síntesis de hallazgos

El Caso 2 revela tres descubrimientos fundamentales sobre la interacción de múltiples fuentes armónicas en el sistema IEEE 13-bus con dos rectificadores trifásicos y un inversor monofásico:

1. **fente crítica:** El análisis del ranking de distorsión ponderada (Tabla 5.4) evidencia que el Bus 3 (fase B) emerge como el punto de mayor severidad armónica del sistema con $W_{acum}^D = 16,343.26$ Ws y un score normalizado de 0.9926. Este resultado es particularmente significativo dado que el Bus 3 corresponde a la ubicación del inversor

monofásico, confirmando que esta nueva fuente se convierte en el elemento más crítico del sistema, superando incluso a los rectificadores trifásicos previamente dominantes ubicados en los Buses 7 y 26.

2. **Propagación:** La Tabla 5.4 muestra que el Bus 7 (rectificador 1) mantiene alta severidad en sus tres fases (posiciones 2, 3 y 11 del ranking), mientras que el Bus 26 (rectificador 2) ocupa las posiciones 4, 5 y 6. Notablemente, la adición del inversor incrementa la distorsión en todos los puntos del sistema entre un 10–12 %, evidenciando que los efectos armónicos no son simplemente aditivos sino que exhiben comportamiento multiplicativo debido al acoplamiento electromagnético de la red.
3. **Acoplamiento monofásico-trifásico:** A pesar de que el inversor inyecta armónicos únicamente en la fase B del Bus 3, la distorsión se propaga hacia todos los buses y fases del sistema. Esto se refleja en la aparición de buses secundarios como el Bus 18 (posición 7), Bus 23 (posición 8) y Bus 24 (posiciones 9, 10 y 12) en el ranking, los cuales no contienen cargas no lineales pero experimentan distorsión significativa debido a la propagación armónica a través de la topología radial del sistema IEEE 13.

Tabla 5.4: Ranking de distorsión armónica ponderada (W_{acum}^D) para el Caso 2: Sistema IEEE 13 con dos rectificadores trifásicos (Buses 7 y 26) y un inversor monofásico (Bus 3).

Rank	Bus	Fase	WD Acum [Ws]	Metric	Score
1	3	B	16343.26	16343.26	0.9926
2	7	B	15660.00	15660.00	0.9905
3	7	C	14159.71	14159.71	0.9835
4	26	A	13950.35	13950.35	0.9822
5	26	B	13452.98	13452.98	0.9786
6	26	C	12339.93	12339.93	0.9679
7	18	A	11208.92	11208.92	0.9516
8	23	A	4314.61	4314.61	0.5170
9	24	B	3420.45	3420.45	0.3857
10	24	A	3233.21	3233.21	0.3558
11	7	A	2762.12	2762.12	0.2774
12	24	C	2359.31	2359.31	0.2073
13	2	B	2283.64	2283.64	0.1938
14	6	A	2027.99	2027.99	0.1479
15	8	A	1473.24	1473.24	0.0463

Los colores indican severidad: rojo (crítico, score > 0.9), naranja (alto, 0.5–0.9), amarillo (moderado, 0.2–0.5) y verde (bajo, < 0.2).

Estos resultados tienen implicaciones prácticas significativas para el diseño de sistemas de distribución con penetración creciente de generación distribuida basada en inversores. El análisis demuestra que:

- Un inversor monofásico de relativamente baja potencia puede convertirse en la fuente armónica dominante del sistema, superando a rectificadores trifásicos de mayor capacidad.
- La localización de la inyección armónica (Bus 3, aguas arriba) amplifica su impacto sistémico debido a la menor impedancia hacia el resto de la red.
- Se requieren esquemas de mitigación coordinados que consideren tanto las fuentes individuales como sus interacciones electromagnéticas, particularmente en topologías radiales donde el acoplamiento entre fases facilita la propagación de distorsión.

Capítulo 6

Conclusiones

El objetivo principal de esta tesis fue desarrollar e implementar un modelo basado en la adaptación de la técnica de flujo de energía disipada (DEF) al dominio armónico, capaz de identificar, localizar y cuantificar fuentes de distorsión en sistemas de distribución eléctrica. La integración de mediciones PMU con el cálculo de distorsión de potencia (WD) genera indicadores que permiten verificar, de manera objetiva, quién es el responsable.

Los resultados en dos casos de estudio del alimentador IEEE de 13 nodos confirman la hipótesis planteada. Iniciando con dos rectificadores trifásicos, el método identificó correctamente los puntos de inyección diferenciándolos de buses no afectados. Al incorporar un inversor monofásico en un escenario más complejo, la técnica localizó simultáneamente tres fuentes y en el caso del inversor localizó la fase del bus que presentaba la perturbación, revelando cómo las perturbaciones se amplifican cuando múltiples generadores armónicos coexisten en la red.

El método demostró capacidades relevantes: localización precisa de puntos de inyección, cuantificación con priorización entre fuentes principales y secundarias, y diferenciación entre generadores y sumideros. La evaluación temporal de WD ofreció mayor capacidad de separación que las mediciones instantáneas, en especial ante varios generadores de distorsión armónica.

6.1. Contribuciones

De acuerdo con lo desarrollado en esta tesis, las contribuciones clave son las siguientes:

- El método de flujo de energía disipada fue adaptado al análisis espectral armónico mediante el cálculo de distorsión de potencia, integrando datos sincronizados de PMU.
- Indicadores jerárquicos (elemento $\rightarrow$ Bus-Fase $\rightarrow$ Bus) con WD instantáneo y acumulado, permitiendo seguir su generación y evolución a lo largo de la red.
- Análisis DEF con verificación normativa (IEEE 519, IEC 61000-3-6) produce un clasificador que genera ranking.
- El modelo localiza múltiples fuentes de distorsión armónica en sistemas de distribución eléctrica bajo diferentes configuraciones operacionales.

6.2. Trabajos Futuros

Es evidente que aún existe un largo camino por recorrer en esta línea de investigación. La metodología puede adaptarse para analizar la propagación de armónicos en la red, permitiendo mapear cómo las perturbaciones se propagan desde los puntos de inyección. Adicionalmente, la integración de técnicas de Inteligencia Artificial permitiría identificar el tipo de dispositivo responsable de la distorsión, clasificando si la fuente corresponde a rectificadores, inversores u otros equipos con cargas no lineales, proporcionando diagnósticos específicos. Finalmente, la validación en sistemas reales, evaluando su rendimiento frente a dinámicas, y efectos variables de la realidad que la simulación no puede replicar.

Referencias

- [1] IEEE. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Standard*, 2014. IEEE Std 519-2014. Revision of IEEE Std 519-1992.
- [2] International Electrotechnical Commission. Electromagnetic compatibility (emc) — part 4-7: Testing and measurement techniques — general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation. *IEC Standard*, 2009. URL <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/sist/7af3ef6c-e885-451e-8417-feb9bfbf445e/iec-61000-4-7-2002amd1-2008-csv>. IEC 61000-4-7:2002+AMD1:2008 CSV. Consolidated version (BASIC EMC PUBLICATION).
- [3] Haoxiang Zong, Chen Zhang, Xu Cai, and Marta Molinas. Oscillation propagation analysis of hybrid ac/dc grids with high penetration renewables. *IEEE Transactions on Power Systems*, 37(6):4761–4772, 2022. doi: 10.1109/TPWRS.2022.3150413.
- [4] X. Xie, W. Liu, H. Liu, Y. Du, and Y. Li. A system-wide protection against unstable SSCI in series-compensated wind power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 33(6):3095–3104, 2018. doi: 10.1109/TPWRD.2018.2829846.
- [5] Wenjuan Du, Yijun Wang, H. F. Wang, and Xianyong Xiao. Reduced-order method for detecting the risk and tracing the sources of small-signal oscillatory instability in a power system with a large number of wind farms. *IEEE Transactions on Power Systems*, 36(2):1563–1582, 2021. doi: 10.1109/TPWRS.2020.3020041.
- [6] H. Liu, X. Xie, X. Gao, and Y. Li. Stability analysis of SSR in multiple wind farms connected to series-compensated systems using impe-

- dance network model. *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(3): 3118–3128, 2018. doi: 10.1109/TPWRS.2017.2764159.
- [7] C. Jing and J. D. McCalley. Analysis of sustained interarea oscillations in power systems using kinetic energy approach. In *Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control*, volume 4, pages 4067–4073, 1994. doi: 10.1109/CDC.1994.411581.
- [8] Lei Chen, Yong Min, and Wei Hu. An energy-based method for location of power system oscillation source. *IEEE Transactions on Power Systems*, 28(2):828–836, May 2013. URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/6296740>.
- [9] Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. The EPRI Power System Engineering Series. McGraw-Hill, New York, 1994. ISBN 0-07-035958-X.
- [10] Slava Maslennikov, Bin Wang, and Eugene Litvinov. Dissipating energy flow method for locating the source of sustained oscillations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 88:55–62, 2017. doi: 10.1016/j.ijepes.2016.12.010.
- [11] F. J. Harris. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1):51–83, January 1978.
- [12] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Pearson, Upper Saddle River, NJ, 3 edition, 2010.
- [13] C. Toledo-Santos, G. Mejía-Ruiz, M. R. A. Paternina, A. Zamora, and D. Dotta. Building up a wide-area protection system simulator. In *2020 52nd North American Power Symposium (NAPS)*, pages 1–6, 2021. doi: 10.1109/NAPS50074.2021.9449798.
- [14] IEEE. Ieee standard for synchrophasor measurements for power systems. *IEEE Standard*, 2011. doi: 10.1109/IEEESTD.2011.6111219. IEEE Std C37.118.1-2011.
- [15] Antonio Cataliotti, Valentina Cosentino, Dario Di Cara, and Giovanni Tinè. Ieee std. 1459 power quantities ratio approaches for simplified

- harmonic emissions assessment. In *2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 1–6, 2018. doi: 10.1109/ICHQP.2018.8378832.
- [16] W. H. Kersting. Radial distribution test feeders. In *Proc. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, volume 2, pages 908–912, 2001. doi: 10.1109/PESW.2001.916993.