

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



DETECCIÓN Y LOCALIZACIÓN DE DESCARGAS PARCIALES EN  
DEVANADOS DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA USANDO  
MODELOS DE ALTA FRECUENCIA

POR

M.C. DANIEL GUILLÉN APARICIO

TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE  
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

CD. UNIVERSITARIA

MAYO DE 2015

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



DETECCIÓN Y LOCALIZACIÓN DE DESCARGAS PARCIALES EN  
DEVANADOS DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA USANDO  
MODELOS DE ALTA FRECUENCIA

POR

M.C. DANIEL GUILLÉN APARICIO

TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE  
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

CD. UNIVERSITARIA

MAYO DE 2015

**Universidad Autónoma de Nuevo León**  
**Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica**  
**Subdirección de Estudios de Posgrado**

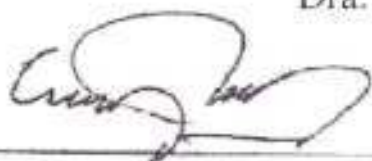
Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la Tesis "Detección y Localización de Descargas Parciales en Devanados de Transformadores de Potencia Usando Modelos de Alta Frecuencia" realizada por el alumno M.C. Daniel Guillén Aparicio, con número de matrícula 1505405, sea aceptada para su defensa como requisito parcial para obtener el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica.

El Comité de Tesis



Asesor

Dra. Gina M. Idárraga Ospina



Revisor:

Dr. Enrique Mombello



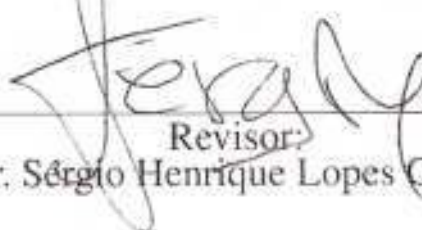
Revisor:

Dr. Ernesto Vázquez Martínez



Revisor:

Dr. Efraín Alcorta García



Revisor:

Dr. Sérgio Henrique Lopes Cabral



Vo. Bo.

Dr. Simón Martínez Martínez  
Subdirector de Estudios Posgrado

San Nicolás de los Garza, Nuevo León, Mayo de 2015

***Este trabajo lo dedico:***

*Especialmente a Dios por permitirme llegar hasta esta etapa de mi vida.*

*A toda mi familia y muy en especial a mi esposa e hija Ana Janette y Andrea.*

*A mi asesora la Dra. Gina Idárraga por sus excelentes y oportunos comentarios.*

*A CONACyT por el apoyo económico brindado.*

# Índice general

<b>Índice general</b>	<b>IV</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>VIII</b>
<b>Índice de figuras</b>	<b>X</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Justificación . . . . .	1
1.2. Planteamiento del problema . . . . .	2
1.3. Antecedentes . . . . .	4
1.3.1. Métodos convencionales . . . . .	5
1.3.2. Métodos no convencionales . . . . .	6
1.3.3. Aplicaciones en devanados de transformadores . . . . .	9
1.4. Objetivos . . . . .	10
1.4.1. Objetivo general . . . . .	10
1.4.2. Objetivos específicos . . . . .	10
1.5. Estructura de la tesis . . . . .	11
<b>2. Fundamentos teóricos</b>	<b>13</b>
2.1. Introducción . . . . .	13
2.2. Descargas parciales . . . . .	13
2.3. Causas o fuentes que dan origen a una DP . . . . .	14
2.4. Tipos de descargas . . . . .	15
2.5. Condiciones que definen la actividad de DPs . . . . .	17
2.6. Efectos que provocan las DPs . . . . .	18

2.7.	Modelo ABC para una descarga . . . . .	19
2.8.	Modelos de descarga en transformadores . . . . .	21
<b>3.</b>	<b>Modelado de devanados de transformadores</b>	<b>22</b>
3.1.	Introducción . . . . .	22
3.2.	Tipos de devanados y configuraciones . . . . .	22
3.3.	Modelo de parámetros concentrados . . . . .	23
3.3.1.	Distribución inicial de voltage . . . . .	25
3.3.2.	Representación usando ecuaciones diferenciales parciales . . . . .	27
3.3.3.	Representación usando variables de estado . . . . .	27
3.4.	Modelo de parámetros distribuidos . . . . .	29
3.5.	Modelo híbrido . . . . .	31
3.6.	Modelo PLP . . . . .	33
<b>4.</b>	<b>Análisis del comportamiento y propagación de DPs en devanados de transformadores</b>	<b>34</b>
4.1.	Introducción . . . . .	34
4.2.	Propagación de DPs en devanados de transformadores . . . . .	34
4.2.1.	Caracterización de DPs . . . . .	35
4.2.2.	Circuito de detección . . . . .	36
4.2.3.	Simulación y cuantificación de DPs . . . . .	37
4.3.	Parámetros para el análisis de DPs . . . . .	42
4.3.1.	Valor pico y tiempo de crecimiento . . . . .	44
4.3.2.	Correlación cruzada . . . . .	45
4.3.3.	Entropía . . . . .	47
4.4.	Análisis de DPs a lo largo del devanado . . . . .	48
<b>5.</b>	<b>Detección de descargas parciales en devanados de transformadores</b>	<b>50</b>
5.1.	Introducción . . . . .	50
5.2.	Transformada Wavelet . . . . .	50
5.2.1.	Cálculo de la DWT . . . . .	52
5.2.2.	Algoritmo multi-resolución . . . . .	52
5.3.	Análisis de señales de DP usando wavelets . . . . .	53
5.3.1.	Energía y entropía . . . . .	56

5.3.2.	Eliminación de ruido . . . . .	58
5.4.	Aplicación de la DWT a señales de DP en devanados . . . . .	62
5.4.1.	Evaluación del nivel de descomposición . . . . .	62
5.4.2.	Evaluación de las wavelet madre . . . . .	66
5.5.	Metodología de análisis propuesta . . . . .	72
<b>6.</b>	<b>Localización de descargas parciales en devanados de transformadores</b>	<b>74</b>
6.1.	Introducción . . . . .	74
6.2.	Divergencias . . . . .	74
6.2.1.	Divergencia de Kullback-Leibler . . . . .	75
6.2.2.	Divergencia de Hellinger . . . . .	76
6.2.3.	Divergencia de Pearson . . . . .	76
6.2.4.	Divergencia de LeCam . . . . .	77
6.3.	Análisis y simulación de DPs en devanados . . . . .	77
6.3.1.	Modelo base para el análisis . . . . .	77
6.3.2.	Generación de las señales de referencia . . . . .	78
6.3.3.	Generación de las señales de validación . . . . .	80
6.3.4.	Análisis de señales en dominio de la frecuencia . . . . .	82
6.4.	Algoritmos de localización . . . . .	84
6.4.1.	Localización de DPs usando DWT . . . . .	84
6.4.2.	Localización de DPs usando EWT . . . . .	88
6.5.	Resultados teóricos . . . . .	91
6.5.1.	Aplicación del algoritmo basado en la DWT . . . . .	91
6.5.2.	Aplicación del algoritmo basado en la EWT . . . . .	98
<b>7.</b>	<b>Validación práctica de los algoritmos</b>	<b>105</b>
7.1.	Introducción . . . . .	105
7.2.	Caracterización de la descarga parcial . . . . .	106
7.3.	Sistema de prueba para validación . . . . .	106
7.3.1.	Adquisición de las señales de referencia . . . . .	108
7.3.2.	Adquisición de las señales de prueba o validación . . . . .	109
7.4.	Filtrado de las señales de DP . . . . .	110

7.5. Resultados experimentales . . . . .	113
7.5.1. Resultados mediante el uso de la DWT . . . . .	113
7.5.2. Resultados obtenidos mediante el uso de la EWT . . . . .	115
<b>8. Conclusiones</b>	<b>117</b>
8.1. Conclusiones . . . . .	117
8.2. Aportaciones . . . . .	118
8.3. Trabajos futuros . . . . .	119



# Índice de tablas

2.1. Clasificación de DPs de acuerdo a su naturaleza. . . . .	17
4.1. Resultados para el terminal de neutro. . . . .	48
4.2. Resultados en el terminal de alto voltaje. . . . .	49
5.1. Resultados para la señal general de DP con diferentes funciones de umbral. . . . .	61
5.2. Resultados para una seña de DP con $5dBs$ de ruido. . . . .	66
5.3. Factores de correlación para diferentes wavelet madre. . . . .	68
5.4. Energía por escala para diferentes wavelets madre. . . . .	69
5.5. Entropía por escala para wavelets de la familia Daubechies. . . . .	71
6.1. Resultados usando DWT y divergencia de Kullback-Leibler. . . . .	92
6.2. Resultados usando DWT y divergencia de Pearson. . . . .	93
6.3. Resultados usando DWT y divergencia de LeCam. . . . .	94
6.4. Resultados usando DWT y divergencia Hellinger. . . . .	94
6.5. Porcentajes de localización de DPs. . . . .	95
6.6. Resultados con señales de prueba de $3.5\mu s$ , Db7 y escala igual a 5. . . . .	95
6.7. Resultados con señales de prueba de $10\mu s$ , Db7 y escala igual a 5. . . . .	96
6.8. Resultados con señales de prueba de $1\mu s$ , Db7, escala igual a 5 y DKL modificada. . . . .	97
6.9. Resultados con señales de prueba de $3.5\mu s$ , Db7, escala igual a 5 y DKL modificada. . . . .	97
6.10. Resultados con señales de prueba de $10\mu s$ , Db7, escala igual a 5 y DKL modificada. . . . .	98
6.11. Parámetros para la wavelet la Laplace y DPs a lo largo del devanado. . . . .	99
6.12. Resultados $1\mu s$ . . . . .	103
6.13. Resultados $3.5\mu s$ . . . . .	103
6.14. Resultados $10\mu s$ . . . . .	104

7.1. Errores de estimación para las señales de referencia . . . . .	112
7.2. Errores de estimación para las señales de prueba . . . . .	112
7.3. Resultados para DPs inyectadas entre secciones del devanado. . . . .	113
7.4. Resultados de localización de DPs usando diferentes wavelets madre. . . . .	114
7.5. Resultados para DPs a lo largo de las secciones del devanado. . . . .	115
7.6. Resultados para DP ocurridas entre secciones del devanado. . . . .	116

# Índice de figuras

1.1. Métodos para la detección DP's en equipos de alto voltage. . . . .	4
2.1. Tipos de descargas: a) descarga corona o gaseosa, b) y c) descarga superficial, d) descarga en cavidades y e) canales de árbol. . . . .	16
2.2. Modelo ABC para DP en vacío. . . . .	20
2.3. Modelos de descargas: a) Electrodo's, b) Vacío, c) Metal flotante, d) Vacío y metal flotante. . . . .	21
3.1. Representación en parámetros concentrados para un devanado. . . . .	24
3.2. Distribución inicial de voltaje con neutro aterrizado. . . . .	26
3.3. Modelo de MTL para devanados de transformadores. . . . .	30
3.4. Modelos equivalentes para devanados . . . . .	33
4.1. Circuito de detección de DP's. . . . .	36
4.2. Modelo para un devanado con 20 secciones. . . . .	38
4.3. Voltaje de simulación para los terminales de a) alto voltage y b) neutro. . . . .	39
4.4. Propagación de la DP a lo largo del devanado. . . . .	41
4.5. Distribución de voltaje a lo largo del devanado . . . . .	42
4.6. DP's a lo largo del devanado: a) terminal de alto voltage y b) terminal de neutro. . . .	43
4.7. a) Señal de descarga normalizada, y b) Tiempo de crecimiento de la descarga. . . . .	45
4.8. Correlación cruzada para la: a) sección 1 y 2, y b) sección 1 y 11. . . . .	46
5.1. Árbol de descomposición para la DWT. . . . .	51
5.2. Algoritmo multi-resolución. . . . .	53
5.3. a) Señal de DP, y b) Señal de DP con ruido de 19 dBs. . . . .	54
5.4. Señal de DP escalada hasta el nivel 4. . . . .	55

5.5. Distribución de energía por escala: a)  $cA$  y b)  $cW$  . . . . . 57

5.6. Distribución de entropía por escala: a)  $cA$  y b)  $cW$  . . . . . 57

5.7. Estimación de una señal de DP usando diferentes funciones de umbral. . . . . 60

5.8. Señal de DP obtenida en el terminal de neutro de un devanado. . . . . 62

5.9. Distribución de energía para la señal de DP: a)  $cA$  y b)  $cW$ . . . . . 63

5.10. Distribución de entropía para la señal de DP: a)  $cA$  y b)  $cW$ . . . . . 64

5.11. Señal : a) original con  $5dBs$  de ruido, b) estimada usando la función GATE y c) estimada usando la función HARD. . . . . 67

5.12. Entropía para la escala 7 y diferentes wavelets madre. . . . . 72

5.13. Metodología de detección y localización de DPs en devanados . . . . . 73

6.1. Devanado de transformador: red de parámetros en cascada R, L y C. . . . . 77

6.2. Señales de referencia: a) sección 1, b) sección 2, c)sección 3, y d) sección 4. . . . . 79

6.3. Señales de referencia: a) sección 5, b) sección 6, c)sección 7, y d) sección 8. . . . . 80

6.4. Señales de prueba: a) sección 1, b) sección 3, c)sección 5, y d) sección 7. . . . . 81

6.5. Señales de DP usando diferentes  $t_{prueba}$ . . . . . 82

6.6. Señales de DP en el dominio de la frecuencia con diferentes  $t_{prueba}$ . . . . . 83

6.7. Señales normalizadas para diferentes  $t_{prueba}$  . . . . . 84

6.8. Árbol de descomposición, a) señal de entrada, b)  $cW_1$ , c)  $cW_2$ , d)  $cA_3$  y e)  $cW_3$ . . . . 86

6.9. Algoritmo para localización de DPs usando DWT. . . . . 87

6.10. Algoritmo para localización de DPs usando EWT. . . . . 91

6.11. Señales de referencia con su respectiva EWT. . . . . 101

6.12. EWT para la señales de prueba con  $t_{prueba} = 10 \mu s$ . . . . . 102

7.1. Circuito para generar la DP. . . . . 106

7.2. Señal de DP utilizada para inyectar pulsos de DP a lo largo del devanado. . . . . 107

7.3. Transformador de distribución utilizado para la validación. . . . . 107

7.4. Señales de referencia para DPs ocurridas entre secciones del devanado. . . . . 108

7.5. Señales de prueba para DPs entre secciones del devanado. . . . . 109

7.6. Señales de referencia filtradas para DPs a lo largo del devanado. . . . . 111

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Justificación

El objetivo de un sistema eléctrico de potencia es suministrar energía eléctrica de forma ininterrumpida a los usuarios (industrias, sector público, hogares, etc.), así como ofrecer calidad en el servicio eléctrico. Por esta razón, debe existir un monitoreo constante y adecuado en cada uno de los equipos que conforman el sistema eléctrico de potencia en los diferentes niveles de tensión, generación, transmisión y distribución. Algunos de estos equipos son generadores, transformadores, líneas, subestaciones, etc.

Los transformadores son componentes de suma importancia para el sistema eléctrico en los diferentes niveles de tensión, razón principal que motiva a desarrollar técnicas innovadoras para su diagnóstico. Lo anterior con el propósito de realizar evaluaciones técnico-económicas y en caso de ser necesario aplicar acciones correctivas que garanticen el funcionamiento apropiado de los equipos, para que a su vez se pueda extender el ciclo de vida de los mismos. Sin embargo, el ciclo de vida de un transformador está directamente asociado con su sistema de aislamiento, que por su propia naturaleza sufre un desgaste natural; aunado a esto existen condiciones externas como son los cambios continuos de carga, conmutación de bancos de capacitores cercanos al transformador y maniobras programadas

por los operadores, además de las condiciones ambientales bajo las cuales está operando el equipo.

Por consiguiente, las condiciones del sistema de aislamiento del transformador dependerán directamente de los niveles de estrés, eléctrico, mecánico, térmico y químico, al cual estén operando. No obstante, si el sistema de aislamiento sufre de un nivel de estrés muy elevado, es muy probable que se presenten altos niveles de descargas parciales (DPs), las cuales pueden provocar fallas en el sistema de aislamiento del transformador; es por ello que se han desarrollado diferentes técnicas para la detección de DPs, las cuales permiten evaluar las condiciones del sistema de aislamiento del transformador [1], para que a su vez pueda evitarse la ocurrencia de cortocircuitos.

Una salida inesperada de un transformador de potencia es capaz de generar grandes pérdidas económicas e incluso ambientales, en caso de que la falla sea catastrófica. Esto provoca un mayor interés por eliminar las posibles fuentes de falla y una de éstas son las DPs. Por consiguiente, si las DPs son detectadas y localizadas en etapas tempranas, es posible programar acciones correctivas para reducir o eliminar la posibilidad de que ocurra una falla severa en el equipo. Lo anterior ha sido un reto constante para las empresas de manufactura e investigadores, dado que una adecuada detección y localización de DPs puede ser de gran utilidad para estimar con mayor precisión el ciclo de vida del transformador o bien incrementarlo.

## **1.2. Planteamiento del problema**

En la práctica, existe la probabilidad de que los transformadores de potencia presenten fallas inusuales, que en primera instancia no se puedan interpretar. Sin embargo, es muy probable que estas fallas sean producto de una gran cantidad de DPs debido a que éstas son capaces de provocar resonancia interna en los devanados del transformador, condición que puede ser la causa de que el sistema de aislamiento del transformador falle. Lo anterior ha sido validado en equipos de mediano voltaje, donde se elimina la posibilidad de que las fallas inusuales se deban a un mal diseño [2].

Si el sistema de aislamiento del transformador de potencia tiende a fallar por la presencia de DPs, es necesario que éstas sean detectadas y localizadas en una etapa temprana, con el objetivo de evitar un daño mayor en el equipo y así eliminar la posibilidad de que el mismo salga de operación en un tiempo inesperado. Por lo tanto, el monitoreo constante o periódico del equipo será de suma importancia y su confiabilidad dependerá directamente de las técnicas utilizadas para evaluar su condición. Sin embargo, las características propias de las DPs provocan que la detección y localización sea un problema muy complejo.

La naturaleza de las DPs es muy compleja, ya que se presentan muy rápido y muchas veces no se alcanzan a detectar debido a que existen diferentes factores que afectan las mediciones, como son el amortiguamiento de la señal, punto de ocurrencia, punto de medición, estructura del equipo, entre otros [3]. Lo anterior ha generado mayor interés por desarrollar técnicas de detección y localización innovadoras, que permitan identificar si el transformador de potencia está bajo condiciones de DPs, tal que se puedan evitar condiciones de falla en el equipo debido a la presencia de DPs. Por consiguiente, se han desarrollado diferentes técnicas de detección de DPs, tales como, detección química, eléctrica, acústica y óptica. Cada una de estas técnicas tiene sus propias ventajas y desventajas de acuerdo con sus variables a medir [4].

Por otra parte, los devanados de transformadores son los elementos más susceptibles a producir fallas en sus sistemas de aislamiento, ya que estos son considerados el corazón del transformador y representan la segunda fuente de falla para los transformadores, solo por debajo del cambiador de derivaciones [5]. Por esta razón, es muy importante el desarrollado de investigaciones enfocadas a la detección y localización de DPs en devanados de transformadores, debido a que estas pueden dar origen a fallas internas en los devanados (entre espiras) o incluso fallas más graves que involucren tierra.

Actualmente existen diferentes métodos desarrollados para la detección y localización de DPs en equipos de alto voltaje y estos se subdividen en convencionales y no convencionales, donde los

métodos eléctricos pertenecen a los convencionales y son los más utilizados debido a que es posible obtener las características de las señales de DPs. El principio de identificación de estos métodos se basa en utilizar técnicas de procesamiento de señales en el dominio del tiempo o bien en el dominio de la frecuencia. Por lo tanto, en este trabajo de investigación se pretende desarrollar un nuevo método eléctrico que pueda abarcar un amplio espectro de frecuencias, en donde se consideran las características de más alta frecuencia generadas por las DPs en los devanados de transformadores.

### 1.3. Antecedentes

El monitoreo y diagnóstico de DPs en transformadores de potencia, así como en otros equipos de alto voltaje es muy importante para evaluar la confiabilidad de sus sistemas de aislamiento. Esto ha generado mayor atención por estudiar y evaluar las diferentes técnicas de detección de DPs que han sido desarrolladas en la actualidad, las cuales se pueden ver en la Figura 1.1[4].

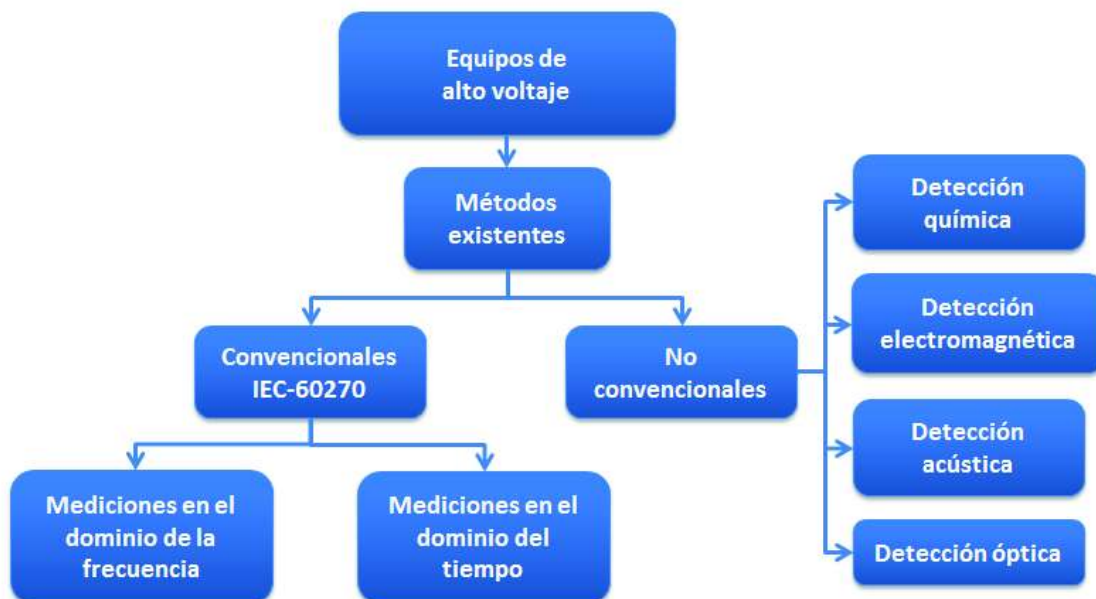


Figura 1.1: Métodos para la detección DPs en equipos de alto voltaje.



Por otra parte, estos métodos utilizan diferentes metodologías para la detección de DPs, de acuerdo con sus variables a medir y se describen de forma breve en las subsecciones siguientes.

### 1.3.1. Métodos convencionales

Estos métodos son también conocidos como métodos eléctricos y se basan en medir el pulso eléctrico (corriente o voltaje) producido por una DP, que por lo general se presenta muy rápido con tiempos de crecimiento cortos, del orden de los nanosegundos [6]. En general, las DPs se producen dentro del tanque del transformador y estas se propagan a lo largo de sus devanados [7], de modo que las DPs viajan hasta los terminales de medición (boquillas y neutro) del transformador bajo ensayo [8]. Básicamente, estos métodos consisten en medir la cantidad de carga aparente ( $Q$ ) transferida desde el punto donde se produce la descarga hasta el punto de medición. La medición de carga se lleva a cabo mediante circuitos de impedancia, los cuales se pueden dividir en métodos de banda corta y banda ancha [9], [10].

Por otra parte, las señales medidas en los terminales del equipo bajo ensayo son analizadas y procesadas (en el dominio del tiempo o bien en dominio de la frecuencia), para posteriormente interpretar los resultados y así validar el nivel de DPs bajo en cual se encuentra el equipo. Por consiguiente, es necesario realizar un proceso de calibración previo, el cual consiste en inyectar una pequeña carga  $Q$  a través de un capacitor, el cual puede tomar valores entre  $50pF$  y  $150pF$  [10], [11]. Sin embargo, la detección de DPs es un problema muy complejo y no está resuelto por completo, debido a la rapidez con que se presentan las DPs y por las pequeñas amplitudes que generan, lo cual hace aún más complicada su detección. Además, es importante considerar el nivel de ruido que contiene la señal de DP, dado que los métodos eléctricos pueden verse afectados bajo condiciones de ruido muy elevadas. Por esta razón, actualmente se han desarrollado investigaciones únicamente enfocadas en resolver este problema, por ejemplo, en [12] se presenta una metodología para eliminar el ruido en señales de DPs.

### 1.3.2. Métodos no convencionales

#### Químicos

Los métodos químicos se basan en analizar las propiedades químicas del aceite aislante, dado que una DP puede producir partículas de hidrógeno ( $H_2$ ), metano ( $CH_4$ ), etileno ( $C_2H_4$ ), entre otras [13],[14]. La identificación de estas partículas es a través del método de gases disueltos (DGA, por sus siglas en inglés), este método se basa en tomar muestras del aceite y la interpretación de sus resultados se hace de acuerdo al estándar IEEE C57.104 [15]. Otro método químico que ha sido aplicado para la detección de DPs, es el conocido como alto desempeño de la cromatografía líquida (HPLC) del aceite. El cual permite conocer la salud dieléctrica del transformador utilizando los derivados de furano producidos por la degradación del papel aislante, los cuales se disuelven en el aceite [16]. Sin embargo, los métodos mencionados tienen sus propias limitaciones que les impiden ser los únicos utilizados para detección de DPs, una de ellas es que no proporcionan información sobre la posición de la DP [17]. Además, no proporcionan información sobre las características de la señal que produce la descarga.

#### Electromagnéticos

La detección electromagnética de DPs ha sido implementada en las últimas décadas para el diagnóstico de equipo de alto voltage, cuyo principio de funcionamiento se basa en detectar la radiación electromagnética producida por las DPs [18], debido a que una DP es capaz de generar ondas electromagnéticas, las cuales se propagan a través del tanque del transformador. Este método ha sido una buena alternativa para la detección de DPs, ya que permite analizar las características de más alta frecuencia producidas por las descargas. Además, este método se puede subdividir en tres categorías, métodos de alta frecuencia (HF, de 3 a 30MHz), muy alta frecuencia (VHF, de 30 a 300MHz) y de ultra alta frecuencia (UHF, 300MHz a 3GHz) [4].

Actualmente, la detección electromagnética ha sido ampliamente investigada y las aplicaciones de ultra alta frecuencia (UHF) han ganado mayor interés para la detección de DPs en transformadores [19]. Por ejemplo, en [20] se presenta una aplicación que utiliza sensores de UHF para la detección de DPs, cuyo enfoque principal es la identificación de una o varias descargas parciales en transformadores, basándose en tres características conocidas como kurtosis, skewness y energía. No obstante, también se han desarrollado trabajos que utilizan mediciones de radio frecuencia, tal como en [21], el cual aborda los problemas asociados con la propagación y atenuación de las ondas electromagnéticas. Sin embargo, la detección electromagnética de DPs es muy susceptible al ruido (por su alta sensibilidad) y por lo tanto es capaz de generar señales de alarma falsas.

### **Acústicos**

El principio de funcionamiento de este método se enfoca en detectar las señales acústicas producidas por las DPs, partiendo del hecho que, si una DP se presenta dentro del tanque del transformador, está será capaz de generar mayor presión en el punto de ocurrencia debido al estrés mecánico, ocasionando la propagación de ondas acústicas a través del sistema de aislamiento del transformador [22], las cuales pueden presentar un amplio espectro de frecuencia desde  $20kHz$  hasta  $1MHz$  [23]. Además, estas señales son detectadas instalando sensores acústicos en las paredes del tanque del transformador, para que posteriormente sean procesadas con el propósito de conocer el punto de ocurrencia de la DP.

Durante los últimos años, este método ha tenido un auge importante, debido a que los avances tecnológicos hacen posible la medición y análisis de DPs por emisión acústica [24], ya que se requieren por lo menos tres sensores para estimar con precisión la posición de una DP. Por ejemplo, en [25] se presenta una metodología para localización de DPs, la cual consiste en minimizar una función objetivo representada por las coordenadas de tres sensores, así como por los retardos de tiempo de cada sensor y la velocidad de propagación con respecto a un sensor de referencia. Sin embargo, este

método no solo sirve para la localización de DPs, sino también para el reconocimiento de patrones de las mismas. Por otro lado, su principal desventaja es que requiere mayor esfuerzo computacional, ya que deben ser procesadas por lo menos tres señales en forma paralela.

## **Ópticos**

A principios de los noventas este método ha sido estudiado con mayor interés por las ventajas que presenta la fibra óptica, como amplio espectro de frecuencia y menores pérdidas en la transmisión de señales. El principio de detección óptico se basa en la emisión de luz que puede producir una DP debido a la radiación de energía que se genera en el punto de la descarga [26]. Por esta razón, es posible detectar cuando una DP se produce dentro del tanque del transformador; su detección es a través de sensores ópticos, los cuales deben ser instalados dentro del tanque del transformador, con el propósito de detectar el haz de luz emitido por la DP, luz que a su vez puede alcanzar longitud de onda de entre 200 y 300 nanómetros [27].

La principal ventaja de este método es que los sensores ópticos son inmunes a los campos electromagnéticos, además de la alta sensibilidad y amplio espectro de frecuencias [28]. Por otra parte, su principal limitante es la dificultad de implementación en transformadores, ya que la estructura interna de estos equipos es muy compleja, por lo que sería indispensable realizar un estudio previo, para definir los puntos estratégicos donde se instalarían los sensores, dado que las DPs se pueden presentar en regiones poco visibles. Además la naturaleza opaca del aceite es una variable más que complica la instalación [29].

### 1.3.3. Aplicaciones en devanados de transformadores

Existen diferentes métodos desarrollados para la de detección y localización DPs en devanados y estos se pueden clasificar en dos categorías: la primera categoría se basa en el análisis de las señales en el dominio del tiempo y la segunda en el análisis de las señales en el dominio de la frecuencia.

**Métodos en el dominio del tiempo:** los primeros métodos desarrollados para la detección de DPs en devanados de transformadores utilizan técnicas de filtrado, en base al concepto de que el devanado del transformador se comporta como una red capacitiva [30]. Posteriormente, surgieron nuevos trabajos de investigación basados técnicas de filtrado adaptativo [31].

En investigaciones más recientes se han introducido técnicas de correlación para la detección y localización de DPs en devanados de transformadores, tal como en [32]. No obstante, estos métodos tienen sus respectivas limitaciones, debido a que la naturaleza de las DPs es desconocida. Por lo tanto, la magnitud y el tiempo de duración del pulso de la DP, no pueden ser conocidos en señales reales. En consecuencia, su eficiencia dependerá de la amplitud y duración del pulso propuesto para obtener las señales de referencia. Además, se han desarrollado nuevos métodos de detección y localización con la ayuda de la Transformada Wavelet, herramienta que ha demostrado ser muy eficiente para el procesamiento de señales aperiódicas y las DPs en devanados de transformadores no son la excepción, tal como se muestra en [33].

**Métodos en el dominio de la frecuencia:** las técnicas de medición más utilizadas para el análisis y diagnóstico de transformadores es la respuesta en frecuencia (FRA, por sus siglas en inglés), con la cual se puede obtener la función de transferencia del equipo y por lo tanto es posible evaluar su condición ante la presencia de DPs. El método de localización de DPs a través de funciones de transferencia consiste en comparar la función de transferencia medida con una referencia [34], [35]. La medición de referencia se puede obtener a través de simulaciones o cálculos previos. Además, es necesario seleccionar un criterio de similitud entre la función de transferencia medida y la referencia

para determinar la posición de la DP.

Adicionalmente, existen otros métodos de detección y localización de DPs en devanados de transformadores de potencia que utilizan el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, técnicas de correlación en el dominio de la frecuencia [36], estimación de la densidad espectral de energía [37], así como también localización de DPs con base en curvas de energía [38]. Por otra parte, existen métodos de localización de DPs utilizando la información proporcionada por los ceros de la función de transferencia, ya que la información sobre la posición de la descarga solo aparece en el numerador de la función de transferencia [39]. No obstante, recientes investigaciones demuestran que el modelado del devanado no es suficiente para eliminar los problemas de localización de DPs en la práctica, es por ello que algunos métodos se basan en la detección de DPs utilizando la información de diseño de los devanados del transformador [40].

## **1.4. Objetivos**

### **1.4.1. Objetivo general**

Desarrollo de un método eléctrico para la detección y localización de descargas parciales en devanados de transformadores de potencia, a través de la información de alta frecuencia que estas producen, con el propósito de cuantificar la degradación de sus sistemas de aislamiento, de tal manera que se puedan programar y aplicar acciones correctivas en una etapa temprana, la cual evite un deterioro mayor o progresivo, así como daños en los equipos que pueden resultar catastróficos.

### **1.4.2. Objetivos específicos**

- Análisis y caracterización de descargas parciales en devanados de transformadores de potencia.

- Análisis y modelado de devanados de transformadores de potencia para evaluar la propagación de DPs.
- Desarrollo de un nuevo método eléctrico para la de detección y localización de DPs en devanados de transformadores de potencia utilizando la información de alta frecuencia.
- Implementación de un esquema de prueba en laboratorio para validar el método propuesto.

## 1.5. Estructura de la tesis

La presente tesis está estructurada en capítulos cuyo contenido se describe brevemente a continuación:

### Capítulo 1: Introducción

En este capítulo se presenta la descripción del trabajo, así como una extensa revisión bibliográfica. Además, establece los principales puntos de interés que se abordan en la investigación.

### Capítulo 2: Fundamentos teóricos

Aquí se introducen los conceptos básicos que describen la problemática asociada con la investigación, principalmente los parámetros que definen la cantidad de descargas parciales, y su clasificación de acuerdo al defecto que las ocasionan.

### Capítulo 3: Modelado para devanados de transformadores

Este capítulo describe los conceptos básicos sobre el modelado para devanados, así como los principales modelos desarrollados, cada uno con sus respectivas características y rangos de frecuencia para los cuales han sido validados.

#### Capítulo 4: Análisis y propagación de DPs en devanados de transformadores

Con el propósito de mostrar el comportamiento de las DPs en devanados, en este capítulo se muestran los aspectos generales que describen la propagación de las descargas, así como su cuantificación. Esto con la finalidad de establecer una relación entre la fuente de descarga y el punto de medición.

#### Capítulo 5: Detección de DPs en devanados de transformadores

Este capítulo se enfoca en procesar las señales de DP usando como herramienta principal la transformada wavelet discreta, cuyo propósito es establecer el instante de ocurrencia de la descarga para posteriormente cuantificarla y de ser posible estimar su localización.

#### Capítulo 6: Localización de DPs en devanados de transformadores

Aquí se describen las bases para la localización de DPs, las cuales se basan en el concepto de mínima entropía a través de la divergencia. Además, se presenta un análisis sobre las divergencias existentes con el fin de establecer cual es la más apropiada para la investigación realizada y finalmente se presentan dos algoritmos para la localización de DPs.

#### Capítulo 7: Validación práctica de los algoritmos

En este capítulo se muestra la validación de los algoritmos propuestos; para la validación se realizaron pruebas experimentales en un devanado de distribución y los resultados obtenidos fueron analizados a fin de evaluar los algoritmos propuestos.

#### Capítulo 8: Conclusiones

Se mencionan las conclusiones generales y logros alcanzados con el desarrollo de este trabajo de tesis, así como también, se plantean posibles líneas de investigación como trabajos futuros, esto con la finalidad de mejorar y ampliar las bases aquí presentadas.



# Capítulo 2

## Fundamentos teóricos

### 2.1. Introducción

En este capítulo se describen los conceptos básicos sobre descargas parciales, su definición, así como sus principales características, las cuales se definen por el tipo de defecto que se presenta en el sistema de aislamiento. Además, se establece una clasificación y se abordan los efectos que éstas pueden ocasionar en los transformadores de potencia, particularmente en sus devanados.

### 2.2. Descargas parciales

Generalmente, las descargas parciales están asociadas con el sistema de aislamiento de un transformador, dado que la presencia de éstas se vuelve perjudicial para el sistema de aislamiento [41]. Además, el ciclo de vida de un transformador está directamente ligado a su sistema de aislamiento, que por su propia naturaleza sufre un desgaste natural. Aunado a esto, existen condiciones externas que pueden acelerar el proceso de envejecimiento del sistema de aislamiento, que en consecuencia pueden ocasionar la presencia de descargas parciales, cuya definición es la siguiente:

**Descarga parcial:** es un pulso eléctrico de corriente o de voltaje que cortocircuita de forma parcial el aislamiento entre conductores y puede presentarse entre conductores adyacentes o en un conductor aislado y tierra [10], [42].

Por otra parte, una zona de descarga se define por una región donde la intensidad de campo eléctrico es tan grande, que a su vez permite liberar electrones por varios procesos de colisión, ya sea en gas o en una superficie [43]. En otras palabras, la zona de descarga se produce cuando la intensidad de campo eléctrico supera la constante de rigidez dieléctrica del material aislante.

### **2.3. Causas o fuentes que dan origen a una DP**

La degradación natural del sistema de aislamiento en un transformador de potencia, puede dar origen a pequeñas cavidades en el aislamiento. Estas cavidades pueden ser capaces de desarrollar una diferencia de potencial en donde el campo eléctrico excede la rigidez dieléctrica del sistema de aislamiento, que como consecuencia dará origen a la DP. Esto significa que el ciclo de vida del transformador tiende a disminuir, ya que este depende en gran medida de la salud dieléctrica del sistema de aislamiento [44]. En general, existen 4 tipos de estrés que afectan la salud dieléctrica del sistema de aislamiento en un transformador, los cuales pueden ser las fuentes o causas que dan origen a las DPs en transformadores de potencia. Estos 4 tipos de estrés se enlistan más abajo:

- Estrés eléctrico.
- Estrés mecánico.
- Estrés térmico.
- Estrés químico.

El estrés eléctrico se asocia a los cambios repentinos en el campo eléctrico, el cual produce un cambio rápido de carga debido a la actividad eléctrica. Por otra parte, el estrés mecánico está ligado a la resistencia mecánica, la cual influye en la torsión y compresión del material aislante. En cuanto al estrés térmico se refiere, este depende de la temperatura ambiente máxima y mínima de trabajo, así como la temperatura máxima permitida para su adecuado funcionamiento. Por último el estrés químico, involucra el entorno al que está sujeto el aislante, por ejemplo la corrosión química, humedad y radiación [45]. Además, los diferentes tipos de estrés pueden estar o no ligados entre sí, y sin embargo provocan desgaste irreversible en los sistemas de aislamiento.

Por consiguiente, si alguno de los diferentes tipos de estrés provoca un desgaste significativo en el sistema de aislamiento del transformador, o incluso cuando el equipo este expuesto a grandes niveles de estrés, el campo eléctrico a través de su superficie puede llegar a ser mayor que la constante de rigidez dieléctrica del material aislante y por lo tanto se dará la ruptura dieléctrica, que a su vez da origen a la presencia de DPs. Además, las DPs pueden generar un deterioro progresivo mayor en los sistemas de aislamiento (particularmente en los devanados y en el aceite mineral) de los equipos, que el generado en condiciones normales (sin la presencia de DPs), incluso pueden ser capaces de provocar fallas de mayor importancia.

## 2.4. Tipos de descargas

En general, las descargas parciales pueden ocurrir en las cavidades de un aislante o bien directamente en un electrodo. De acuerdo con [46], se pueden presentar diferentes tipos de descargas, las cuales se describen a continuación:

- **Descarga corona o gaseosa:** estas descargas ocurren en un campo eléctrico no uniforme, en donde los conductores presentan bordes afilados y están sometidos a alta tensión, especialmente

cuando el aislamiento proporcionado es aire, gas o líquido.

- **Descarga superficial:** se presenta en materiales laminados con diferentes interfaces de material dieléctrico, tal como en interfaces de gas/sólido, donde la permeabilidad relativa del gas se estresa más que la del material sólido.
- **Descarga en cavidades:** cuando las cavidades se forman en un material aislante sólido o líquido, el gas en la cavidad sobre pasa el nivel de estrés y como resultado se produce la descarga.
- **Canales en árbol:** el material aislante en sus bordes afilados es capaz de desarrollar un alta intensidad de campo, que a su vez va deteriorando el material aislante.

Los diferentes tipos de descargas se pueden ver en la Figura 2.1 y corresponden a las descargas que comúnmente se presentan en equipo de alto voltaje.

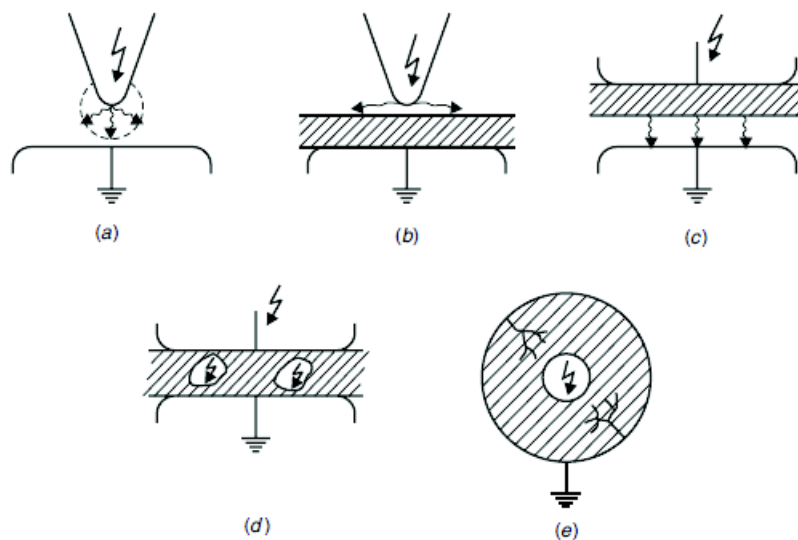


Figura 2.1: Tipos de descargas: a) descarga corona o gaseosa, b) y c) descarga superficial, d) descarga en cavidades y e) canales de árbol.

## 2.5. Condiciones que definen la actividad de DPs

La actividad de las DPs en transformadores de potencia está ligada con los diferentes elementos que conforman su sistema de aislamiento. Por lo general, un transformador de potencia está inmerso en aceite mineral, el cual funciona como sistema de enfriamiento natural, sin embargo su función principal es actuar como aislante. Además, el tipo de aislamiento utilizado para devanados de transformadores es muy importante, ya que los devanados son considerados el corazón de los equipos, por lo tanto, se necesita un tipo de papel o cartón aislante especial para el aislamiento entre sus secciones.

Por consiguiente, la actividad de DPs en transformadores depende directamente de los tipos de defectos que éstos puedan presentar en sus sistemas de aislamiento, ya que los defectos definen el comportamiento de la descarga y su tipo. De acuerdo con [47] y [48], se pueden presentar tres tipos de descargas en transformadores de potencia, las cuales se pueden clasificar de acuerdo con su naturaleza o defecto, según se puede ver en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Clasificación de DPs de acuerdo a su naturaleza.

Tipo	Defecto o naturaleza
Componentes flotantes	Partículas fijas expuestas a un potencial flotante
	Partículas conductoras rodantes en una superficie conductora
	Electrodos flotantes
Descarga corona	Superficies conductoras separadas por una capa de aceite
	Objetos conductores que se mueven libremente en aceite
Descarga en vacío o cavidad	Daño del material aislante sólido
	Desplazamiento de metales afilados en conductores de alto voltaje

La degradación del sistema de aislamiento de un transformador de potencia depende en gran medida de los tipos de defectos que se puedan presentar dentro del transformador, ya que éstos definen la actividad de DPs. Con el objetivo de cuantificar la actividad de DPs en transformadores, existen variables de medición, las cuales ayudan a establecer un diagnóstico oportuno y éstas se enlistan a continuación.

### **Variables de medición**

- **Magnitud del pulso de descarga:** indica el nivel de deterioro dieléctrico.
- **Número de repeticiones del pulso de descarga:** indica la gravedad del defecto donde los períodos de actividad sostenida se consideran más dañinos que los períodos de actividad intermitente.
- **Ángulo de fase del pulso de descarga:** indicador que define el inicio del defecto y las condiciones de extinción en relación con el campo eléctrico.

Las variables a medir antes descritas son fundamentales para diagnosticar, cuantificar y caracterizar la actividad de DPs en transformadores de potencia, esto con el objetivo de identificar defectos importantes, los cuales puedan provocar fallas en los equipos. Sin embargo, en la práctica es muy complicado identificar qué tipos de defectos dieron origen a las DPs, en consecuencia, las variables de medición son fundamentales para determinar la gravedad del defecto, el cual define la actividad de DPs.

## **2.6. Efectos que provocan las DPs**

El monitoreo de DPs es fundamental en transformadores de potencia, ya que éstos son capaces de generar una serie de eventos encadenados a causa de su presencia. Los efectos más comunes que éstas provocan se describen a continuación:

- Provocan que el sistema de aislamiento se degrade con mayor rapidez.
- Dan origen a partículas químicas como etano, etileno, hidrógeno, metano, entre otras; las cuales contaminan el aceite mineral en los transformadores de potencia.

- Pueden ocasionar fallas entre espiras en los devanados del transformador
- Pueden ocasionar fallas a tierra.
- Pueden inducir una la salida de operación inesperada.
- Puede provocar explosiones, cuando el aceite mineral está muy contaminado.

Por consiguiente, todas estas causas contribuyen a disminuir el ciclo de vida del transformador. Lo anterior da lugar a investigar las principales características de las DPs. Por ejemplo, en [49] se presenta un modelo que simula la estructura del aislamiento para transformadores inmersos en aceite (particularmente, un carton especial que se utiliza para el aislamiento en los devanados), con el propósito de mostrar las características sobre la degradación que inducen las DPs. No obstante, también el aceite mineral juega un papel muy importante [50] y sus características deben ser analizadas, ya que en el aceite mineral se pueden alojar partículas conductoras, las cuales pueden generar descargas, que a su vez pueden dar o no lugar a fallas durante la operación de los equipos.

## 2.7. Modelo ABC para una descarga

Una descarga se puede modelar mediante un circuito de capacitancias, el cual está constituido por tres capacitancias, tal como se muestra en la Figura 2.2. Este modelo ha sido uno de los más estudiados para entender el comportamiento básico de una descarga y se le conoce como modelo ABC [51].

De acuerdo con la Figura 2.2,  $C_A$  es la capacitancia que no está afectada por el defecto (cavidad),  $C_B$  es la capacitancia del dieléctrico en serie con la cavidad y por último  $C_C$  representa la superficie de descarga (cavidad), donde la cantidad de carga depende del valor de la capacitancia y el voltaje aplicado a través de la capacitancia.

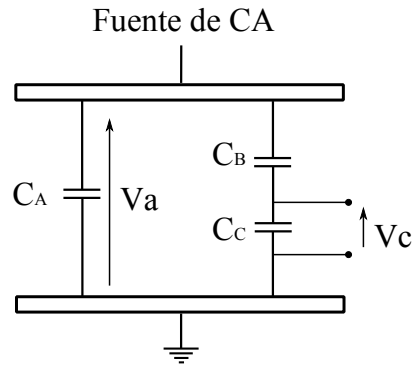


Figura 2.2: Modelo ABC para DP en vacío.

Por consiguiente, una vez que se aplica un voltaje externo  $V_{CA}(t)$  y considerando que la descarga aún no se presenta, el voltaje en la capacitancia de DP  $V_C(t)$  se puede expresar por [52]:

$$V_C(t) = \frac{C_B}{C_C + C_B} V_{CA}(t) \quad (2.7.1)$$

Entonces, en el instante que una DP se produce, su cantidad de carga estará ligada a la magnitud de la descarga y está definida por [53]:

$$Q = C_b V_C \quad (2.7.2)$$

Por otro lado, el modelo ABC es básico para entender el comportamiento de una descarga y también ha sido utilizado para el análisis de DPs en devanados de transformadores de potencia, esto con el propósito de observar el comportamiento de las descargas a lo largo de los devanados, tal como se muestra en [33].



## 2.8. Modelos de descarga en transformadores

Las DPs representan para los equipos de alto voltaje un factor muy importante, lo cual ha dado lugar a realizar diferentes tipos de análisis. Por ejemplo, en [20] se muestran 3 tipos de modelos para DPs, que a su vez corresponden a tres tipos de defectos y éstos pueden ser el origen de las DPs, estas son descargas en vacío, descargas por componentes flotantes (metal) y una combinación de ambos modelos, esto se observa en el la Figura 2.3.

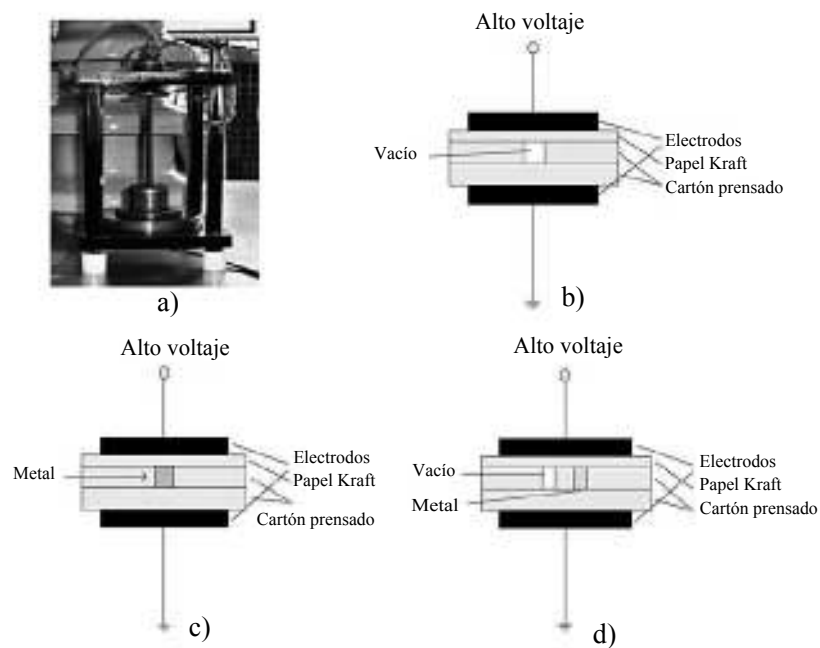


Figura 2.3: Modelos de descargas: a) Electrodo, b) Vacío, c) Metal flotante, d) Vacío y metal flotante.

El modelado de una o varias DPs permite realizar análisis más completos, los cuales permiten obtener información importante sobre los patrones que cada tipo de descarga presenta y por lo tanto se puede determinar el grado de los defectos con mayor precisión, sin embargo, esto sigue siendo una tarea muy complicada, debido a que la naturaleza de la descarga en casos reales es aún más compleja.

# Capítulo 3

## Modelado de devanados de transformadores

### 3.1. Introducción

En este capítulo se presentan diferentes configuraciones para devanados de transformadores de potencia, así como su modelado para análisis de alta frecuencia. El modelado es parte importante en el estudio y análisis de DPs, ya que permite conocer las características en frecuencia del devanado y por consiguiente se puede mitigar la propagación de las DPs a lo largo del mismo. Además, la propagación de éstas ayuda a establecer criterios de detección y localización. Estos criterios son el amortiguamiento de la señal y la cantidad de carga transferida a los terminales de medición, ya que ambos definen el comportamiento y cuantificación de las DPs.

### 3.2. Tipos de devanados y configuraciones

Los devanados están integrados por conductores de cobre o aluminio, los cuales se enrollan alrededor del núcleo ferromagnético del transformador. No obstante, los conductores deben ser aislados, ajustados o retenidos, y enfriados para soportar condiciones de prueba y operación. De hecho, también

se les conoce como bobinas y pueden presentar diferentes configuraciones, tanto en sus conexiones, así como en la forma en que se montan a lo largo del núcleo del transformador. En general, el tipo de devanado depende de la potencia de transformador, así como también de la construcción del núcleo. De modo que, los devanados más comunes son los siguientes [6]:

- Devanado tipo pastel (Pancake).
- Devanado tipo capas (Layer).
- Devanado tipo helicoidal.
- Devanado tipo disco.

El tipo de devanados más utilizado en transformadores de potencia son los devanados tipo disco, los cuales están compuestos por un número  $n$  de discos y su configuración puede ser de discos continuos o de discos intercalados. De hecho, para este y otro tipo de devanados existe un interés por evaluar su distribución de voltaje a lo largo del devanado, ya que están expuestos a altos niveles de estrés, debido a los sobrevoltajes transitorios que pueden experimentar.

### **3.3. Modelo de parámetros concentrados**

En la actualidad, existen dos tipos de modelos para representar devanados de transformadores; el primer modelo se basa en una red de parámetros concentrados y el segundo modelo una red de parámetros distribuidos. De hecho, el modelo de parámetros concentrados ha sido ampliamente utilizado para entender el comportamiento general de los transformadores bajo condiciones transitorias muy rápidas. Este modelo se puede ver en la Figura 3.1, donde se observa una red en cascada o escalera, en donde cada sección o disco del devanado es representado por parámetros concentrados  $R$ ,  $L$  y  $C$ .

Esto corresponde a despreciar las inductancias mutuas y es válido para análisis de transformadores de potencia de tipo disco, y tiene un rango de validez en frecuencia.

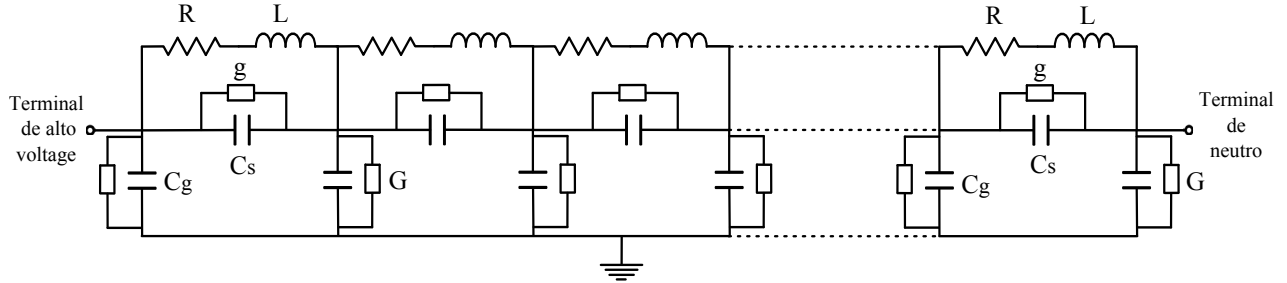


Figura 3.1: Representación en parámetros concentrados para un devanado.

De acuerdo con la Figura 3.1, cada disco o sección cuenta con una resistencia e inductancia serie  $R$  y  $L$  respectivamente, una capacitancia paralelo  $C_g$  (que representa la capacitancia de cada disco a tierra), una conductancia a tierra  $G$ , una conductancia y capacitancia serie a lo largo de cada disco del devanado  $g$  y  $C_s$ , respectivamente [39], [30].

Por otra parte, las expresiones que definen el comportamiento de un devanado bajo condiciones rápidas transitorias son las siguientes:

$$\begin{aligned} e &= A \cosh(\gamma x) + B \sinh(\gamma x) \\ i &= \frac{1}{Z} [A \sinh(\gamma x) + B \cosh(\gamma x)] \end{aligned} \quad (3.3.1)$$

donde

$$\begin{aligned} \gamma &= j \sqrt{\frac{C_g}{C_s}} \frac{\sqrt{\left(\frac{R}{j\omega L}\right) + 1}}{\sqrt{\frac{1}{C_s L \omega^2} - \left(\frac{R}{j\omega L}\right) - 1}} \\ Z &= \frac{1}{\omega \sqrt{C_g C_s}} \frac{\sqrt{\left(\frac{R}{j\omega L}\right) + 1}}{\sqrt{\frac{1}{C_s L \omega^2} - \left(\frac{R}{j\omega L}\right) - 1}} \end{aligned} \quad (3.3.2)$$

Si  $Q = \omega L/R$  se define como el factor de calidad para el devanado del transformador, el cual es muy grande para un amplio espectro de frecuencias [30], entonces (3.3.2) queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\gamma^2 &= -\frac{LC_g w^2}{1 - LC_s w^2} \\ Z &= \frac{\sqrt{\frac{L}{C_g}}}{\sqrt{1 - LC_s w^2}}\end{aligned}\tag{3.3.3}$$

Las constantes  $A$  y  $B$  de (3.3.1) se determinan con las condiciones de frontera, para  $x = 0$  y  $x$  igual a la longitud del devanado.

### 3.3.1. Distribución inicial de voltage

Si un pulso de voltaje incide sobre uno de los terminales del devanado mostrado en la Figura 3.1, la distribución de voltage a lo largo del mismo se define por los parámetros  $C_s$  y  $C_g$  de acuerdo con [54] y está dada por:

$$\frac{d^2 e(x, t)}{dt} - \frac{C_g}{C_s} e(x, t) = 0\tag{3.3.4}$$

Por lo tanto, la distribución inicial en el devanado en  $t = 0$  con neutro aterrizado y neutro aislado son las siguientes:

$$e(x, 0) = E \frac{\sinh(\alpha x)}{\sinh(\alpha L)}; \quad \text{neutro aterrizado}\tag{3.3.5}$$

$$e(x, 0) = E \frac{\cosh(\alpha x)}{\cosh(\alpha L)}; \quad \text{neutro aislado}\tag{3.3.6}$$

donde  $\alpha = \sqrt{C_g/C_s}$  representa la constante de distribución, que indica el grado de desviación entre la distribución inicial de voltaje y la distribución final de voltaje, la cual se define únicamente por las capacitancias del devanado. Lo anterior se puede ver en la Figura 3.2, en donde se muestran los resultados para diferentes valores de  $\alpha$ .

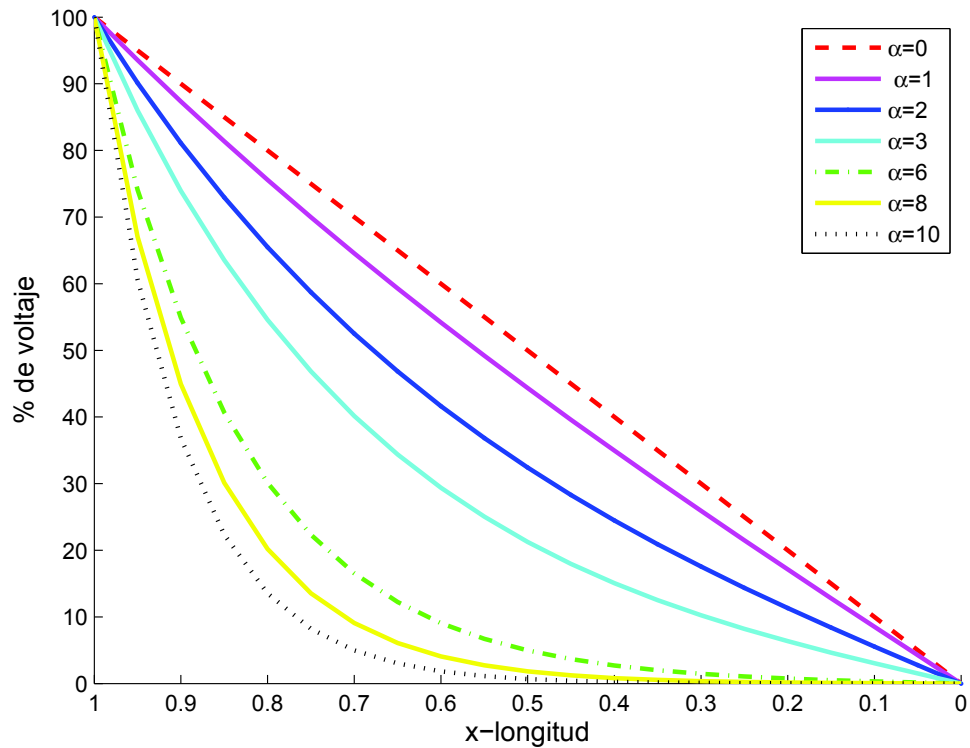


Figura 3.2: Distribución inicial de voltaje con neutro aterrizado.

De acuerdo con la Figura 3.2, la distribución inicial que produce mayor desviación con respecto a  $\alpha = 0$  es la distribución de voltaje con  $\alpha = 10$ . Por lo tanto, si existen cambios en el diseño del transformador, la constante de distribución  $\alpha$  puede disminuir, lo cual reduce el nivel de estrés eléctrico entre las partes del devanado.

### 3.3.2. Representación usando ecuaciones diferenciales parciales

Las leyes de Kirchhoff definen una serie de ecuaciones diferenciales parciales, las cuales son utilizadas para modelar el comportamiento del devanado mostrado en la Figura 3.1. De hecho, la distribución de voltaje se puede hacer mediante un enfoque de onda estacionaria, o bien utilizando el concepto de onda viajera, cuya propagación a lo largo del devanado se define por las ecuaciones diferenciales parciales del modelo. Por ejemplo, si se considera que la resistencia y las conductancias no existen, de modo que solo quede una red en cascada con los parámetros  $L$ ,  $C_s$  y  $C_g$ , entonces la distribución de voltaje a lo largo del devanado se puede representar por [55]:

$$\frac{\partial^2 e(x, t)}{\partial x^2} - LC_g \frac{\partial^2 e(x, t)}{\partial t^2} + LC_s \frac{\partial^4 e(x, t)}{\partial t^2 \partial x^2} = 0 \quad (3.3.7)$$

De acuerdo con (3.3.7) es posible establecer la velocidad de propagación de la onda, así como la solución al modelo, lo que permite observar y analizar el comportamiento interno del voltaje cuando una onda de DP incide a lo largo de una o varias secciones del devanado, así como también durante pruebas y operación del mismo. Este análisis también se puede extender para transformadores de tipo capas, donde los parámetros  $L$ ,  $C_s$  y  $C_g$  representaran la inductancia de la capa, capacitancia entre capas y capacitancia de cada capa a tierra, respectivamente.

### 3.3.3. Representación usando variables de estado

El modelo presentado en la Figura 3.1 se puede representar matemáticamente por un modelo en variables de estado, el cual se describe por dos vectores de estados: uno de voltajes nodales y el otro por las corrientes que fluyen a través de las inductancias. Esta representación matemática se puede ver a continuación [56]:

$$\dot{X} = AX + BV_k \quad (3.3.8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C^{-1}G & C^{-1}\Gamma \\ -L^{-1}\Gamma^T & -L^{-1}R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C^{-1}Q \\ L^{-1}P \end{bmatrix} V_k \quad (3.3.9)$$

donde  $C$  es la matriz de capacitancias,  $L$  es la matriz de inductancias,  $G$  es la matriz de conductancias,  $R$  es la matriz de resistencias,  $V$  es el vector de voltajes nodales,  $I$  es el vector de corrientes y  $V_k$  es la fuente de voltaje conectada en el nodo  $k$ . La matriz  $\Gamma$  toma valores de -1 y 1 para conectar las expresiones de voltaje con las de corriente. Además,  $P$  y  $Q$  son matrices columna que se obtienen de las matrices  $\Gamma$ ,  $C$  y  $G$  una vez que ha sido aplicado un voltaje externo en el nodo  $k$  [54].

Mediante esta representación el análisis se facilita, ya que es posible incluir las inductancias mutuas entre secciones del devanado. También es posible obtener la función de transferencia para cada variable de estado con respecto al voltaje aplicado  $V_k$ , lo que es posible gracias a la transformada de Laplace y se puede expresar como:

$$H(s) = \frac{X(s)}{V_k(s)} = (sII - A)^{-1}B \quad (3.3.10)$$

donde  $s$  es el operador de Laplace,  $II$  es la matriz identidad,  $X$  es la matriz de estados,  $A$  es la matriz planta y  $B$  es un vector columna que define la entrada  $V_k$ .

Por otra parte, a partir de la información de la matriz  $A$  se pueden obtener las frecuencias de resonancia para el modelo previamente descrito. Las frecuencias están definidas por sus valores propios de la matriz planta y por tanto las frecuencias de resonancia se pueden obtener mediante la siguiente expresión:

$$f_{resonancia} = \frac{Imag[Eig(A)]}{2\pi} Hz \quad (3.3.11)$$

En general, las frecuencias de resonancia definen el comportamiento del transformador en condiciones rápidas transitorias y pueden ser de utilidad para detectar cambios en los parámetros del



devanado debidos a deformaciones. No obstante, entre más detallado sea el modelo para el devanado, más compleja se vuelve su solución, la cual representa con mayor exactitud el comportamiento del devanado para un amplio espectro de frecuencias. Sin embargo, en algunas aplicaciones no se requieren modelos tan complejos, sino todo lo contrario. Por ejemplo, el trabajo desarrollado por Naredi y otros [57] utiliza un modelo reducido para pruebas de impulso, en donde se desprecia la conductancia paralelo a tierra.

La complejidad en los modelos para devanados de transformadores de potencia depende de la exactitud que se desea y del tipo de análisis que se está realizando. En particular, los estudios de detección y localización de DPs han utilizado modelos reducidos, los cuales desprecian las conductancias serie y paralelo [58], [59]. Además, para estudios de propagación de DPs en devanados de transformadores se han empleado modelos aún más simples, en donde el efecto resistivo se desprecia para cada disco del devanado [60], [61].

### **3.4. Modelo de parámetros distribuidos**

El modelo de parámetros distribuidos para representar devanados de transformadores se basa en la teoría de líneas de transmisión multi-conductor (MTL, multi-conductor transmission line). Este modelo ha sido ampliamente utilizado para estudiar el comportamiento de los devanados en condiciones transitorias muy rápidas, en especial para devanados de regulación [62], en donde es posible representar cada espira del devanado por una sección de línea de transmisión, las cuales son paralelas entre sí; tal como se muestra en la Figura 3.3.

La principal ventaja del modelo MTL con respecto al modelo convencional RLC, es que abarca un espectro de frecuencias de hasta  $6MHz$  [63]. Sin embargo, la solución a este modelo se vuelve más compleja ya que el número de variables eléctricas se incrementa de forma considerable. No obstante, la complejidad del modelo MTL no ha sido una limitante para desarrollar aplicaciones, en las cuales

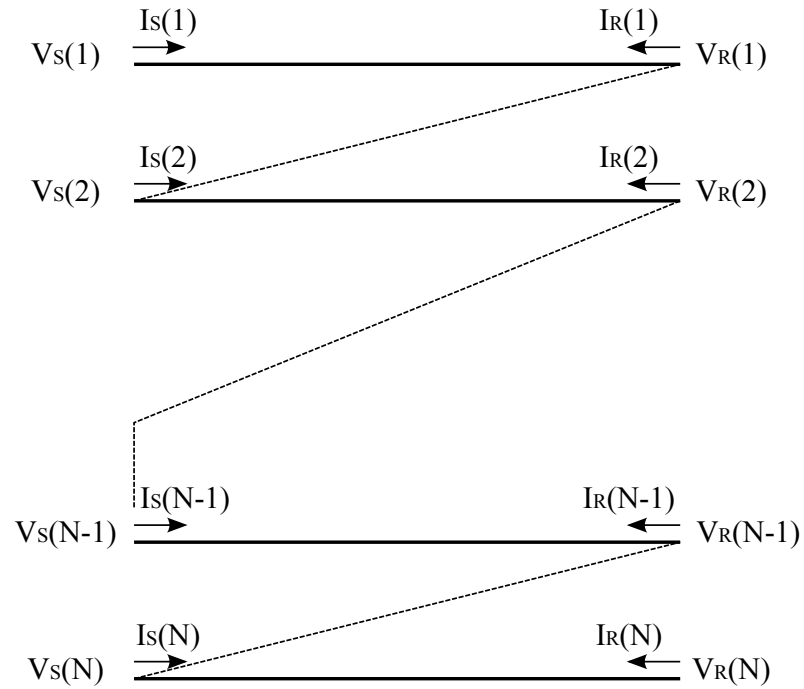


Figura 3.3: Modelo de MTL para devanados de transformadores.

se desea conocer el comportamiento de los devanados de transformadores para un amplio espectro de frecuencias. Prueba de ello, son las aplicaciones de descargas parciales que se han desarrollado con base a este modelo, en particular la detección y localización de DPs, así como la propagación de éstas a lo largo los devanados [64], [65].

En general, las ecuaciones que describen el comportamiento del modelo MTL para devanados de transformadores se pueden ver en (3.4.1).

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dx} &= -(R + j\omega L)I = -ZI \\ \frac{dI}{dx} &= -(G + j\omega C)V = -YV \end{aligned} \quad (3.4.1)$$

Además, la solución para el par de ecuaciones de (3.4.1), está dado por:

$$\begin{bmatrix} I_S \\ I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_0 \coth(Pl) & -Y_0 \operatorname{csch}(Pl) \\ -Y_0 \operatorname{csch}(Pl) & Y_0 \coth(Pl) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_S \\ V_R \end{bmatrix} \quad (3.4.2)$$

donde

$$P^2 = ZY, \quad Y_0 = Z^{-1}P \quad (3.4.3)$$

Las matrices  $Z$  y  $Y$  son matrices de  $N \times N$ , cuyos datos son las impedancias serie y conductancias paralelo por unidad de longitud, respectivamente [66]. Además,  $N$  representa el número de conductores (discos o espiras),  $V_S$  y  $V_R$  son los vectores de voltaje en el punto de envío y recepción, de igual forma para los vectores de corriente  $I_S$  y  $I_R$ . Así, para la sección de línea de transmisión  $i$  se tiene  $U_S(i)$  e  $I_S(i)$ , con  $x = 0$ ; mientras que para  $U_R(i)$  e  $I_R(i)$  se tiene que  $x = l$ , donde  $l$  representa la longitud promedio de la línea.

### 3.5. Modelo híbrido

El modelo híbrido para representar devanados de transformadores se basa en combinar el modelo RLC de parámetros concentrados (modelo convencional) y el modelo MTL [67]. Este modelo consiste en determinar los parámetros utilizando el modelo RLC en cascada, y sus parámetros son utilizados para modelar el comportamiento utilizando la teoría MTL.

Entonces, para el modelo RLC mostrado en la Figura 3.1 se aplica la teoría de ondas viajeras para obtener su representación matemática, la cual se realiza en el dominio de la frecuencia. Por consiguiente, la impedancia serie, la admitancia serie y la admitancia paralelo se pueden definir por:

$$\begin{aligned} z &= Ls + R \\ y_s &= sC_s + g \\ y_g &= sC_g + G \end{aligned} \quad (3.5.1)$$

De acuerdo con la expresión (3.5.1) y con base en las ecuaciones del telégrafo descritas en la teoría de ondas viajeras [68], el voltaje y corriente para una sección del modelo RLC se define por:

$$\begin{aligned}\frac{\partial u_1(x, s)}{\partial x} &= -zi_1(x, s) \\ \frac{\partial i_1(x, s)}{\partial x} &= -y_g u_1(x, s) + a^2 y_s \frac{\partial^2 u_1(x, s)}{\partial x^2}\end{aligned}\quad (3.5.2)$$

Además, utilizando esta representación se pueden considerar las inductancias mutuas entre secciones del devanado, así que los voltajes y corrientes en cada sección se pueden expresar como:

$$\frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} U(x, s) \\ I(x, s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Z \\ -Y & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(x, s) \\ I(x, s) \end{bmatrix}\quad (3.5.3)$$

donde

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 & sL_{12} & \cdots & sL_{1N} \\ sL_{21} & Z_2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & sL_{(N-1)N} \\ sL_{N1} & \cdots & sL_{N(N-1)} & Z_N \end{bmatrix}$$

$$Y_s = \text{diag}(a^2 y_{s1}, a^2 y_{s2}, \dots, a^2 y_{sN})$$

$$Y_g = \text{diag}(y_{g1}, y_{g2}, \dots, y_{gN})$$

$$Y = \frac{Y_g}{1 - Y_s Z}$$

Si el modelo del devanado es uniforme y no tiene deformaciones, las matrices  $Y_s$  y  $Y_g$  son matrices diagonales con valores de  $y_s$  y  $y_g$ , respectivamente. Para la matriz de impedancias  $Z$ , los valores de la diagonal son iguales a  $z$ ; mientras que, los valores fuera de la diagonal  $L_{ij}$  representan las inductancias mutuas entre secciones o discos del devanado.

### 3.6. Modelo PLP

El modelo PLP (piecewise lumped parameter, por sus siglas en inglés) es un modelo desarrollado a partir de la teoría de líneas multi-conductor. Este modelo básicamente se basa en desarrollar un circuito equivalente al modelo  $\pi$  de línea mostrado en la Figura 3.4a. De modo que, al analizar la ecuaciones que describen el modelo  $\pi$  de línea, se llega al nuevo modelo de parámetros concentrados RLC, mejor conocido como PLP [69] y se puede ver en la Figura 3.4b.

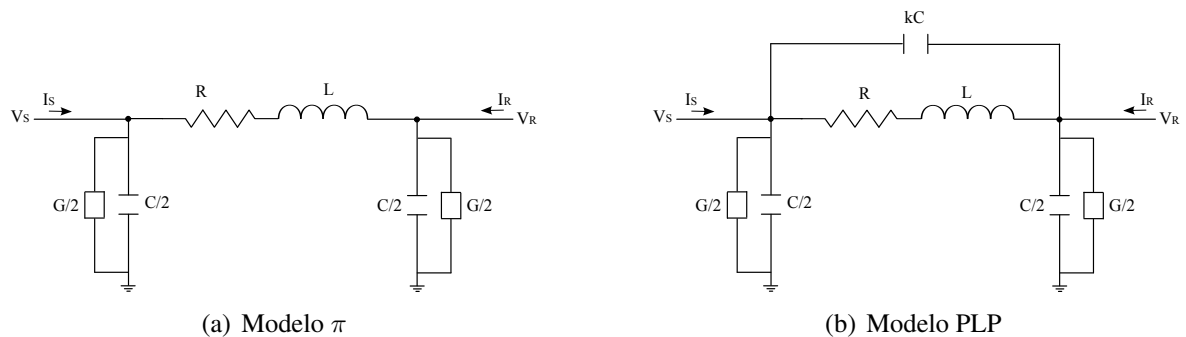


Figura 3.4: Modelos equivalentes para devanados

Este nuevo modelo tiene como objetivo proporcionar una representación física del devanado. En donde, el efecto capacitivo entre espiras es dependiente el efecto capacitivo a tierra y están relacionados por una factor  $k$ . Por otro lado, este modelo se ha validado para un espectro de frecuencias de hasta 2.5 MHz, cuyos resultados demuestran un comportamiento aceptable.

No obstante, el modelado de un devanado puede ser tan complejo como se requiera y de la exactitud que se pretenda durante un determinado análisis. Por ejemplo, algunos modelos consideran el efecto resistivo dependiente de la frecuencia para devanados de transformadores, esto con el propósito de obtener un mayor espectro de frecuencias, el cual pueda representar fielmente las características de más alta frecuencia [70],[71], ya que muchas veces los modelos antes descritos están limitados a unos cuantos MHz.

# Capítulo 4

## Análisis del comportamiento y propagación de DPs en devanados de transformadores

### 4.1. Introducción

En este capítulo se tiene como objetivo mostrar el comportamiento de las DPs, así como su propagación a lo largo de los devanados de transformadores de potencia. La propagación de DPs parciales en devanados se define por una serie de factores, como son el punto de ocurrencia de la descarga, la velocidad de propagación, factores de atenuación, así como también el propio diseño de los devanados. Estos puntos son abordados con más detalles dentro de este capítulo y son fundamentales para entender el comportamiento de los transformadores bajo condiciones de descargas.

### 4.2. Propagación de DPs en devanados de transformadores

Con el propósito de evaluar el comportamiento y propagación de DPs en devanados de transformadores, aquí se describe la caracterización de DPs, el circuito para la detección de DPs, así como las bases para cuantificar la cantidad de DPs y la simulación de las mismas.

### 4.2.1. Caracterización de DPs

En general, la forma de onda de una DP se puede dividir en dos categorías, la primera se caracteriza por ser una función exponencial que se desvanece con el tiempo y la segunda es una función exponencial oscilatoria de corta duración. Sin embargo, para analizar el comportamiento y propagación de DPs en devanados de transformadores, las descargas se pueden caracterizar por una función exponencial, ya que la propagación de éstas a lo largo del devanado está definida por el modelo y configuración del devanado.

Por consiguiente, para caracterizar un pulso de DP se puede utilizar la siguiente expresión [17]:

$$I_{dp}(t) = \frac{I_{max}}{T} t e^{(1-t/T)} \quad (4.2.1)$$

donde  $t$  es el tiempo,  $I_{max}$  es la corriente máxima y  $T$  es el tiempo de crecimiento para el pulso de corriente. No obstante, también se puede caracterizar un pulso de DP mediante una función exponencial doble [37], la cual se define por:

$$I_{dp}(t) = I_{max} (e^{-\rho t} + e^{-\beta t}) \quad (4.2.2)$$

donde  $\rho$  es el factor de elevación del pulso y  $\beta$  es el factor de cola o decaimiento.

En la práctica, no es posible producir pulsos de voltage o corriente ideales. Por esta razón, se establece un criterio de calibración estándar, en donde cada pulso de corriente se genera utilizando un calibrador de DPs, que consiste en una fuente de voltage de amplitud  $U_0$  en serie con un capacitor  $C_0$  [10], de modo que un pulso de calibración es equivalente a una carga de amplitud:

$$Q_0 = V_0 C_0 \quad (4.2.3)$$

Además, en el proceso de calibración se debe considerar un factor de escala, el cual establece la relación entre la carga inyectada (especificada) y la carga aparente medida a través del circuito de medición de DPs. La cuantificación de la descarga se expresa en Coulombs y se realiza mediante la información obtenida de las señales eléctricas (voltaje o corriente). También es importante resaltar que pulsos de corriente con tiempos de crecimiento diferentes son capaces de producir la misma cantidad de carga.

#### 4.2.2. Circuito de detección

La detección de DPs basada en métodos eléctricos consiste en un detector de impedancia ( $Z$ ). Este detector de impedancia consiste en un circuito paralelo RLC y se puede ver la Figura 4.1. De hecho, la función de este circuito es capturar los pulsos eléctricos producidos por las DPs, los cuales pueden observarse mediante un osciloscopio.

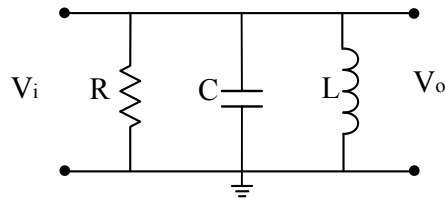


Figura 4.1: Circuito de detección de DPs.

donde  $V_i$  es el voltaje de entrada para el circuito de medición y  $V_o$  es el voltaje de salida.

El circuito mostrado en la Figura 4.1 representa un filtro de banda corta, o bien un filtro de banda ancha y tiene como objetivo capturar las características de alta frecuencia montadas en las señales de voltaje o corriente debidas a las DPs. Posteriormente, la información obtenida es cuantificada en cantidad de carga ( $pC$ ), ya que el pulso de DP es proporcional a la carga inducida en los terminales del objeto bajo ensayo. Sin embargo, el circuito para la detección de DPs debe cumplir con ciertos requerimientos como son la frecuencia central y ancho de banda [9]. Estos parámetros están definidos por su función de transferencia, que está dada por:



$$H(s) = \frac{\frac{s}{C}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (4.2.4)$$

De acuerdo con (4.2.4), el ancho de banda  $\beta$  y la frecuencia central  $\omega_a$  están definidas por:

$$\beta = \frac{\omega_a}{Q_a} \quad (4.2.5a)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.2.5b)$$

donde  $Q_a$  es el factor de calidad, que define la relación entre la energía máxima almacenada y la energía consumida por ciclo [72]. Este factor está definido por:

$$Q_a = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4.2.6)$$

La detección y análisis de DPs en devanados se lleva a cabo mediante el uso del circuito previamente descrito. Por consiguiente, si ocurre una DP en cualquier punto del devanado, la señal obtenida será procesada para realizar un análisis más detallado sobre la propagación y características de las señales de DPs.

### 4.2.3. Simulación y cuantificación de DPs

Con el propósito analizar el comportamiento de las DPs en devanados de transformadores, considere el modelo presentado en la Figura 4.2. En este modelo se desprecian las pérdidas por sección, así como las conductancias por sección. El modelo representa un devanado con 20 secciones, cuyos parámetros por sección son  $C_s = 400pF$ ,  $C_g = 25pF$  y  $L = 1.02mH$  [60]. Los capacitores  $C_b$ ,  $C_p$  y  $C_n$  se utilizan para analizar la propagación de DPs a largo del devanado, así como en sus terminales, tanto de alto voltage como a través del neutro.

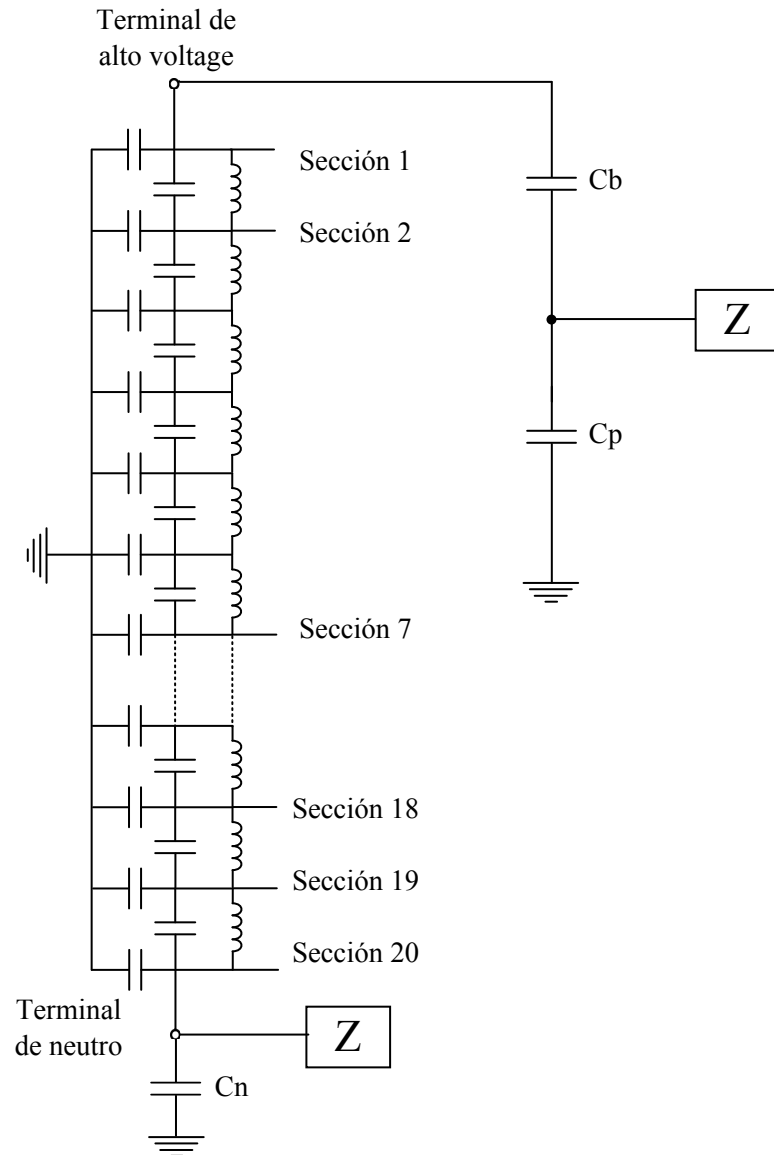


Figura 4.2: Modelo para un devanado con 20 secciones.

Asumiendo que ocurrió una DP de  $50pC$  en el terminal de alto voltaje del devanado (sección 1), es posible obtener el comportamiento y la características de la descarga en ambos terminales del devanado. Esto se hace usando simultáneamente los circuitos de impedancia  $Z$ , tal como se muestra en la Figura 4.2. De hecho, en la Figura 4.3 se pueden observar los resultados obtenidos de la simulación, donde se puede ver que el voltaje del neutro produce mayor magnitud que el voltaje del terminal de alto voltaje. Por lo tanto, la cantidad de carga transferida desde el punto de ocurrencia de la DP hacia

el terminal de neutro será mayor que la carga transferida hacia el terminal de alto voltaje.

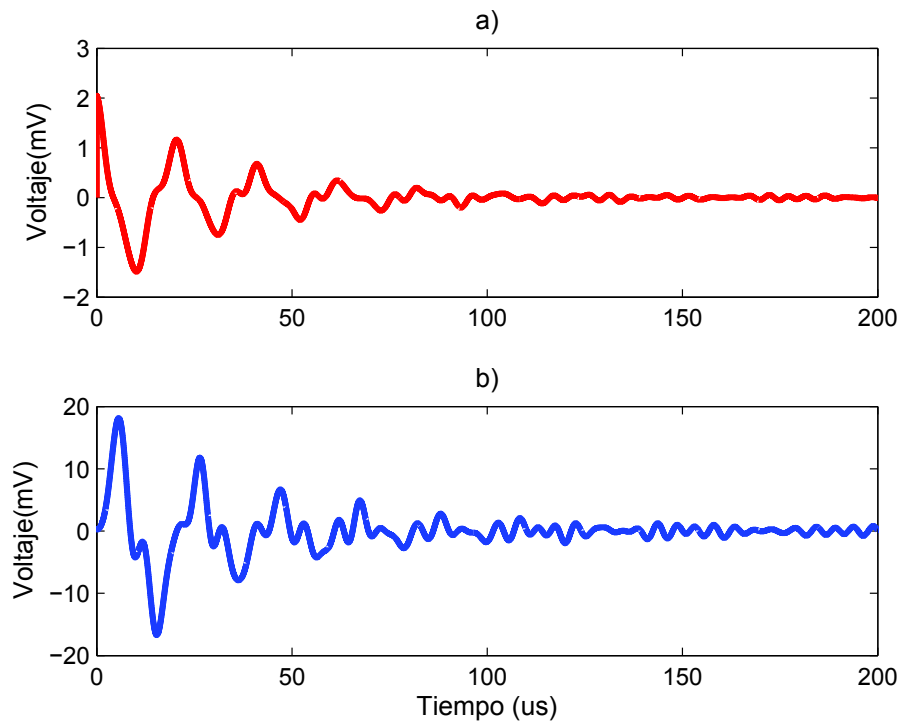


Figura 4.3: Voltaje de simulación para los terminales de a) alto voltaje y b) neutro.

También, es importante recalcar que la cantidad de carga transferida  $Q$  hacia los terminales de medición, depende en gran medida de las condiciones de frontera del modelo del devanado. En este caso, la cantidad de carga transferida hacia el terminal de alto voltaje es menor a raíz del divisor de voltajes capacitivo; sin embargo, ambas señales se pueden normalizar para determinar la relación de carga transferida con respecto a una terminal de medición.

La relación entre la cantidad de carga transferida y cada señal de voltaje simulada o medida, se define por la expresión siguiente

$$Q = \int i(t)dt = \frac{1}{R_m} \int v_m(t)dt \quad (4.2.7)$$

donde  $i(t)$  es el pulso de corriente generado por el calibrador,  $v_m(t)$  es el voltaje medido por el

osciloscopio y  $R_m$  es la resistencia de medición. Por lo tanto, la cuantificación de  $Q$  será dependiente del método de integración y del valor de  $R_m$ .

Entonces, si se aplica la expresión (4.2.7) a las señales capturadas (simuladas) en los terminales de medición se tiene que:

$$Q_0 = kQ_{neutro} + kQ_{boquilla} \quad (4.2.8)$$

donde  $k$  es un factor de escala, que establece la relación entre la carga de referencia inyectada  $Q_0$  y la carga medida en cada una de los terminales del devanado. Esta relación es válida bajo la condición de que no existen pérdidas en la transferencia de carga desde el punto de ocurrencia hasta el punto de medición. Por lo tanto, la cantidad de carga inyectada debe ser igual a la suma de las cargas medidas en los terminales del devanado.

Con el propósito de validar la anterior relación, primero se determina el factor  $k$ . Para esto, se requiere integrar cada una de las señales de voltaje medidas en ambos terminales ( $Q_0 = 50pC$ ), las cuales dan como resultado  $Q_{neutro} = 58.9062pC$  y  $Q_{boquilla} = 0.3704pC$ . Entonces, el factor de escala  $k$  es igual a 0.8435, y por lo tanto la cantidad de carga aparente transferida hacia cada una de los terminales se define por:

$$Q_{neutro}^{aparente} = kQ_{neutro} \quad (4.2.9a)$$

$$Q_{boquilla}^{aparente} = kQ_{boquilla} \quad (4.2.9b)$$

En consecuencia, la carga aparente transferida hacia el terminal de neutro es de  $49.6874pC$  y  $0.3142pC$  para el terminal de alta tensión (boquilla).

Por otro lado, es posible observar el comportamiento de la descarga a lo largo del devanado y éste se muestra en la Figura 4.4, donde se observa que la magnitud de la descarga disminuye con respecto

a la longitud del devanado. Además, se observa un comportamiento oscilatorio, el cual está definido por la configuración del devanado, que en consecuencia produce un comportamiento no lineal en la propagación de la descarga.

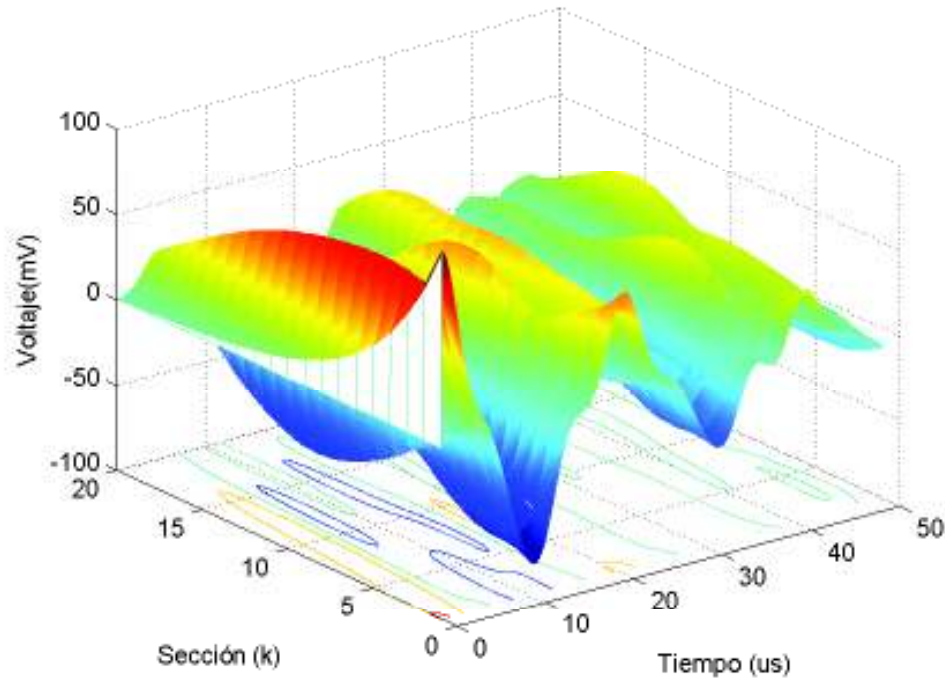


Figura 4.4: Propagación de la DP a lo largo del devanado.

De acuerdo con los valores pico de la Figura 4.4, es posible obtener la distribución de voltaje final a lo largo del devanado, distribución que se puede ver en la Figura 4.5. Además, se puede observar la distribución de voltaje inicial (una vez que ocurre la descarga), así como la distribución de voltaje final teórica de acuerdo con su constante  $\alpha$ , la cual está definida por los valores  $C_s$  y  $C_g$ .

Los resultados de la Figura 4.5 muestran una diferencia en la distribución de voltaje final teórica y la distribución de voltaje final basado en valores pico. Esto se debe al comportamiento no lineal que presenta la descarga a lo largo del devanado o bien, fenómenos transitorios muy rápidos de corta duración.

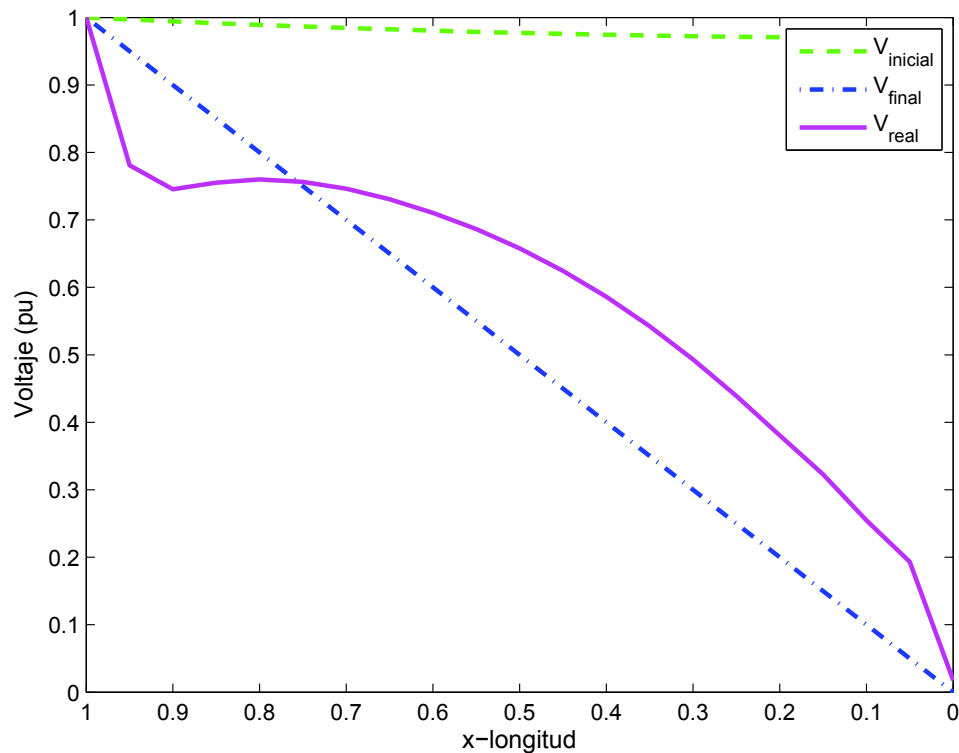


Figura 4.5: Distribución de voltaje a lo largo del devanado

### 4.3. Parámetros para el análisis de DPs

Con el objetivo de mostrar y analizar el comportamiento de las DPs en diferentes puntos del devanado, considere que un pulso de DP ocurre en cada sección del devanado (una a la vez), cuyas respuestas obtenidas (por simulación) para algunas secciones del devanado se pueden ver en la Figura 4.6; estas señales serán utilizadas para analizar algunos parámetros de las descargas como son los valores de voltaje pico, los tiempos de crecimiento de la señal, la cantidad de carga transferida al punto de medición, así como la entropía de cada señal.

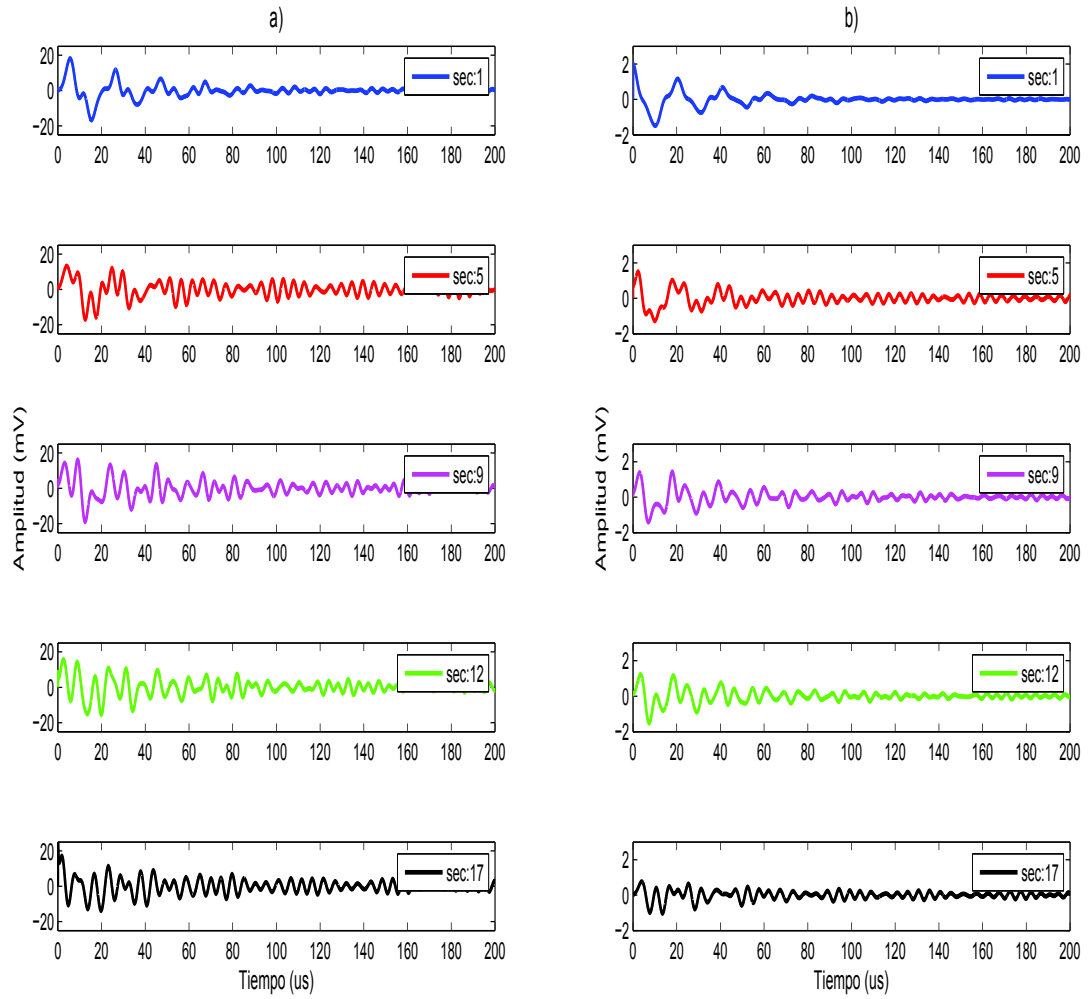


Figura 4.6: DPs a lo largo del devanado: a) terminal de alto voltage y b) terminal de neutro.

### 4.3.1. Valor pico y tiempo de crecimiento

El valor pico de una descarga parcial está asociado con la magnitud de la descarga y depende directamente del grado de deterioro que contenga el dieléctrico, mientras que, los tiempos de crecimiento de la señal están asociados con ángulos de fase de las descargas, que a su vez definen las características de extinción. Ambos parámetros son muy importantes para cuantificar el nivel de DPs en devanados de transformadores, por este motivo aquí se presenta un análisis con respecto al tiempo de crecimiento que presenta una DP, la cual puede ocurrir en cualquier sección del devanado.

Uno de los métodos más utilizados para determinar el tiempo de crecimiento de una señal es el criterio de energía [73], que se define por:

$$S(m) = \sum_{i=1}^m v_i^2 - m\delta \quad (4.3.1)$$

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^m v_i^2}{N_t} \quad (4.3.2)$$

donde  $v_i$  es la señal bajo análisis,  $m$  es la muestra actual,  $\delta$  es la energía acumulativa hasta la muestra  $m$ ,  $N_t$  es el número total de muestras y  $S(m)$  es el nivel de energía. De este modo, el mínimo local de  $S(m)$  define el tiempo de crecimiento de la descarga [74].

Con el objetivo de mostrar el tiempo de crecimiento para una señal se simuló una señal de DP en un instante diferente de cero, tal como se muestra en la Figura 4.7. El tiempo de crecimiento para la señal se obtuvo usando el mínimo local de la expresión (4.3.1). Este tiempo se puede ver claramente en la Figura 4.7, cuyos resultados están normalizados en amplitud tanto para la señal de descarga, como para el tiempo de crecimiento. Por consiguiente, se puede decir que la descarga ocurre en un instante en que el nivel de energía  $S(m)$  alcanza su valor mínimo y corresponde a  $100\mu s$ .



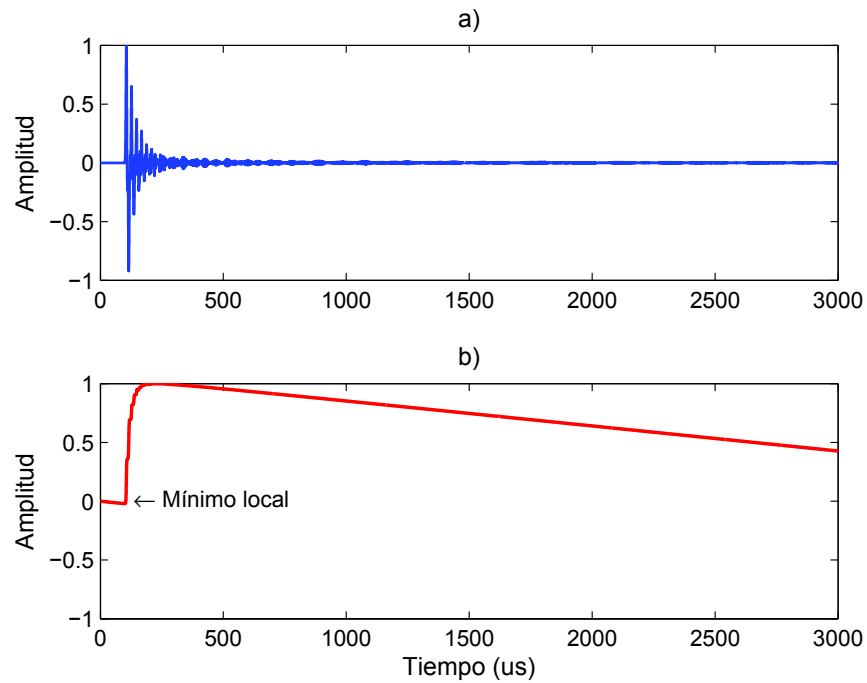


Figura 4.7: a) Señal de descarga normalizada, y b) Tiempo de crecimiento de la descarga.

### 4.3.2. Correlación cruzada

El concepto de correlación cruzada se puede utilizar para analizar la propagación de las DPs a lo largo del devanado. Esto es posible, sabiendo que la máxima correlación entre dos señales ocurre cuando estas se encuentran en fase, es decir, están sincronizadas.

La propagación de la descarga está ligada al punto de ocurrencia y el punto de medición de la descarga, entonces, si se toma como referencia base una señal de DP, es posible conocer el factor de atraso, o bien el tiempo de propagación de una señal con respecto a la otra.

De acuerdo con [75], la correlación cruzada para las señales  $x$  y  $z$  se define por:

$$R_{zx}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} z(n+l)x(n) \quad (4.3.3)$$

Por ejemplo, considere las señales de DPs capturadas en el terminal de neutro y tomando como referencia base la señal de DP correspondiente a la sección 1 del devanado. Entonces, al aplicar la correlación cruzada entre la referencia base y cada señal de DP (correspondiente a cada sección del devanado), se tiene el factor de atraso con respecto a la señal de referencia, el cual produce la máxima correlación entre ambas señales.

Con el propósito de mostrar lo anterior, considere las señales de DP correspondientes a la sección 2 y 11 del devanado. De modo que, la correlación cruzada se aplica a éstas, tomando como referencia la señal de DP de la sección 1. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4.8, donde se puede ver un factor de atraso de 291 muestras entre la señal de la sección 1 y 2 (línea punteada roja). Por otro lado, el factor de atraso entre las señales de la sección 1 y 11 es de 2309 muestras (línea punteada roja). Ambos factores se pueden visualizar en tiempo de acuerdo con la frecuencia de muestreo utilizada.

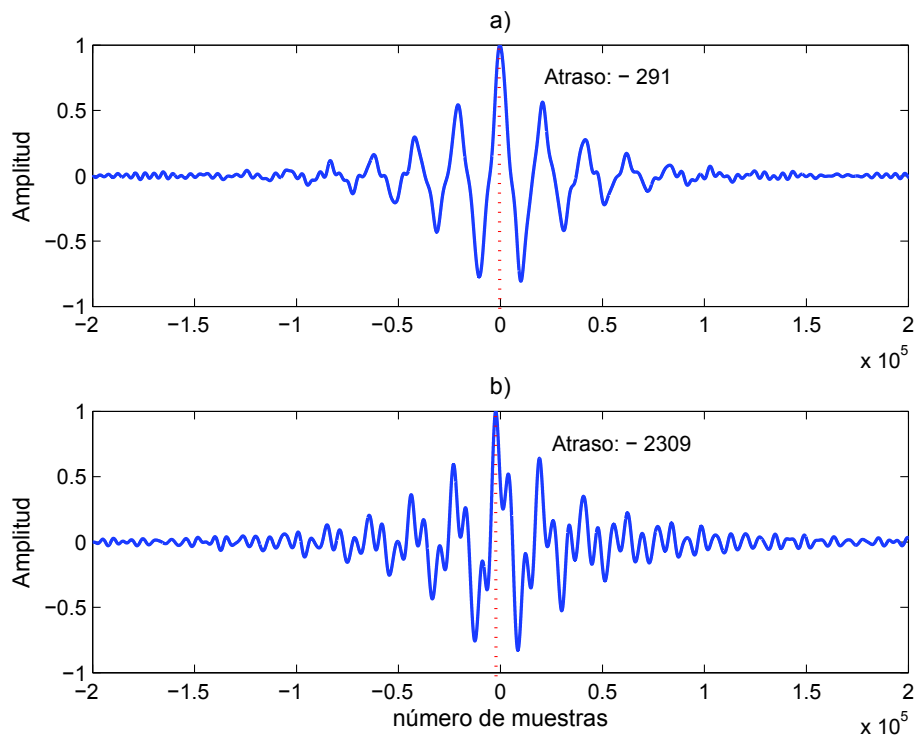


Figura 4.8: Correlación cruzada para la: a) sección 1 y 2, y b) sección 1 y 11.

De acuerdo con la Figura 4.8, los factores de atraso corresponden en tiempo a  $0.291$  y  $2.309\mu s$ , respectivamente. Esto corresponde con la frecuencia de muestreo utilizada, que es igual a  $1GHz$ .

### 4.3.3. Entropía

En la actualidad, la entropía de Shannon se ha vuelto muy importante para el procesamiento de señales, ya que ésta presenta una serie de ventajas [76]. Para el procesamiento de señales de DPs, la entropía puede ser muy útil ya que permite detectar cambios abruptos en la señal y esta se define por [77]:

$$H(Y) = - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(y) \log f_Y(y) dy = -E_Y[\log f_Y(Y)] \quad (4.3.4)$$

donde  $Y$  es la variable aleatoria o señal en tiempo continuo, mientras que  $f_Y(y)$  es la función de densidad probabilística continua para  $Y$ .

Para el caso de una señal discreta, la señal  $Y$  toma valores discretos  $y_i$  con probabilidades  $q_i$ , entonces la entropía en su forma discreta se define por [76]:

$$H(Y) = - \sum_i q_i \log q_i \quad (4.3.5)$$

Además, la distribución de densidad probabilística  $q_i$  se define por:

$$q_i = \frac{y_i^2}{\sum_n y_i^2}; \quad n = 1, 2, \dots, m \quad (4.3.6)$$

donde  $m$  corresponde al número de muestras de la señal. Finalmente, la entropía es utilizada como una variable de medida para analizar el comportamiento y propagación de las DPs en devanados.

## 4.4. Análisis de DPs a lo largo del devanado

Una vez establecidos los parámetros para analizar el comportamiento y propagación de las DPs a lo largo del devanado, los parámetros como la entropía, tiempos de propagación y tiempos de crecimiento son analizados para señales de DPs, las cuales ocurren en diferentes puntos del devanados y que a su vez son medidas en ambas terminales.

Por ejemplo, considere que una DP se produce en cada sección del devanado, entonces las señales son capturadas en el terminal de neutro y después son analizadas para observar el comportamiento de la DPs a largo del devanado. Estos resultados se pueden ver en la Tabla 4.1, donde se observa un comportamiento casi lineal en el tiempo de propagación de la descarga.

Tabla 4.1: Resultados para el terminal de neutro.

Nodo	Valor pico ( $mV$ )	Tiempo de crecimiento ( $\mu s$ )	Tiempo de propagación ( $\mu s$ )	Cantidad de carga ( $pC$ )	Entropía
1	18.1439	1.8520	0.0000	49.6875	10.2686
2	16.1768	1.6190	0.2900	49.1955	10.9316
3	14.5518	1.4990	0.9560	47.9180	11.5089
4	13.6137	1.3650	1.1010	47.1406	11.6082
5	13.2836	1.2130	1.5620	47.7346	11.5061
6	13.3234	1.0590	2.1500	47.2443	11.3562
7	14.2516	0.9070	2.2740	48.8648	11.2106
8	15.5924	0.7550	2.2380	43.9361	11.2026
9	16.2009	0.0000	2.2320	45.7331	11.2253
10	16.1316	0.0000	2.2750	47.7598	11.2662
11	15.4897	0.0000	2.3080	48.6110	11.3348
12	15.7820	0.0000	2.2230	47.6654	11.2910
13	16.2974	0.0000	2.6100	47.0516	11.2882
14	16.7836	0.0000	2.6960	42.9487	11.3558
15	18.3122	0.0000	2.7120	46.6145	11.3786
16	23.5918	0.0000	2.9520	44.7381	11.3804
17	30.4685	0.0000	3.2470	42.7298	11.4111
18	39.5140	0.0000	3.5730	45.2173	11.3637
19	51.6075	0.0000	3.9990	43.3201	11.1410
20	68.2214	0.0000	4.6480	49.7193	10.2307
21	92.1179	0.0000	5.1880	47.5502	6.9464

Tabla 4.2: Resultados en el terminal de alto voltaje.

Nodo	Valor pico ( $mV$ )	Tiempo de crecimiento ( $\mu s$ )	Tiempo de propagación ( $\mu s$ )	Cantidad de carga ( $pC$ )	Entropía
21	0.2976	1.8840	0.0000	2.4498	10.5287
20	0.3797	1.6130	1.0950	0.2807	11.6211
19	0.5150	1.5590	1.2960	6.6799	11.5377
18	0.6397	1.4760	1.3930	4.7827	11.4937
17	0.7637	1.3710	1.3790	7.2702	11.4059
16	0.8782	1.2570	1.3880	5.2619	11.3324
15	0.9820	1.1340	1.4290	3.3855	11.2603
14	1.0749	1.0040	1.4820	7.0513	11.1479
13	1.1572	0.8620	1.5610	2.9484	10.9710
12	1.2293	0.7160	1.7940	2.3346	10.8291
11	1.3224	0.5850	1.9340	1.3890	10.9532
10	1.4161	0.3930	2.1330	2.2402	11.0392
9	1.4370	0.0000	2.2320	4.2669	10.8906
8	1.4365	0.0000	2.2730	6.0639	10.8945
7	1.4708	0.0000	2.4140	1.1352	10.9329
6	1.4962	0.0000	2.7430	2.7557	11.0325
5	1.5092	0.0000	3.0930	2.2654	11.1371
4	1.5048	0.0000	3.4490	2.8594	11.1458
3	1.4830	0.0000	3.8860	2.0820	11.0872
2	1.5309	0.0000	4.2640	0.8045	10.6629
1	2.0449	0.0000	4.3080	0.3125	10.1593

Por otro lado, en la Tabla 4.1 se observa que los valores pico tienen un comportamiento exponencial creciente, mientras que la cantidad de carga medida en simulación presenta un comportamiento no lineal, similar al que presenta la entropía. Además, los tiempos de crecimiento para la señales de DP no presentan cambios importantes después de la sección 9, ya que los rangos de tiempo están en el orden de los  $ps$ .

De igual forma, en la Tabla 4.2 se muestran los resultados para las señales de descarga simuladas en las terminales de la boquilla o alta tensión. Aquí se tiene un comportamiento muy similar, con la diferencia de que los resultados están invertidos con respecto a los anteriores.

# Capítulo 5

## Detección de descargas parciales en devanados de transformadores

### 5.1. Introducción

En este capítulo se presenta una metodología para la detección de DPs, la cual se basa en analizar señales de DPs mediante la transformada wavelet (WT, por sus siglas del inglés). Las señales son analizadas bajo diferentes condiciones de ruido con el propósito de evaluar el comportamiento de la WT, ya que la metodología presentada se basa principalmente en la eliminación de ruido de las señales de DPs. Una vez que el ruido se ha eliminado, la señal estimada puede ser procesada con el objetivo de analizar sus características y posteriormente estimar el punto de ocurrencia de la descarga.

### 5.2. Transformada Wavelet

La transformada wavelet continua para una señal  $x(t)$  se define por el producto punto entre la señal  $x(t)$  y una función wavelet  $\psi_{a,b}(t)$ , también conocida como wavelet madre [78], del siguiente modo:

$$WT(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (5.2.1)$$

donde  $a$  es el parámetro de escala respecto a la frecuencia, mientras que  $b$  representa el parámetro de traslación en el tiempo. Además, el asterisco \* indica el complejo conjugado de la función wavelet madre  $\psi_{a,b}$ .

Para el análisis de señales discretas, los parámetros de la transformada wavelet continua toman valores discretos [79], en donde el parámetro de escala  $a$  toma valores de  $2^j$  y el parámetro de traslación  $b$  toma valores de  $k2^j$ . Entonces, la transformada wavelet en su forma discreta se describe por:

$$DWT(j, k) = 2^{-j/2} \sum_n x(n) \psi(2^{-j}n - k) \quad (5.2.2)$$

Por lo tanto, la transformada wavelet discreta (DWT, siglas del inglés) se puede representar por un árbol de descomposición, tal como se muestra en la Figura 5.1, donde se observa que la DWT se define por coeficientes de aproximación  $cA$  y los coeficientes de detalle o wavelets  $cW$ .

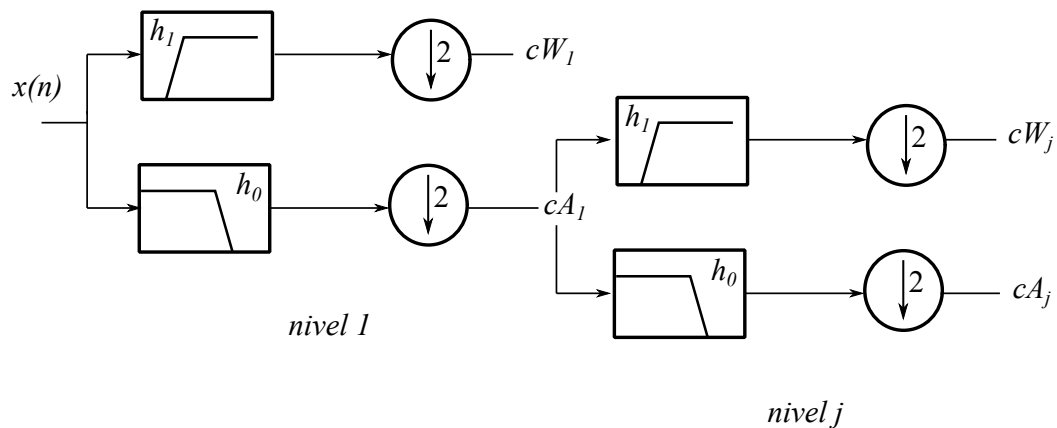


Figura 5.1: Árbol de descomposición para la DWT.

El proceso para el cálculo de la DWT consiste en un proceso de filtrado que divide la información en dos bandas, una de banda corta y la otra de banda amplia. Cada banda de frecuencia se define

por los coeficientes de los filtros  $h_0$  y  $h_1$ , los cuales son definidos por la wavelet madre seleccionada. Además, existe un proceso de diezmado en cada banda, de modo que la información en cada banda se reduce por  $N/2^j$ , siendo  $N$  el número de muestras y  $j$  la escala de análisis.

### 5.2.1. Cálculo de la DWT

Los coeficientes de la DWT en cada nivel de descomposición o escala se pueden determinar usando las siguientes operaciones de filtrado [80]:

$$cA_{j,k} = \sum_{i=0}^N cA_{j-1}(i)h_0(2k - i) \quad (5.2.3)$$

$$cW_{j,k} = \sum_{i=0}^N cA_{j-1}(i)h_1(2k - i) \quad (5.2.4)$$

donde  $j = 1, 2, \dots, J$  y  $J$  es el nivel de descomposición. Para el caso cuando  $j = 1$ , los coeficientes  $cA_0$  corresponden a la señal bajo análisis  $x(n)$ .

### 5.2.2. Algoritmo multi-resolución

El algoritmo multi-resolución de la WT define las bandas de frecuencia para el análisis de una señal [81]. Por ejemplo, considere que una señal  $x(n)$  es muestreada a  $960Hz$ , entonces se tiene que la frecuencia máxima observable es  $480Hz$ , de acuerdo con el teorema de muestreo de Nyquist. Por consiguiente, si se aplica el algoritmo multi-resolución, la señal bajo análisis se puede expresar en cuatro bandas de frecuencia, tal como se muestra en la Figura 5.2, donde se puede ver que la señal en cada escala se subdivide en dos bandas de frecuencia.

Dado que la máxima frecuencia observable es  $480Hz$ , se tiene en la primera escala una banda de  $0 - 240Hz$ , correspondiente a la información de baja frecuencia y otra banda de  $240 - 480Hz$ . Para



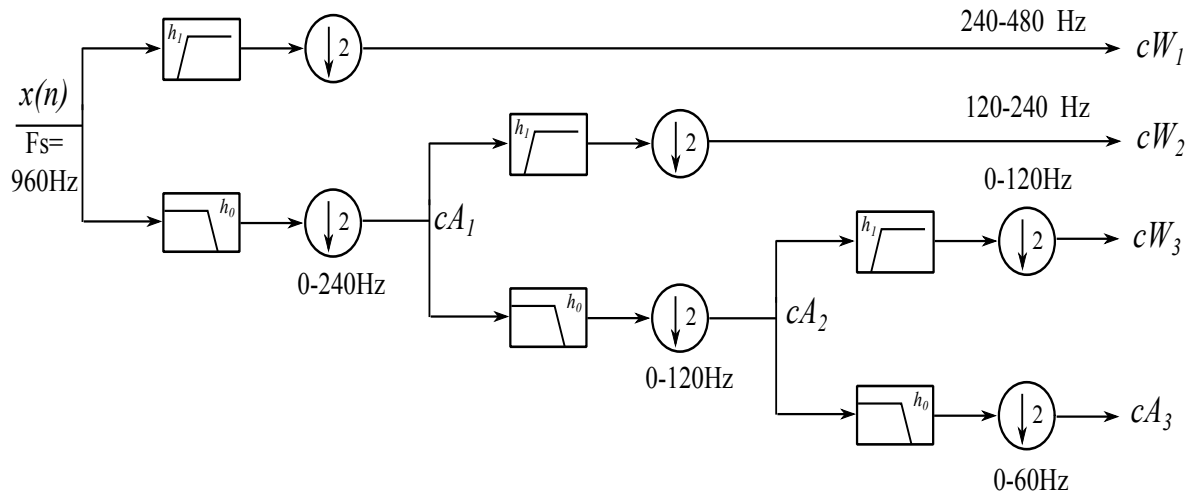


Figura 5.2: Algoritmo multi-resolución.

la escala 2, solamente la información de baja frecuencia de vuelve a subdividir, que en este caso es de  $0 - 120\text{Hz}$  y  $120 - 240\text{Hz}$ , tanto para la información de baja y alta frecuencia respectivamente. Por último, se sigue el mismo proceso para la escala 3 y se tiene una banda de  $0 - 60\text{Hz}$  y otra de  $60 - 120\text{Hz}$ .

### 5.3. Análisis de señales de DP usando wavelets

Con el propósito de analizar señales de DP, en esta sección se presenta una señal general de DP, la cual ha sido ampliamente estudiada en la detección de DPs. Esta señal consta de una función exponencial doble descrita por (4.2.2) y una función oscilatoria amortiguada definida por [82]:

$$I_{dp}(t) = e^{-\delta t} \begin{cases} 0.75 \sin(2\pi f_1 t) & t_1 \leq t < t_2 \\ -0.5 \sin(2\pi f_2 t) & t_2 \leq t < t_3 \\ 0.75 \sin(2\pi f_3 t) + 0.01 \sin(2\pi f_4 t) & t_3 \leq t < t_4 \end{cases} \quad (5.3.1)$$

donde las frecuencias de oscilación  $f_1, f_2, f_3$  y  $f_4$  son correspondientes a  $30MHz, 20MHz, 15MHz$  y  $10MHz$  respectivamente, mientras que el tiempo de decaimiento  $\delta = 7 \times 10^6$ . Además, los parámetros para la doble exponencial mostrada en (4.2.2) son  $I_{max} = 0.15$ ,  $\lambda = 43 \times 10^6$  y  $\beta = 44 \times 10^7$ . Por lo tanto, la combinación de ambas señales se puede ver en la Figura 5.3a. También se puede ver la señal mezclada con ruido, el cual será abordado más adelante para la detección de DPs.

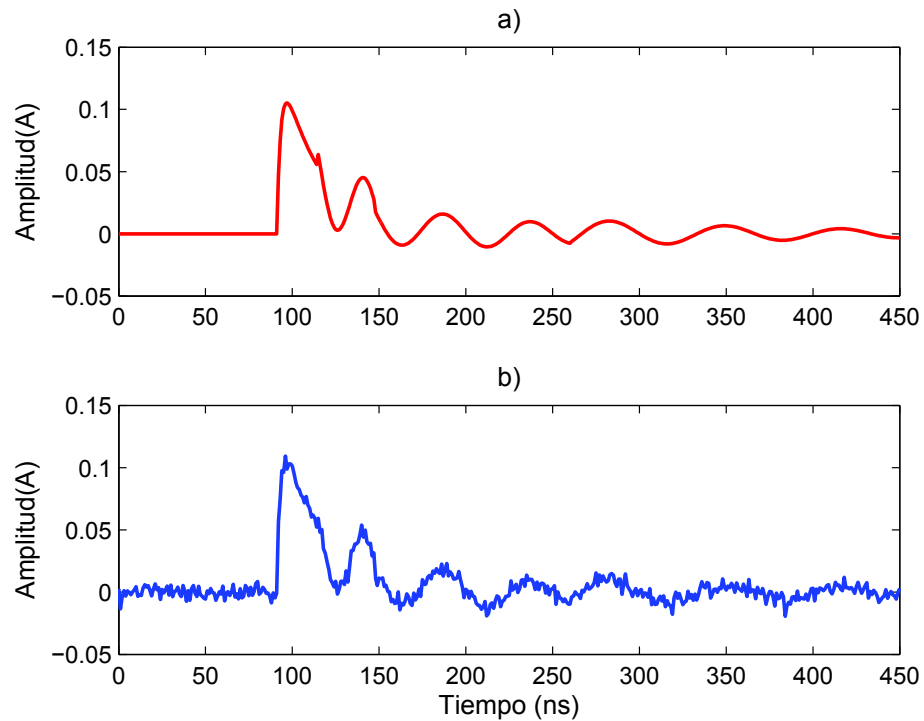


Figura 5.3: a) Señal de DP, y b) Señal de DP con ruido de 19 dBs.

Para la Figura 5.3 se utilizó una frecuencia de muestreo de  $1GHz$ , de modo que la frecuencia máxima observable es de  $500MHz$ , entonces, si se aplica el algoritmo de la DWT, esta señal se puede escalar a diferentes bandas de frecuencia, tal como se describió en la sección anterior. Por ejemplo, considere la wavelet madre Daubechies 7 (Db7) con un nivel de descomposición igual a 4. Al aplicar la transformada se obtienen los resultados mostrados en la Figura 5.4, donde se presentan los coeficientes de aproximación y wavelet de la señal de DP.

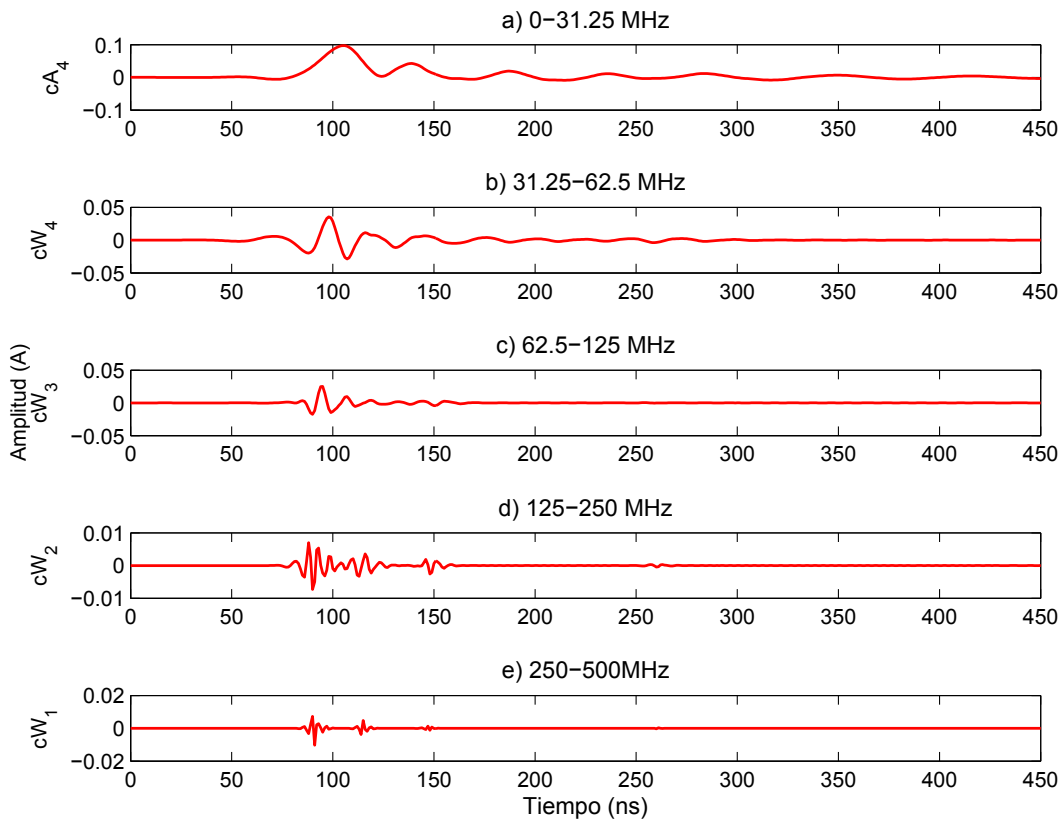


Figura 5.4: Señal de DP escalada hasta el nivel 4.

De acuerdo con la Figura 5.4, la banda de frecuencia de  $0 - 31.25\text{MHz}$  corresponde a los coeficientes de aproximación de la escala 4 ( $cA_4$ ), mientras que los coeficientes wavelet para la misma escala corresponden a las frecuencias  $31.25 - 62.5\text{MHz}$  ( $cW_4$ ). De igual forma, para la escala 3 se tienen los coeficientes  $cW_3$  cuyo espectro de frecuencia está entre  $62.5$  y  $125\text{MHz}$ . La escala 2 se define por  $cW_2$  y tiene un ancho de banda de  $125 - 250\text{MHz}$ . Por último, los coeficientes de la escala 1 corresponden al rango de frecuencias de  $250 - 500\text{MHz}$  ( $cW_1$ ). Lo anterior permite analizar con más detalle las características que las señales de DP presentan, facilitando el análisis de acuerdo a la escala de mayor interés. En este caso, se puede ver que los mayores detalles se producen en la escala 2 y pueden ser cuantificados usando la energía y entropía.

### 5.3.1. Energía y entropía

La aplicación de la DWT para el procesamiento de señales ha sido muy utilizada y uno de los parámetros que define su comportamiento es el nivel de descomposición. De hecho, la distribución de energía por escala ha sido la más empleada para establecer en nivel de descomposición óptimo y en otros casos ha sido empleada para determinar la wavelet madre óptima [83].

De acuerdo con la DWT, la energía en cada nivel de descomposición se puede determinar por sus coeficientes de cada banda (aproximación y wavelets), descritos por [84]:

$$E_j^{cA} = \sum_{k=1}^{N/2^j} cA(j, k)^2 \quad (5.3.2)$$

$$E_j^{cW} = \sum_{k=1}^{N/2^j} cW(j, k)^2 \quad (5.3.3)$$

Por ejemplo, considere las señales mostradas en la Figura 5.3, donde el nivel máximo de descomposición es 5. Entonces, al aplicar la distribución de energía se tienen los resultados mostrados en la Figura 5.5, donde se observa el comportamiento en cada escala para los coeficientes de aproximación y wavelet.

De acuerdo con la Figura 5.5, se puede ver que la energía correspondiente a los coeficientes de aproximación disminuye con respecto al incremento de la escala, mientras que para los coeficientes wavelet la energía aumenta con forme aumenta la escala.

Otra variable o parámetro a evaluar es la entropía definida en (4.3.5), la cual se puede utilizar para establecer el nivel de descomposición óptimo para el cálculo de la DWT. En la Figura 5.6 se presenta la distribución de energía de acuerdo a la escala. También se puede ver que la distribución de entropía para los coeficientes wavelet presenta un comportamiento diferente al que la distribución de energía;

esto se debe a la distribución en el tiempo de los coeficientes wavelet. Finalmente, se puede ver que la mayor entropía para los coeficientes wavelet se produce en la escala 5 y coincide con la mayor energía producida por los coeficientes wavelet mostrados en la Figura 5.5.

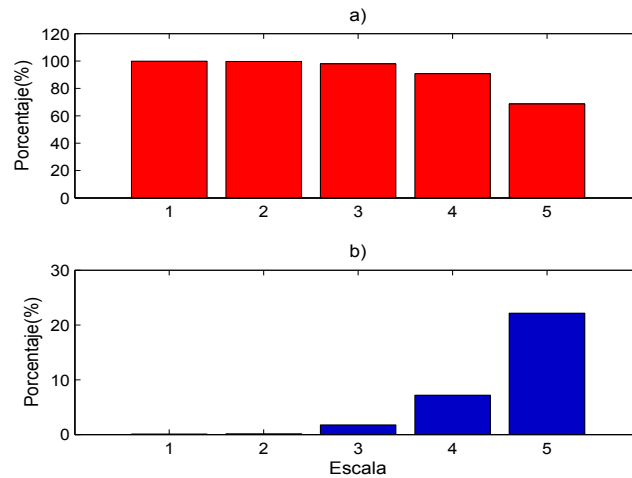


Figura 5.5: Distribución de energía por escala: a)  $cA$  y b)  $cW$

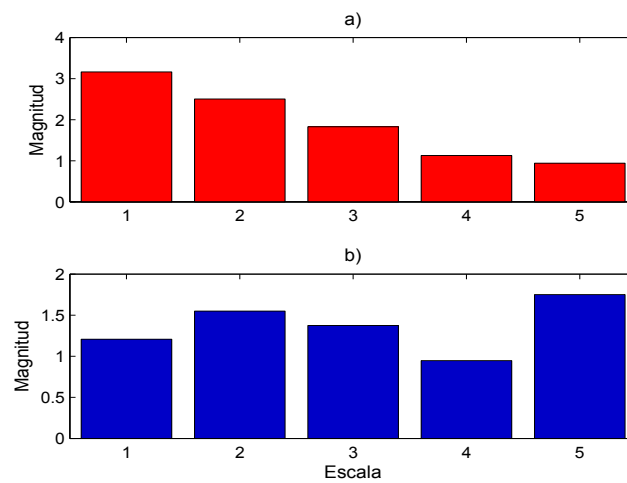


Figura 5.6: Distribución de entropía por escala: a)  $cA$  y b)  $cW$

### 5.3.2. Eliminación de ruido

Actualmente, la eliminación de ruido en señales de DP es fundamental para detectar niveles peligrosos de descargas en equipo de alto voltaje. De hecho, este tema ha sido abordado en varias investigaciones, por ejemplo, en [85] se presenta una metodología para la eliminación de ruido mediante el uso de la DWT, la cual se evalúa bajo condiciones de interferencia electromagnética. Por lo tanto, en esta subsección se describen los conceptos básicos para la eliminación de ruido en señales de DP.

#### Reglas de umbral

Las reglas para la selección del umbral son la base para la eliminación de ruido, ya que éstas definen el comportamiento de las wavelet durante el proceso de filtrado de las señales y se describen a continuación:

a) Regla de umbral universal:

$$\lambda = \sigma \sqrt{2 \log(n)} \quad (5.3.4)$$

donde  $\sigma$  es la desviación estándar de los coeficientes wavelet y  $n$  representa el número de coeficientes.

b) Regla de umbral dependiente de la escala [86]:

$$\lambda_j = \frac{\nu_j}{0.6745} \sqrt{2 \log(n)} \quad (5.3.5)$$

donde  $\nu_j$  es el valor promedio de los coeficientes wavelet en la escala  $j$ .

c) Regla de umbral basado en riesgo (SURE, por sus siglas del inglés) [87]:

$$\lambda = \sigma \sqrt{2 \log(n \log_2 n)} \quad (5.3.6)$$

Adicionalmente a las reglas de umbral presentadas, existen otras reglas para establecer el umbral, sin embargo, únicamente se mostraron las más relevantes y utilizadas para la detección de DPs en condiciones de ruido. Otra variable importante es la función de umbral, la cual se describe a continuación.

### Funciones de umbral

Una vez que se establece el umbral, la función de umbral tiene como objetivo eliminar los coeficientes del ruido para la señal analizada. De hecho, existen varias funciones para realizar este trabajo y aquí se describen las más relevantes.

#### 1) Función de umbral SOFT:

$$\delta_{\lambda}^S(x) = \begin{cases} x - \lambda, & \text{si } x > \lambda \\ 0, & \text{si } |x| \leq \lambda \\ x + \lambda, & \text{si } x < -\lambda \end{cases} \quad (5.3.7)$$

#### 2) Función de umbral HARD:

$$\delta_{\lambda}^H(x) = \begin{cases} x, & |x| > \lambda \\ 0, & |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (5.3.8)$$

#### 3) Función de umbral adaptativo genético (GATE, por sus siglas del inglés) [12]:

$$\delta_{\lambda}^a(x) = \begin{cases} x - \frac{0.5\lambda^2}{x}, & \text{si } |x| > \lambda \\ \frac{0.5x^3}{\lambda^2}, & \text{si } |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (5.3.9)$$

### Caso de estudio

Para analizar el comportamiento de las funciones de umbral, considere la señal mostrada en la Figura 5.3. Esta señal se mezclada con ruido blanco Gaussiano de  $6dBs$ . Posteriormente, la señal se analiza mediante la DWT para un nivel de descomposición igual a 3 y con la wavelet madre Daubechies 7 (Db7). Además, la regla de umbral de la expresión (5.3.4) es utilizada para evaluar cada una de las funciones de umbral presentadas. Los resultados obtenidos para la señal general de DP se pueden ver en la Figura 5.7.

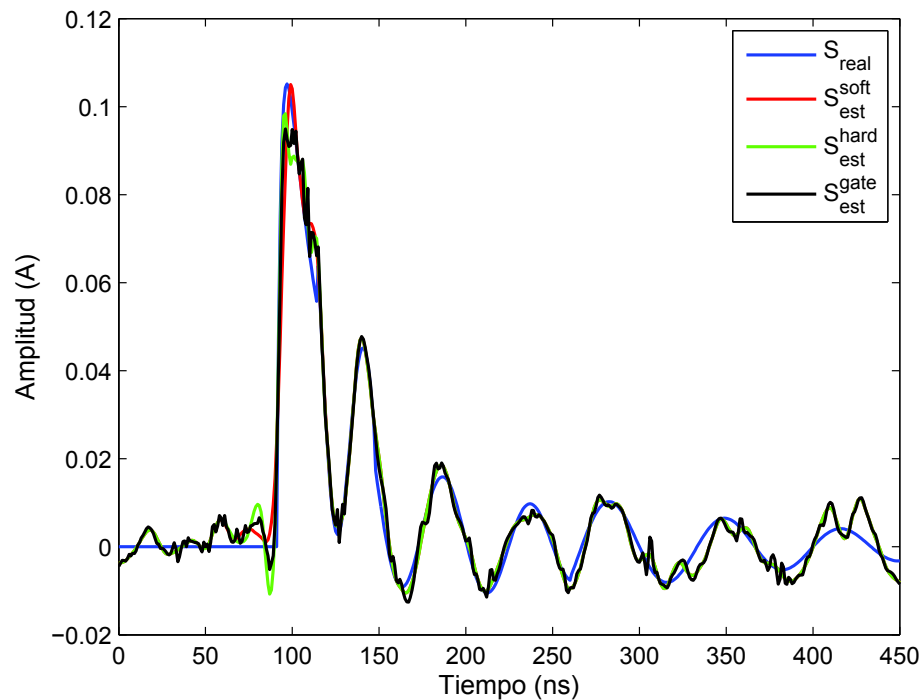


Figura 5.7: Estimación de una señal de DP usando diferentes funciones de umbral.

De acuerdo con la Figura 5.7, se puede ver que las mayores diferencias para las 3 funciones de umbral se presentan entre 70 y 150  $ns$ . Sin embargo, las diferencias con respecto a la señal original persisten durante todo el tiempo de la señal de DP. No obstante, existen parámetros de medida que establecen la relación entre una señal real y una señal estimada, los cuales facilitan el análisis durante



condiciones de ruido de cualquier señal. Estos parámetros de medida pueden ser el error medio cuadrático (MSE, por sus siglas del inglés), el error relativo (RE) y el nivel de ruido de la señal (SNR). Estos parámetros están definidos por las siguientes expresiones [88], [89]:

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{x}_i)^2 \quad (5.3.10)$$

$$RE = \frac{\sum (x_i - \hat{x}_i)^2}{\sum x_i^2} \quad (5.3.11)$$

$$SNR = 10 \log \left( \frac{\sum x_i^2}{\sum (x_i - \hat{x}_i)^2} \right) \quad (5.3.12)$$

En las expresiones (5.3.10), (5.3.11) y (5.3.12),  $\hat{x}_i$  representa la señal estimada, mientras que  $x_i$  es la señal real (señal de DP más ruido) y  $n$  es el número de muestras de la señal.

Para analizar las unidades de medida antes descritas, considere que el umbral se establece de acuerdo con la regla universal descrita por (5.3.4), entonces, al analizar la señal general de DP en diferentes escalas (escala 3 y 4) se producen los resultados mostrados en la Tabla 5.1. Los resultados muestran que el error mínimo se produce con la función de umbral genética adaptativa. Por lo tanto, se puede decir que la función de umbral GATE ofrece mejores resultados para la eliminación de ruido en señales de DPs.

Tabla 5.1: Resultados para la señal general de DP con diferentes funciones de umbral.

Función de umbral	MSE		RE		SNR	
	Nivel de descomposición					
	3	4	3	4	3	4
SOFT	0.000109	0.000141	0.200125	0.241007	6.986981	6.179711
HARD	0.000106	0.000109	0.193803	0.186511	7.126397	7.292957
GATE	<b>0.000088</b>	<b>0.000098</b>	<b>0.162074</b>	<b>0.166888</b>	<b>7.902858</b>	<b>7.775736</b>

## 5.4. Aplicación de la DWT a señales de DP en devanados

En esta sección se presenta un análisis de las principales variables que influyen en los resultados de la transformada wavelet. La primera variable es el nivel de descomposición, el cual define el escalamiento en frecuencia de la señal bajo estudio. No obstante, la wavelet madre es la variable más importante para el análisis de la señales, ya que de ésta dependen los coeficientes wavelet que se producen en cada escala de frecuencia. Ambas variables son analizadas para establecer su criterio de selección, con el propósito de que sean los más apropiados para el estudio y análisis de señales de DP.

### 5.4.1. Evaluación del nivel de descomposición

Para evaluar el nivel de descomposición de la DWT, considere que se simula una DP en el devanado de 20 secciones mostrado en la Figura 4.2, donde la respuesta medida en el terminal de neutro corresponde a la señal mostrada en la Figura 5.8, esta señal es muestreada a una frecuencia de  $100MHz$ .

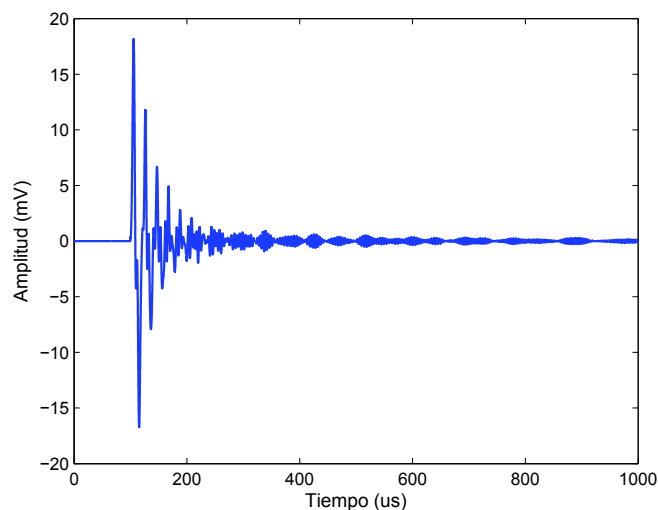


Figura 5.8: Señal de DP obtenida en el terminal de neutro de un devanado.

La señal de DP mostrada en la Figura 5.8 es analizada con el propósito de establecer el nivel de descomposición óptimo y éste se establece observando su distribución de energía en cada escala. Por consiguiente, antes de establecer el nivel de descomposición es necesario observar la distribución de energía de la señal. De hecho, para determinar la distribución de energía se consideró la wavelet madre Daubechies (Db7) y los resultados se pueden ver en la Figura 5.9, donde se puede ver que durante los primeros 7 niveles de descomposición (escalas), la energía está concentrada en los coeficientes de aproximación ( $cA$ ).

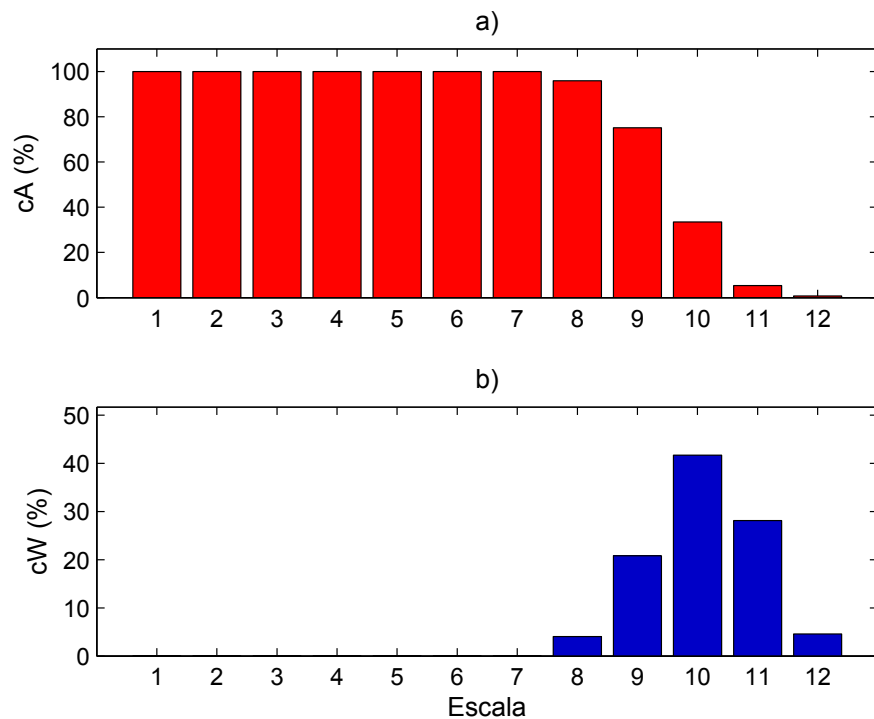


Figura 5.9: Distribución de energía para la señal de DP: a)  $cA$  y b)  $cW$ .

No obstante, a partir de la escala número 8, la energía correspondiente a los coeficientes wavelet ( $cW$ ) comienza a aumentar, de modo que el valor máximo de energía para estos coeficientes se alcanza en la escala 10; en esta misma escala la energía de los coeficientes de aproximación disminuye notablemente, cuyo valor está por debajo del 50 %. En muchas ocasiones la información producida

por los coeficientes wavelet es de suma importancia, tal que el nivel de descomposición se puede establecer usando la máxima energía de coeficientes wavelet. Sin embargo, esto puede no ser suficiente dependiendo de la exactitud que se requiere para la aplicación.

Otra forma de evaluar la distribución de energía de la señal bajo análisis es mediante la entropía de la señal, la cual se definió en la expresión (4.3.5). Por consiguiente, al aplicar la expresión a la señal bajo estudio se tiene una distribución de entropía, tal como se muestra en la Figura 5.10, donde se observa que la entropía para los coeficientes de aproximación ( $cA$ ) disminuye conforme aumenta la escala para la DWT.

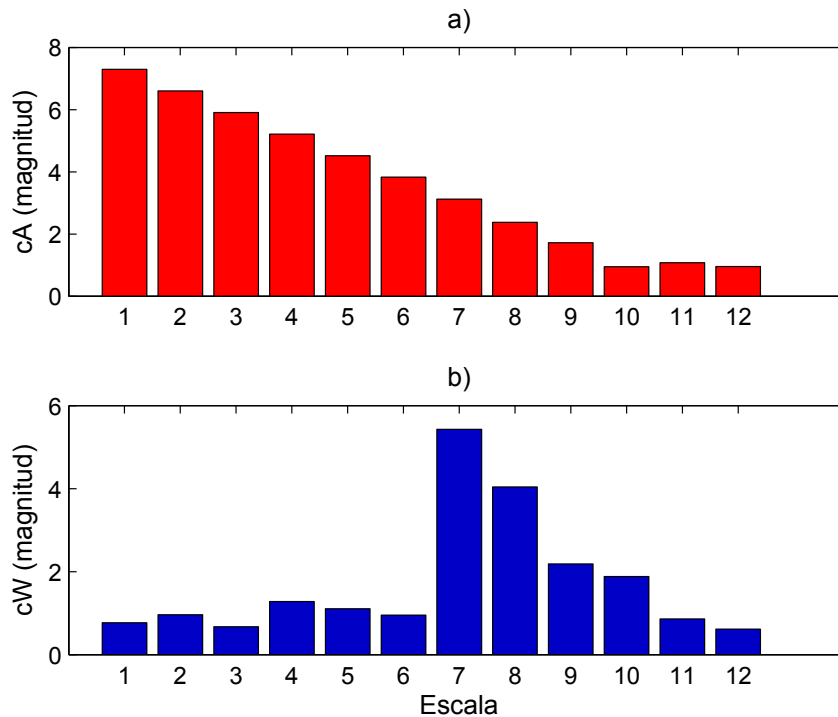


Figura 5.10: Distribución de entropía para la señal de DP: a)  $cA$  y b)  $cW$ .

Por otro lado, la distribución de entropía correspondiente a los coeficientes wavelet ( $cW$ ) presenta un comportamiento diferente al que se presenta con la distribución de energía. En el caso de la energía, el nivel máximo se presenta en la escala 10, mientras que para la entropía se da en la escala

7. Entonces, si el nivel de descomposición se establece usando los máximos valores de ambas distribuciones (solamente considerando los coeficientes wavelet), se tiene que el nivel de descomposición óptimo es 10 para la selección basada en energía y 7 para la selección basada en entropía.

Después de analizar varias señales de DP (simuladas a lo largo de las diferentes secciones de un devanado), en este trabajo se establece un nuevo criterio para conocer el nivel de descomposición óptimo. Este nuevo criterio se basa en la entropía por escala y contempla la información, tanto de los coeficientes de aproximación, como la información de los coeficientes wavelet.

El nivel de descomposición óptimo está dado por el valor máximo de la siguiente expresión

$$H_j = \frac{H_{cA}^j H_{cW}^j}{H_{cA}^j + H_{cW}^j} \quad (5.4.1)$$

donde  $j$  es la escala o nivel de descomposición,  $H_{cA}$  es la entropía correspondiente a los coeficientes de aproximación y  $H_{cW}$  es la entropía para los coeficientes wavelet.

Para evaluar la expresión (5.4.1), considere la señal presentada en la Figura 5.8, señal que a su vez es mezclada con  $5dBs$  de ruido blanco Gaussiano. Por consiguiente, para cada nivel de descomposición se analizan los errores de estimación descritos en la sección anterior. Estos errores se pueden ver en la Tabla 5.2, donde se muestran resultados para los diferentes niveles de descomposición, excepto en nivel 1, ya que éste por lo general se considera como ruido.

En la Tabla 5.2, los errores de estimación fueron obtenidos tanto para la función de umbral GATE, como para la función de umbral HARD. Ambos resultados son muy similares y se observa claramente que a partir de la escala 7, los errores comienzan a incrementar notablemente; mientras que, para la escala 6 y 7 los resultados varían muy poco. Entonces, se puede concluir que la expresión definida en (5.4.1) es apropiada para la selección del nivel de descomposición óptimo.

Tabla 5.2: Resultados para una seña de DP con 5dBs de ruido.

Nivel de descomposición	Errores de estimación					
	Función GATE			Función HARD		
	MSE ( $1 \times 10^{-6}$ )	RE	SNR	MSE ( $1 \times 10^{-6}$ )	RE	SNR
2	0.63563	0.20720	6.83618	0.67354	0.21962	6.58326
3	0.75675	0.25628	5.91279	0.78811	0.26695	5.73570
4	0.82469	0.28478	5.45498	0.84462	0.29168	5.35096
5	0.85778	0.29918	5.24073	0.87335	0.30462	5.16240
6	<b>0.87622</b>	<b>0.30713</b>	<b>5.12676</b>	<b>0.88730</b>	<b>0.31100</b>	<b>5.07242</b>
7	<b>0.88583</b>	<b>0.31129</b>	<b>5.06840</b>	<b>0.89450</b>	<b>0.31431</b>	<b>5.02635</b>
8	1.00920	0.36987	4.31947	0.95158	0.34121	4.66974
9	1.50911	0.70414	1.52344	1.01489	0.37237	4.29024
10	2.63566	2.77134	-4.42690	1.06588	0.39853	3.99539
11	3.29803	20.61218	-13.14124	1.09684	0.41490	3.82056
12	3.41958	102.44632	-20.10496	1.10078	0.41707	3.79787

En la Figura 5.11, se puede ver la seña estimada después de aplicar el nivel de descomposición óptimo, así como las funciones de umbral GATE y HARD. En ambos caso los errores de estimación son muy similares y el nivel de ruido estimado es más próximo al nivel de ruido que contiene la seña original.

#### 5.4.2. Evaluación de las wavelet madre

Actualmente, existen una variedad de wavelets madre para el procesamiento de señas; sin embargo, para el análisis de señas de DP, la familia Daubechies es la más apropiada [90]. No obstante, en algunas investigaciones este tema ha sido abordado con mayor detalle, por ejemplo, en [91] se presenta una metodología para la selección de la wavelet madre basada en coeficientes de correlación y se demuestra que la wavelet Db7 es más apropiada para análisis de señas de DP con respuesta oscilatoria amortiguada.

Es importante señalar que la respuesta de la DWT depende directamente de la wavelet madre seleccionada. De hecho, para análisis de DP por emisión acústica la familia Symlet ha sido utilizada [24], así como también en la clasificación de múltiples descargas en transformadores basándose en

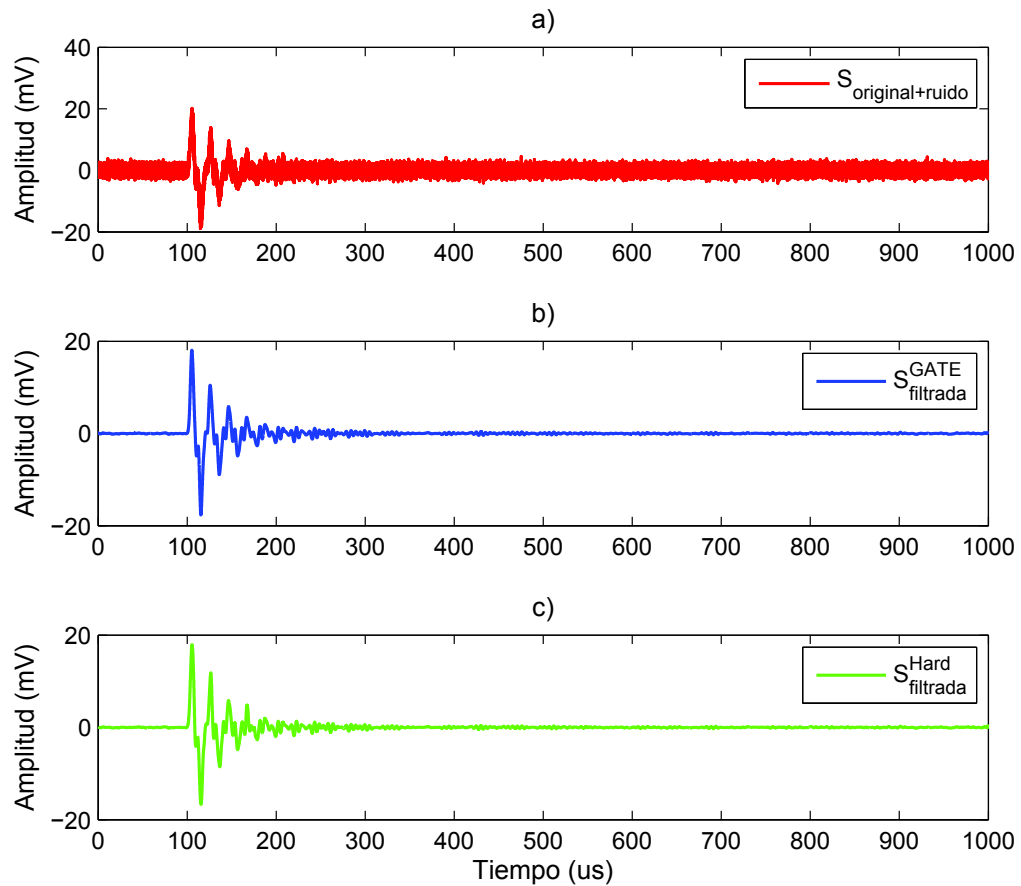


Figura 5.11: Señal : a) original con  $5dBs$  de ruido, b) estimada usando la función GATE y c) estimada usando la función HARD.

métodos de ultra alta frecuencia (UHF, por sus siglas del inglés) [20]. Por consiguiente, en esta investigación se analiza el comportamiento de diferentes wavelet madre con el propósito de establecer la wavelet más apropiada para el análisis de señales de DP en devanados de transformadores.

### Selección de la wavelet usando correlación

El método más simple y tradicional se basa en determinar el factor de correlación entre la señal analizada y la función wavelet madre. De hecho, el mayor factor de correlación define la wavelet madre que será utilizada para la aplicación bajo estudio. Es esta metodología el coeficiente de correlación de define por [86]:

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2}} \quad (5.4.2)$$

donde  $\bar{x}$  es el promedio de la señal de DP, mientras que  $\bar{y}$  es el promedio de la wavelet madre. Además,  $x_i$  e  $y_i$  son la muestras correspondientes a la señal de DP y a la wavelet madre respectivamente, por último  $N$  es el número de muestras de ambas señales.

Para evaluar el factor de correlación, se toma como base la señal de DP mostrada en la Figura 5.8 y se hace un análisis con la diferentes wavelets de la familia Daubechies y Symlet. Los resultados obtenidos se pueden ver en la Tabla 5.3, donde los factores de correlación son normalizados en cada familia wavelet con respecto a su valor máximo.

Tabla 5.3: Factores de correlación para diferentes wavelet madre.

Correlación	Wavelets madre Daubechies															
	Db1	Db2	Db3	Db4	Db5	Db6	Db7	Db8	Db9	Db10	Db11	Db12	Db13	Db14	Db15	Db16
$\gamma$	0.0047	<b>1.0000</b>	0.5852	<b>0.7885</b>	0.2977	0.0106	0.1141	0.0023	0.0106	0.0039	0.0402	0.2380	0.0096	0.0034	0.0011	0.0003
Correlación	Wavelets madre Symlet															
	Sym1	Sym2	Sym3	Sym4	Sym5	Sym6	Sym7	Sym8	Sym9	Sym10	Sym11	Sym12	Sym13	Sym14	Sym15	Sym16
$\gamma$	0.0047	<b>1.0000</b>	<b>0.5852</b>	0.0203	0.0262	0.1794	0.0006	0.0003	0.0021	0.0105	0.0254	0.2212	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000

De la Tabla 5.3, se puede observar que la familia Daubechies produce factores de correlación más altos. Sin embargo, en ambos casos las wavelet madre Db2 y Sym2 producen los valores de correlación más altos, seguidos por Db4 y Sym3. No obstante, son preferibles las wavelet de mayor dimensión para el análisis de señales de DP (con respuesta oscilatoria amortiguada) por la similitud que ambas presentan.





Por otro lado, a partir de la escala 7 los resultados de la Tabla 5.4 comienzan a cambiar notablemente. Sin embargo, después de la escala 8 la energía de los coeficientes de aproximación disminuye más del 15 % con respecto a la energía de la señal de DP. Por lo tanto, los niveles más apropiados para la selección de la wavelet son la escala 7 y 8, que corresponden a las wavelets Db16 y Db13, respectivamente. En conclusión, esta metodología fue planteada de acuerdo con el nivel de descomposición, tal que la wavelet que produce mayor energía en la escala seleccionada es más apropiada para el análisis bajo estudio.

### **Selección de la wavelet usando entropía**

En esta investigación se propone una nueva metodología para la selección de la wavelet madre, basada en la entropía que producen tanto los coeficientes de aproximación, como los coeficientes wavelet. Esta metodología está asociada al nivel de descomposición propuesto en (5.4.1), de modo que la entropía en cada escala se define por:

$$H_j = H_{cA}^j H_{cW}^j \quad (5.4.4)$$

donde  $j$  es el nivel de descomposición y toma valores desde 1 hasta el máximo nivel de descomposición, de acuerdo con la wavelet madre. Además,  $H_{cA}^j$  y  $H_{cW}^j$  son calculados usando la expresión (4.3.5).

Usando nuevamente la señal de DP mostrada en la Figura 5.8, se determina la entropía para cada escala y para cada wavelet madre de la familia Daubechies, cuyos resultados se pueden ver en la Tabla 5.5. Estos resultados están normalizados con respecto al valor máximo de entropía producido por cada wavelet madre. De hecho, se puede ver que para wavelets de mayor dimensión, la entropía máxima ocurre en la misma escala.

Tabla 5.5: Entropía por escala para wavelets de la familia Daubechies.

Escala(j)	Entropía															
	Db1	Db2	Db3	Db4	Db5	Db6	Db7	Db8	Db9	Db10	Db11	Db12	Db13	Db14	Db15	Db16
1	<b>1.0000</b>	0.0741	0.0238	0.2127	0.3371	0.3310	0.3299	0.3069	0.2221	0.0617	0.1360	0.4408	0.6045	0.6351	0.6215	0.6296
2	0.8375	0.2240	0.1239	0.0498	0.2113	0.2787	0.3748	0.4479	0.5336	0.2913	0.4367	0.5933	0.3950	0.2980	0.6162	0.8649
3	0.6806	0.6743	0.0482	0.1767	0.3164	0.2515	0.2345	0.4456	0.2622	0.4095	0.5078	0.3588	0.5657	0.4168	0.5779	0.4287
4	0.5396	<b>1.0000</b>	0.1960	0.1399	0.2778	0.1104	0.3937	0.3027	0.2831	0.4097	0.4049	0.2174	0.5161	0.5347	0.1181	0.6161
5	0.4149	0.8484	<b>1.0000</b>	0.1625	0.2240	0.2983	0.2952	0.2833	0.1423	0.3703	0.3349	0.2984	0.2980	0.4246	0.4693	0.2327
6	0.3055	0.6331	0.9697	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	0.4669	0.2146	0.2266	0.2155	0.3454	0.2919	0.2599	0.2741	0.4058	0.3874	0.3664
7	0.2102	0.4457	0.6826	0.7151	0.9436	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>	<b>1.0000</b>
8	0.1326	0.2685	0.3981	0.3985	0.5425	0.5720	0.5667	0.5596	0.5668	0.5655	0.5657	0.5902	0.6136	0.6163	0.6147	0.7500
9	0.0723	0.1324	0.2292	0.2505	0.3041	0.2269	0.2217	0.3087	0.3044	0.2828	0.2151	0.2414	0.3217	0.3313	0.2951	0.2987
10	0.0353	0.0809	0.0851	0.0430	0.1581	0.1928	0.1056	0.1023	0.1576	0.1967	0.1269	0.1368	0.1727	0.1669	0.2424	0.1887
11	0.0118	0.0365	0.0248	0.0357	0.0388	0.0823	0.0547	0.0422	0.0745	0.0669	0.0597	0.0538	0.0841	0.0683	0.1287	0.0935
12	0.0051	0.0028	0.0065	0.0232	0.0539	0.0588	0.0345	0.0316	0.0749	0.0699	0.1003	0.0390	—	—	—	—
13	0.0037	0.0121	0.0314	0.0248	0.0270	0.0278	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
14	0.0132	0.0013	0.0100	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15	5.7e-7	0.0315	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16	7.7e-8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

De la Tabla 5.5 se puede observar que para la escala 7, la entropía máxima coincide para las wavelets Db6 y hasta la wavelet Db16, mientras que para la escala 6, Db4 y Db5 coinciden. En los otros casos los resultados son diferentes, pero el patrón más notable es el correspondiente a la escala 7. Esta escala corresponde al nivel de descomposición óptimo propuesto en (5.4.1), por lo que se concluye que la selección de la wavelet madre está asociada al nivel de descomposición óptimo. Lo anterior es validado usando varias señales de DP simuladas a lo largo de las diferentes secciones de un devanado, ya que los resultados siguen la misma tendencia.

Finalmente, la selección de la wavelet madre se lleva a cabo usando el valor máximo de entropía (5.4.4) producido por cada wavelet en el nivel de descomposición óptimo. Para la señal bajo estudio los valores obtenidos son mostrados en la Figura 5.12 y el máximo valor corresponde a la wavelet madre Db11. Además, se puede ver que la Db9 y Db10 producen resultados muy cercanos a la Db11.

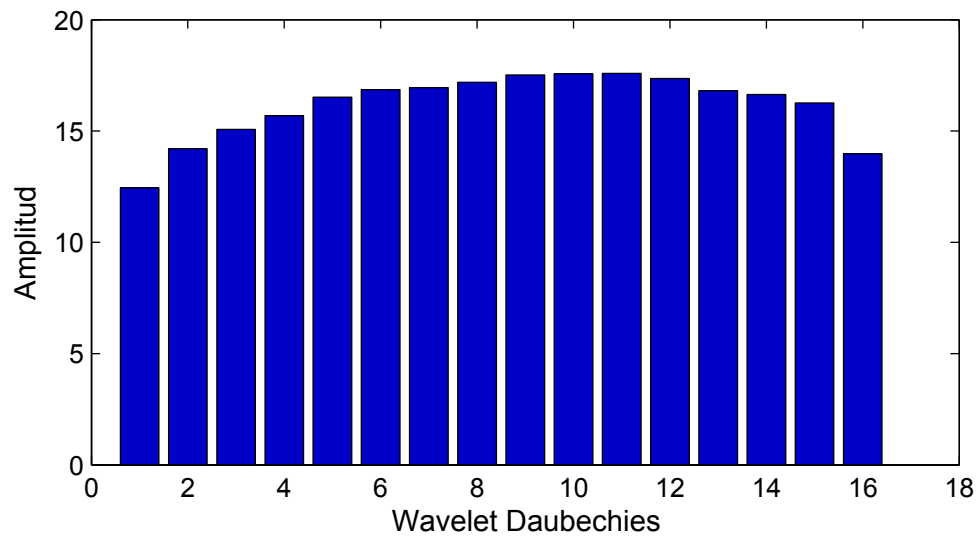


Figura 5.12: Entropía para la escala 7 y diferentes wavelets madre.

En resumen, la metodología propuesta consiste en determinar el nivel de descomposición óptimo para la señal bajo estudio, de acuerdo con (5.4.1) y se puede emplear cualquier wavelet de orden mayor (desde Db6 hasta Db16). Posteriormente, se hace el barrido para cada una de estas wavelet con la escala ya establecida, y después se calcula la entropía de acuerdo con (5.4.4). Entonces, la mayor entropía será utilizada para la selección de la wavelet, obteniendo finalmente el nivel de descomposición y la wavelet óptima.

## 5.5. Metodología de análisis propuesta

En resumen, este trabajo propone una nueva metodología para la detección y localización de DP en devanados de transformadores, la cual se puede ver en la Figura 5.13. Esta metodología tiene como primer paso la adquisición de las señales de DP; esto generalmente se lleva a cabo por un circuito de impedancia de características especiales [60]; luego se procesan las señales con el objetivo de eliminar la información de ruido, para que posteriormente sea posible la detección de la descarga. En el proceso de detección, generalmente se evalúa el tiempo de crecimiento de la señal de DP [92],

así como también algunos otros parámetros como son la entropía y el valor máximo de la descarga basado en un umbral.

Por último, existe un proceso de cuantificación de la descarga, que se lleva a cabo mediante la información antes descrita, al igual que el proceso de localización de las DPs. Por otro lado, se incluye un proceso de inspección, el cual consiste en determinar las posibles fuentes de descarga debido al deterioro que el sistema de aislamiento presenta. Esto solo puede ser validado fuera de línea y basado en los resultados del algoritmo de localización propuesto en el siguiente capítulo.

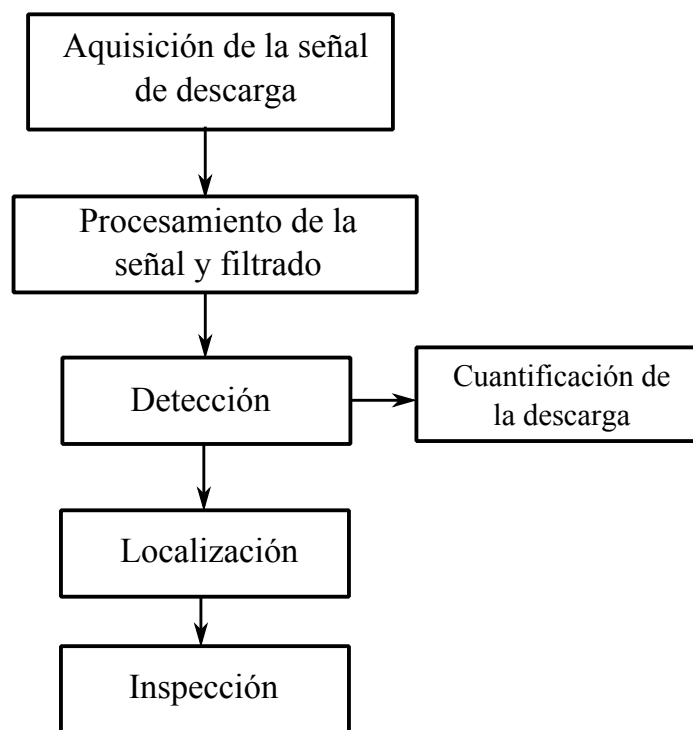


Figura 5.13: Metodología de detección y localización de DPs en devanados

# Capítulo 6

## Localización de descargas parciales en devanados de transformadores

### 6.1. Introducción

La localización de DPs en devanados de transformadores tiene como propósito conocer el punto de ocurrencia donde está la fuente de la descarga. En este capítulo, se presentan dos algoritmos de localización, en donde se introduce una nueva alternativa de localización basada en divergencias y se tiene como herramienta básica de análisis la transformada wavelet. Los resultados obtenidos muestran la viabilidad de la metodología propuesta para la implementación práctica, esto se debe a que los algoritmos de localización son diseñados durante un proceso fuera de línea, teniendo como base que los métodos eléctricos se llevan a cabo de la misma manera.

### 6.2. Divergencias

Actualmente, existen una serie de herramientas que ayudan a determinar la similitud entre dos o más tipos de señales. En este trabajo se plantea utilizar el concepto de mínima divergencia para

identificar los puntos de ocurrencia de una señal de DP, la cual se presenta a lo largo de las secciones de un devanado de transformador.

Las divergencias se definen como una medida de discriminación o distancia entre dos distribuciones de probabilidad, distribuciones que serán definidas por la información que producen las señales de DP. Algunas de las divergencias utilizadas en este trabajo se abordan a continuación.

### 6.2.1. Divergencia de Kullback-Leibler

La divergencia de Kullback-Leibler (DKL) se define como una medida logarítmica entre dos distribuciones  $p$  y  $q$ , la cual se describe por [93]:

$$DKL(p||q) = \sum_{k=1}^m p(x_k) \log \frac{p(x_k)}{q(x_k)} \quad (6.2.1)$$

donde  $p(x_k)$  y  $q(x_k)$  son las distribuciones de probabilidad para las señales de DP  $x(n)$ , entonces, si el valor de la divergencia es igual a 0, significa que  $p$  y  $q$  son exactamente iguales.

Por otra parte, la divergencia de Kullback-Leibler es una divergencia no simétrica, lo que significa que  $DKL(p||q) \neq DKL(q||p)$ . Sin embargo, la simetría se puede conseguir mediante la siguiente expresión:

$$S_{DKL}(p||q) = \frac{DKL(p||q) + DKL(q||p)}{2} \quad (6.2.2)$$

En consecuencia, se tiene que  $S_{DKL}(p||q) = S_{DKL}(q||p)$  y representa una divergencia simétrica.

### 6.2.2. Divergencia de Hellinger

A esta divergencia se le conoce como distancia de Hellinger (DH), cuya expresión se define por [94]:

$$DH(p||q) = \sqrt{1 - BC(p||q)} \quad (6.2.3)$$

donde  $p$  y  $q$  son distribuciones de probabilidad discretas. Además,  $BC(p||q)$  es el coeficiente de Bhattacharyya, el cual se define por

$$BC(p||q) = \sum_{k=1}^m \sqrt{p(x_k)q(x_k)} \quad (6.2.4)$$

### 6.2.3. Divergencia de Pearson

La divergencia de Pearson (DPE) es una divergencia no simétrica y se define por [95]:

$$DPE(p||q) = \sum_{k=1}^m \frac{(p(x_k) - q(x_k))^2}{q(x_k)} \quad (6.2.5)$$

Al igual que la divergencia de Kullback-Leibler, esta divergencia también se puede expresar en su forma simétrica. De hecho la expresión sería similar a (6.2.6), en donde es suficiente con reemplazar la divergencia de Kullback-Leibler por la divergencia de Pearson, tal como:

$$S_{DPE}(p||q) = \frac{DPE(p||q) + DPE(q||p)}{2} \quad (6.2.6)$$



## 6.2.4. Divergencia de LeCam

La divergencia de LeCam (DLC) es una distancia métrica cuadrada definida por [95]:

$$DLC(p||q) = \sum_{k=1}^m \frac{(p(x_k) - q(x_k))^2}{p(x_k) + q(x_k)} \quad (6.2.7)$$

Esta divergencia se puede considerar una modificación de la divergencia de Pearson y sus resultados pueden variar con respecto a la aplicación bajo estudio.

## 6.3. Análisis y simulación de DPs en devanados

### 6.3.1. Modelo base para el análisis

Considere el devanado mostrado en la Figura 6.1; este modelo será utilizado para analizar y simular señales de DP a lo largo de las secciones del devanado. Las señales a analizar serán las señales obtenidas a través de la resistencia de carga ( $R_{med}$ ).

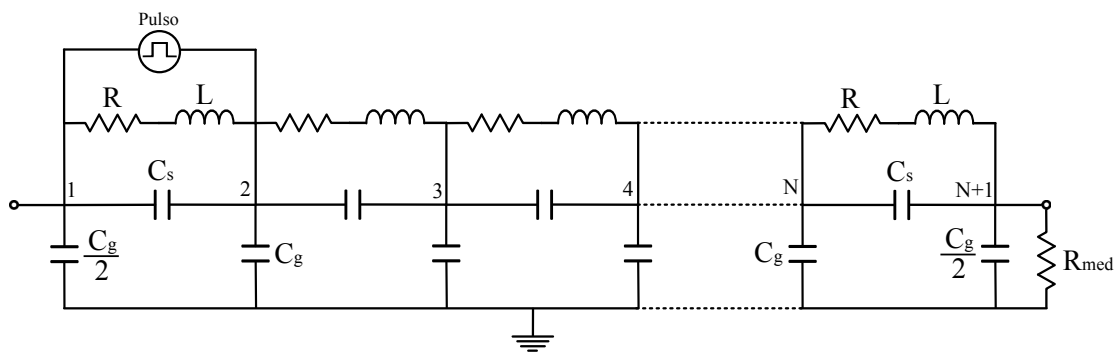


Figura 6.1: Devanado de transformador: red de parámetros en cascada R, L y C.

Los parámetros del modelo presentado en la Figura 6.1 se pueden ver en [36]. Además, considerando que la  $i$ -ésima sección del devanado está entre los nodos  $i - 1$  y  $i$ . Si  $N$  representa el número

de secciones, se tienen  $N + 1$  nodos para el devanado.

De acuerdo con la Figura 6.1, es necesario especificar el punto de descarga a lo largo del devanado del transformador, posterior a esto, se requiere un pulso de descarga con el objetivo de obtener una señal de descarga en el terminal de medición  $R_{med}$ . Para satisfacer el objetivo inicial se recurre a un pulso cuadrado y éste se simula a lo largo de las diferentes secciones del devanado y después se analiza la posición de la descarga.

En general, una descarga parcial es de naturaleza desconocida, sin embargo, se sabe que un pulso de DP produce tiempos de crecimiento muy rápidos y tiempos de duración muy cortos; en la práctica es complicado producir señales de DP con los parámetros mencionados, es por esta razón que los pulsos de DP se consideran cuadrados y de corta duración. Todo esto con el objetivo de evaluar la naturaleza desconocida de las señales de DP.

Por otro lado, es necesario generar una serie de señales de referencia y una serie de señales de prueba. Las señales de referencia serán obtenidas usando un pulso de DP base (pulso cuadrado), con amplitud ( $V_{ref}$ ) y duración ( $t_{ref}$ ) de referencia. Para las señales de prueba se emplea un pulso diferente que el utilizado para generar las señales de prueba. Esto se describe con mayor detalle en las siguientes secciones.

### 6.3.2. Generación de las señales de referencia

Con el objetivo de obtener las señales de referencia, primero es necesario definir los valores  $V_{ref}$  y  $t_{ref}$ ; esto se hace de acuerdo con una carga de referencia conocida  $Q_{ref}$ , de acuerdo con (4.2.3). Por lo tanto, los valores que producen la misma cantidad de carga serán utilizados para obtener las señales de referencia; en este caso la duración del pulso  $t_{ref}$  se deja fija y solo se varía su amplitud  $V_{ref}$ .

Por consiguiente, para la generación de las señales de referencia se establece un pulso de referencia igual a  $5\mu s$  y amplitud de  $0.037V$ . Algunas de sus respuestas se pueden ver en la Figura 6.2. De hecho, para cada sección del devanado se tendrá una señal de referencia.

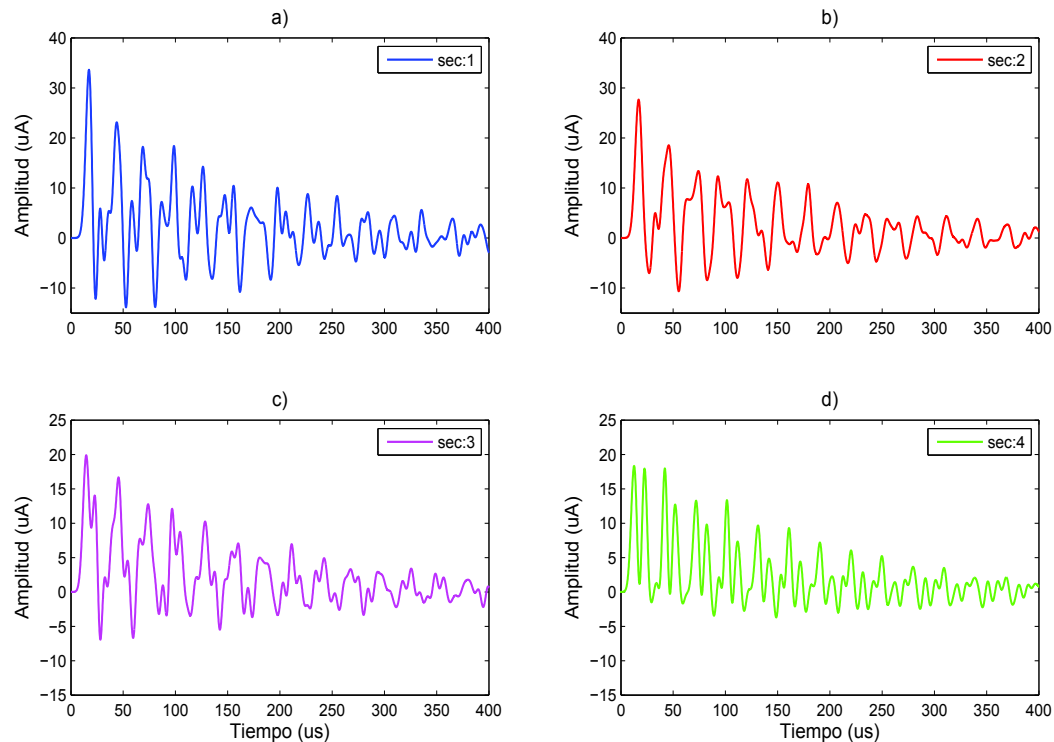


Figura 6.2: Señales de referencia: a) sección 1, b) sección 2, c)sección 3, y d) sección 4.

Las señales de referencia para las secciones 5, 6, 7 y 8 se pueden ver en la Figura 6.3, en las cuales se observa que el valor pico disminuye notablemente con respecto al valor pico producido en la señal de descarga de la sección 1. Finalmente, se puede recurrir a la información proporcionada en la Sección 4.4, en caso de que se requiera un análisis más detallado para determinar el comportamiento y propagación de DPs a lo largo del devanado.

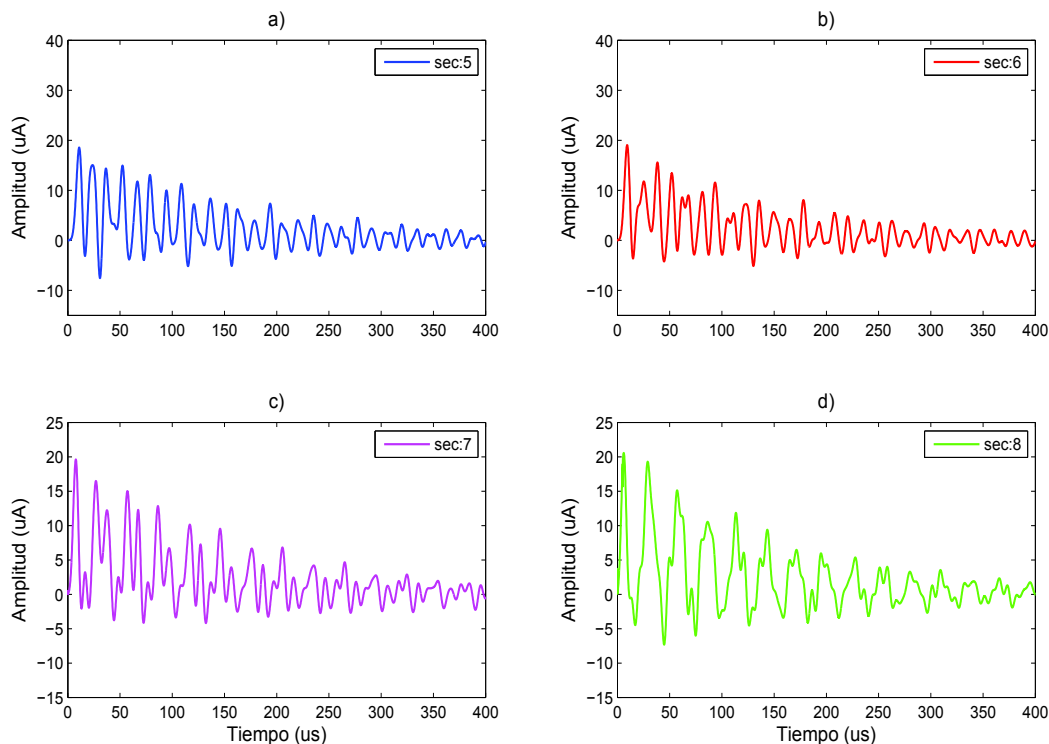


Figura 6.3: Señales de referencia: a) sección 5, b) sección 6, c)sección 7, y d) sección 8.

### 6.3.3. Generación de las señales de validación

Para generar la señales de validación, primero se deben definir los parámetros de pulso  $V_{prueba}$  y  $t_{prueba}$ . Además, estos parámetros deben ser diferentes a los utilizados para la generación de las señales de referencia. En este caso, es suficiente un cambio el tiempo de duración del pulso  $t_{prueba}$ , lo cual producirá cambios en las respuestas para las DPs simuladas a lo largo de devanado.

Los parámetros utilizados para generar las señales de prueba son  $V_{prueba} = 2V$  y  $t_{prueba} = 10\mu s$ . Estos parámetros representan condiciones diferentes para la descarga, es decir, las señales de prueba representan la naturaleza desconocida de la descarga, mientras que las señales de referencia se obtienen mediante un proceso de análisis previo, el cual permite definir el comportamiento general de las descargas a lo largo del devanado del transformador.

De acuerdo con los parámetros de prueba, en la Figura 6.4 se muestran las señales obtenidas para las secciones 1, 3, 5 y 7. Estas señales presentan respuestas totalmente diferentes a las presentadas en la Figura 6.2 y la Figura 6.3 (formas de onda y amplitudes). Por lo tanto, el parámetro  $t_{prueba}$  es crítico en el proceso de localización de DPs.

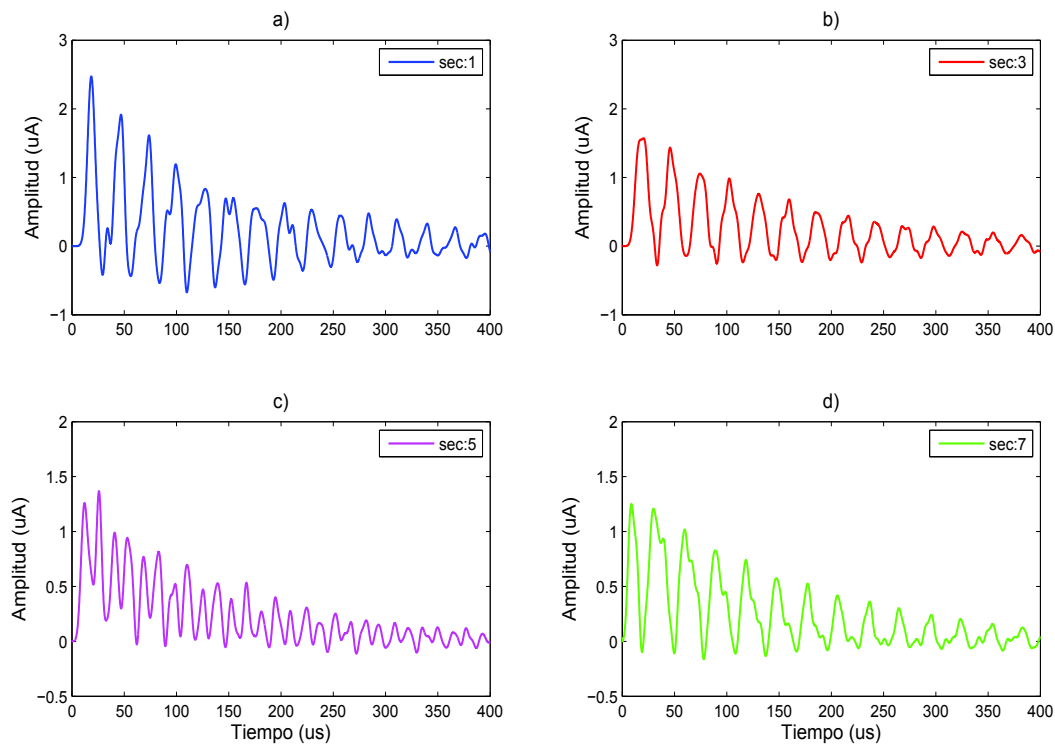


Figura 6.4: Señales de prueba: a) sección 1, b) sección 3, c)sección 5, y d) sección 7.

En este trabajo se consideraron diferentes tiempos  $t_{prueba}$ , los que definen la duración del pulso, así como también el comportamiento de la descarga a lo largo de las diferentes secciones del devanado. Esto se puede ver en la Figura 6.5, donde se muestran las señales obtenidas a través de la resistencia de carga, para diferentes valores de  $t_{prueba}$ .

Por otro lado, en la Figura 6.5 se puede observar que cuanto más ancho es el pulso de descarga, mayor es la diferencia entre las señales de prueba y las señales de referencia, que en este caso fueron de  $5\mu s$ . En este sentido, se puede ver que la mayor diferencia está entre la señal obtenida con  $t_{prueba}$

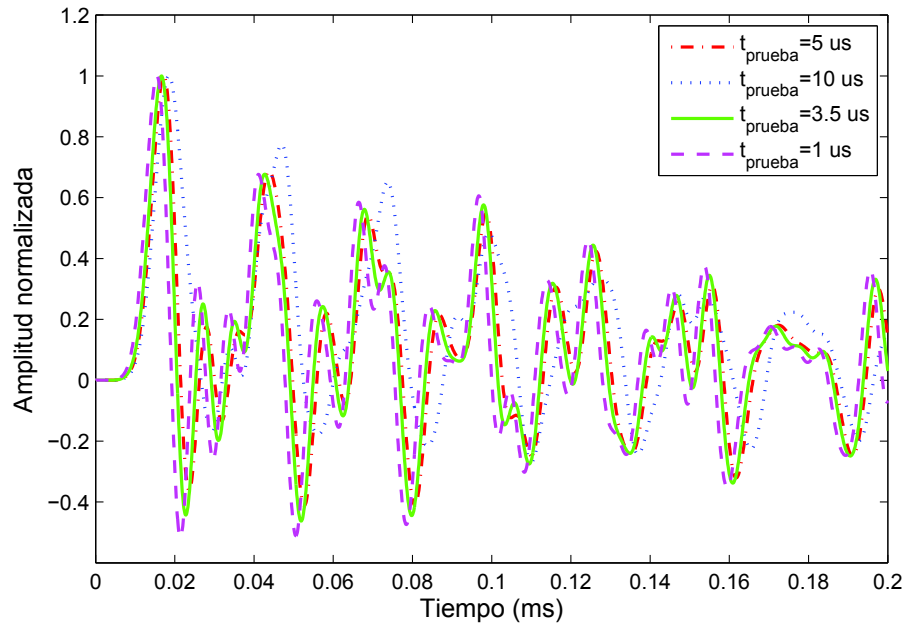


Figura 6.5: Señales de DP usando diferentes  $t_{prueba}$ .

igual a  $10 \mu s$  y la señal de DP usando un  $t_{prueba}$  igual a  $5 \mu s$ .

#### 6.3.4. Análisis de señales en dominio de la frecuencia

Otra forma de procesar o analizar las señales de DP es mediante un análisis en el dominio de la frecuencia. De hecho, al procesar las señales en el dominio de la frecuencia, la dispersión de datos en el tiempo se reduce y puede ser benéfico para el análisis bajo estudio. Por ejemplo, las respuestas en frecuencia mostradas en la Figura 6.6, son correspondientes a las señales presentadas en la Figura 6.5.

De la Figura 6.6, se puede concluir que los mayores cambios en frecuencia ocurren para frecuencias por encima de los  $100 kHz$ . Sin embargo, existen modelos para devanados de transformadores mucho más complejos, los cuales representan características de más alta frecuencia; entonces, los modelos con mayores detalles en el modelado, producirán cambios en frecuencia mucho mayores

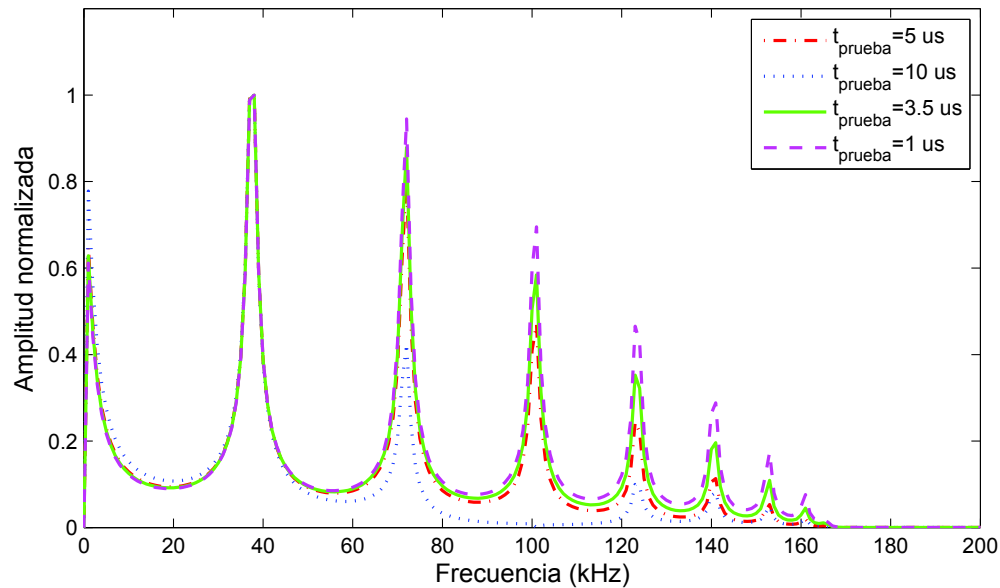


Figura 6.6: Señales de DP en el dominio de la frecuencia con diferentes  $t_{prueba}$ .

que  $100\text{kHz}$ , suponiendo condiciones de descargas.

Otra forma de presentar la señales en el dominio de la frecuencia es utilizando escalas logarítmicas definidas por:

$$dB = 20\log_{10}(x(f)) \quad (6.3.1)$$

donde,  $x(f)$  es la señal en el dominio de la frecuencia y  $dB$  es la señal en el dominio de la frecuencia expresada en *decibelios*.

Por consiguiente, en la Figura 6.7 se pueden ver las señales normalizadas en escala logarítmica (dB, decibelios). A su vez se puede observar que existen mayores cambios para la señal con un pulso de descarga de  $10\mu s$ .

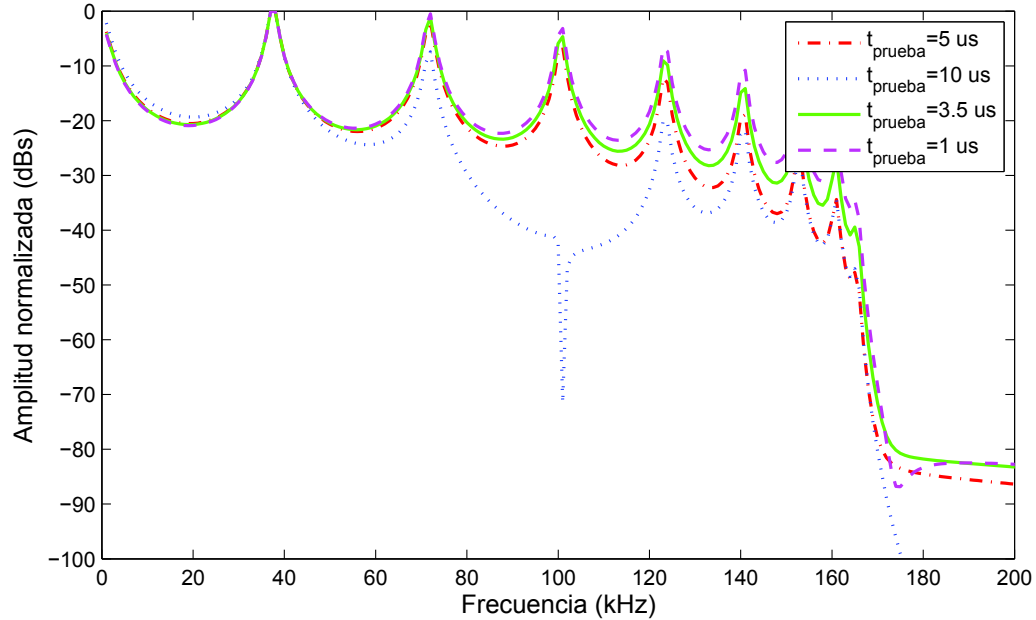


Figura 6.7: Señales normalizadas para diferentes  $t_{prueba}$

## 6.4. Algoritmos de localización

En esta sección se describen los algoritmos propuestos para la localización de DPs. Asimismo se mencionan las principales ventajas de cada algoritmo. En general, ambos algoritmos se basan en el análisis wavelet y muestran las ventajas que esta herramienta tiene para el análisis de señales de DP. Por otro lado, es importante resaltar que se requieren dos bases de datos, una que contenga las señales de referencia y otra que contenga las señales de prueba.

### 6.4.1. Localización de DPs usando DWT

#### Definición de la wavelet madre y selección de la escala

De acuerdo con la expresión (5.2.2), si se requiere calcular la DWT de una señal de DP, primero es necesario definir la función wavelet madre  $\psi$ , función que a su vez se puede representar por un



filtro pasa bajo  $h_0$  y un filtro pasa alto  $h_1$ . Por lo tanto, los coeficientes de aproximación y detalle de la DWT se pueden obtener al aplicar las expresiones (5.2.3) y (5.2.4).

En este trabajo se evaluaron tres técnicas para la selección de la wavelet madre, el primero corresponde a la selección de la wavelet madre basado en la máxima correlación entre la señal bajo estudio y cada una de las wavelet madre analizadas. Por otro lado, se presentó una segunda técnica para la selección de la wavelet madre, la cual es dependiente del nivel de descomposición o escala, tal que la wavelet óptima se define por la wavelet que mayor energía produzca en los coeficientes de aproximación.

Además, se analizó una metodología para la selección de la wavelet basada en el concepto de máxima entropía, el cual se definió en la expresión (5.4.4). No obstante, esta metodología se basa en el nivel de descomposición óptimo, la cual demuestra que los resultados no varían para las wavelets de la familia Daubechies, particularmente desde Db6 hasta Db16.

En consecuencia, se puede seleccionar cualquiera de las wavelets antes mencionadas y posterior a esto, se elige el nivel de descomposición para el cálculo de la DWT. De hecho, en este trabajo se analizan diferentes niveles de descomposición, así como el nivel de descomposición óptimo definido por la expresión (5.4.1), con el objetivo de evaluar el comportamiento del algoritmo propuesto.

### **Cálculo de la DWT para las señales de DP**

Una vez que se define la wavelet madre y el nivel de descomposición, se procede al cálculo de la DWT para cada una de las señales de DP. De hecho, los coeficientes de aproximación y wavelet para cada una de las señales de DP son calculados usando las expresiones (5.2.3) y (5.2.4), al mismo tiempo que se sigue el proceso de descomposición mostrado en la Figura 5.2.

Por ejemplo, consideré la señal de referencia para la sección 1 del devanado mostrada en la Figura 6.2 y estableciendo un nivel de descomposición igual a 3, la señal de DP se procesa aplicando en árbol de descomposición de la DWT y sus coeficientes se pueden observar en la Figura 6.8. Este árbol de descomposición se obtuvo usando *Db7* como wavelet madre. Además, en cada escala se pueden ver los coeficientes wavelet  $cW_j$ , así como los coeficientes de aproximación  $cA_3$ ; estos últimos son los que serán utilizados para determinar la localización de descargas en devanados.

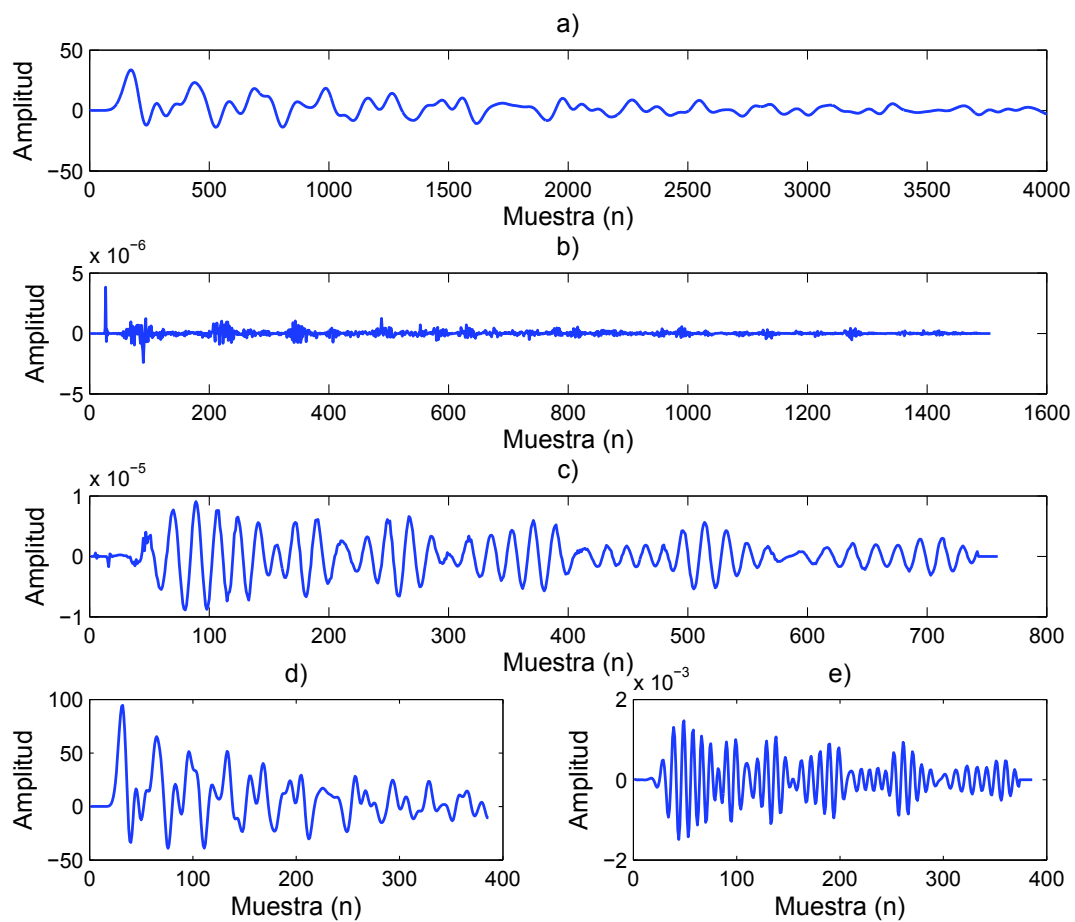


Figura 6.8: Árbol de descomposición, a) señal de entrada, b)  $cW_1$ , c)  $cW_2$ , d)  $cA_3$  y e)  $cW_3$ .

### Algoritmo propuesto usando DWT

En resumen, el algoritmo propuesto para la localización de DPs en devanados se puede ver en la Figura 6.9. Este algoritmo se subdivide en dos procesos, el primero se basa en procesar las señales de referencia, con las cuales se determinan los coeficientes de aproximación  $cA_j^{(i)}$  para cada señal de DP  $x_{dp}^{(i)}$ . El segundo proceso consiste en estimar la posición de una señal de DP, entonces, si se asume que  $y_{dp}^{(k)}$  es una señal de DP ocurrida en alguna de las secciones del devanado, la posición de la descarga será estimada una vez que la DWT sea calculada. Posteriormente, se recurre a una de las divergencias mostradas en la Sección 6.2, de modo que es necesario calcular la divergencia entre  $cA_j^k$  y  $cA_j^i$ , donde  $i$  toma valores desde 1 hasta el número de secciones ( $N$ ). Entonces, el valor mínimo de divergencia será utilizado para indicar la posición de la descarga.

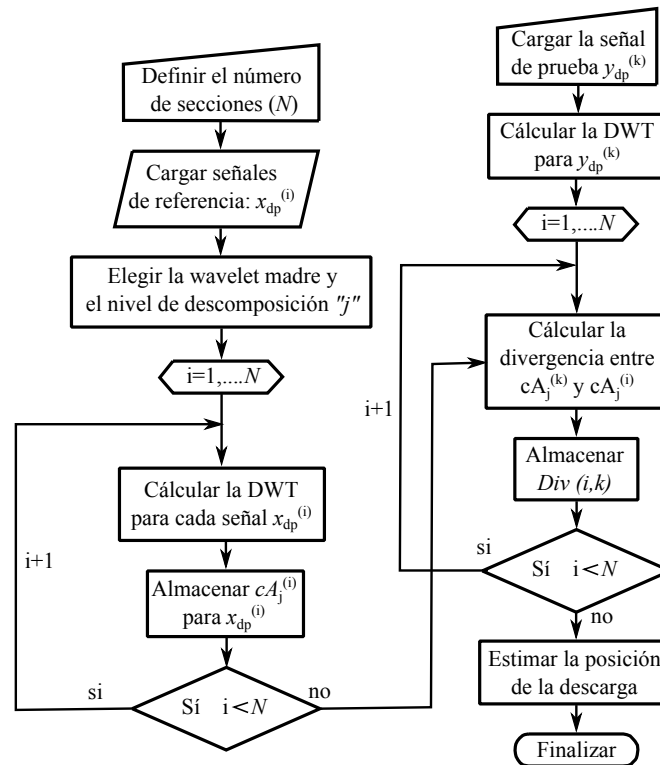


Figura 6.9: Algoritmo para localización de DPs usando DWT.

### 6.4.2. Localización de DPs usando EWT

En esta subsección se presenta un algoritmo de localización basado en la transformada wavelet, donde la wavelet madre es una función compleja. Esto permite obtener la envolvente instantánea de una señal y se le conoce como EWT (envelope wavelet transform, por sus siglas del inglés). De hecho, si se utiliza una función wavelet compleja en la expresión (5.2.1), los coeficientes producidos por la transformada serán coeficientes reales y complejos, coeficientes que a su vez serán utilizados para determinar la EWT de la señal o señales bajo estudio.

#### Wavelet Laplace

Por lo general, la selección de la wavelet madre se lleva a cabo usando wavelets madre que tengan mayor similitud con respecto a las señales bajo estudio. En este sentido, la función wavelet Laplace se seleccionó para llevar a cabo este trabajo, dado que presenta una similitud con respecto a una señal de DP [96], y la función que la describe se define por [97]:

$$\psi(t) = \begin{cases} Ce^{-\left(\frac{\beta}{\sqrt{1-\beta^2}}+j\right)w_c t} & \text{sí } t \geq 0 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (6.4.1)$$

donde,  $\beta$  es el factor de amortiguamiento,  $w_c$  es la frecuencia central de la wavelet, y  $C$  es el factor de escala.

La frecuencia  $w_c$  sirve para definir la oscilación de la wavelet y el factor  $\beta$  controla el decaimiento de la función exponencial, en el dominio del tiempo. De hecho, estos parámetros deben definirse antes de calcular la transformada wavelet para cada una de las señales de DP. Mayores detalles sobre los parámetros de la wavelet se describen más adelante.

## Parametrización de la wavelet Laplace

Con el objetivo de obtener los parámetros para la wavelet Laplace, se establece un criterio de selección basado en la correlación definida por [96]:

$$k = \sqrt{2} \frac{|\langle \psi_{w_c, \beta}(t), x(t) \rangle|}{\|\psi_{w_c, \beta}(t)\| \|x(t)\|} \quad (6.4.2)$$

El factor de correlación  $k$  se obtiene correlacionando la wavelet Laplace  $\psi_{w_c, \beta}(t)$  con respecto a las señales de DP (particularmente, las señales utilizadas como señales de referencia). En este caso,  $w_c$  y  $\beta$  se varían en un rango previamente establecido.

De acuerdo con (6.4.2), para cada factor de correlación se tiene un valor asignado a  $w_c$  y otro para  $\beta$ . Lo anterior se cumple, dado que  $C$  es un valor que solo afecta la magnitud de la wavelet Laplace, entonces, el valor  $C$  se fija en la unidad y se definen una serie de valores que definen las combinaciones de  $w_c$  y  $\beta$ . Por consiguiente, el valor máximo obtenido de  $k$ , será utilizado para establecer los parámetros de  $w_c$  y  $\beta$  de la función wavelet Laplace.

## Definición y cálculo de la EWT

La EWT se define como la magnitud instantánea de una señal  $x(t)$ . Esta magnitud se determina aplicando la transformada wavelet definida por (5.2.1), donde la wavelet madre  $\psi$  debe ser una señal compleja, la cual a su vez produce coeficientes complejos que se pueden expresar como [98]:

$$WT(a, b) = A(t)e^{j\theta(t)} \quad (6.4.3)$$

donde,  $\theta(t)$  es la fase y  $A(t)$  es la magnitud instantánea, también conocida como envolvente de la transformada wavelet y ésta se puede representar por [99]:

$$A(t) = EWT = \sqrt{\{Re[WT(a, b)]\}^2 + \{Im[WT(a, b)]\}^2} \quad (6.4.4)$$

En consecuencia, las señales de DP serán analizadas mediante la EWT con el objetivo de evaluar la posición de la descarga a lo largo de las diferentes secciones del devanado. Por otro lado, es importante resaltar que la EWT reduce la dispersión de datos tanto en el tiempo como en frecuencia.

### **Algoritmo propuesto usando wavelet Laplace**

Para la localización de DPs se propone el algoritmo mostrado en la Figura 6.10. El primer paso consiste en definir los parámetros de la wavelet Laplace, lo que se hace una vez que las señales de referencia  $x_{dp}^{(i)}$  han sido simuladas. El proceso sobre la parametrización de la wavelet se aborda en la Sección 6.5, donde a su vez se establecen los criterios para la parametrización de la wavelet.

Una vez que se tienen los parámetros para la wavelet Laplace, se procede a calcular la EWT para cada señal de referencia  $x_{dp}^{(i)}$ , tal que los coeficientes  $EWT_{dp}^{(i)}$  son almacenados para posteriormente compararlos con respecto a una señal de DP desconocida  $y_{dp}^{(k)}$ . De hecho, también se calcula la EWT para la señal de DP  $y_{dp}^{(k)}$  y los coeficientes  $EWT_{dp}^{(k)}$  son utilizados para calcular la divergencia respecto a cada uno de los coeficientes de referencia  $EWT_{dp}^{(i)}$ .

En particular, este algoritmo se basa en utilizar la divergencia de Hellinger descrita en (6.2.3). Además, la divergencia se calcula usando  $EWT_{dp}^{(k)}$  y  $EWT_{dp}^{(i)}$ , así que se tendrá un valor de divergencia correspondiente a cada una de las secciones del devanado y el valor mínimo indicará la posición de la descarga.

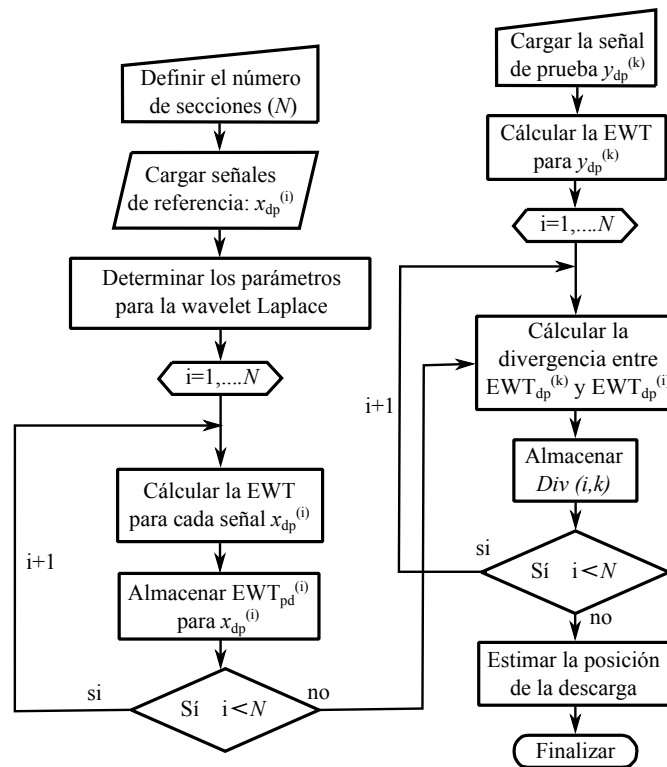


Figura 6.10: Algoritmo para localización de DPs usando EWT.

## 6.5. Resultados teóricos

### 6.5.1. Aplicación del algoritmo basado en la DWT

En esta subsección se muestran los resultados obtenidos para la localización de DPs en devanados usando la DWT como herramienta principal para el procesamiento de las señales. El proceso de localización se lleva a cabo usando las divergencias descritas con anterioridad, y los resultados son analizados para cada una de éstas, esto con el propósito de establecer alguna diferencia entre una o varias de las divergencias utilizadas. Además, con esto se puede determinar cuál de las divergencias utilizadas es más apropiada para emplearse en la localización de DPs.

## Resultados usando diferentes divergencias

Con el propósito de evaluar las divergencias descritas, consideré que las señales de referencia (pulso de descarga igual a  $5\mu s$ ) son procesadas usando la DWT, donde la wavelet madre seleccionada corresponde a la Db7 y el nivel de descomposición  $j$  es igual a 5. Por otro lado, se toma en cuenta que las señales de DP para el proceso de validación son las señales generadas con un pulso de descarga igual a  $1\mu s$ , entonces, con ambas bases de datos se procede a validar el algoritmo propuesto.

La divergencia de Kullback-Leibler fue utilizada inicialmente para validar el algoritmo mostrado en la Figura 6.9 y sus resultados se pueden ver en la Tabla 6.1. Estos resultados corresponden a descargas parciales simuladas a largo de las diferentes secciones del devanado y corresponden a la simulación de un pulso de descarga en la sección  $k$ , de modo que la señal capturada en la resistencia de carga ( $R_{med}$ ) es procesada usando la DWT hasta el nivel de descomposición  $j$ , y los coeficientes de aproximación  $cA_j^{(k)}$  son utilizados para determinar la divergencia con respecto a cada uno de los coeficientes  $cA_j^{(i)}$ , donde  $i$  corresponde a la señal de referencia de la sección  $i$ .

Tabla 6.1: Resultados usando DWT y divergencia de Kullback-Leibler.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>1.34259</b>	1.11456	1.27247	1.74880	2.83107	2.05386	2.78994	2.32291	3.16653	5.06059
2	1.80610	<b>0.99583</b>	1.17742	2.36321	2.27256	2.03626	2.86860	2.75951	3.35863	5.09998
3	1.40078	1.44648	<b>0.98392</b>	1.59885	2.02280	1.79459	2.31673	2.49572	2.73956	4.76452
4	1.56258	1.67264	1.21203	<b>1.24167</b>	1.82579	1.69980	1.74369	1.88969	2.55022	4.57491
5	1.99584	1.95723	1.49158	1.76762	<b>0.97973</b>	1.00801	1.70705	1.81897	2.31558	4.37891
6	2.30711	1.99068	1.73582	2.04667	0.99111	<b>0.94170</b>	1.40359	1.57098	2.08585	4.28422
7	2.64306	2.42542	2.31829	2.39751	1.61519	1.34204	<b>0.83376</b>	1.15113	2.00642	4.01697
8	3.50517	3.17145	3.14344	3.31973	1.72517	1.67826	1.14902	<b>0.65805</b>	1.85183	3.78057
9	3.98602	3.98417	3.63996	3.68412	2.16337	2.13621	1.72467	<b>0.65781</b>	1.01011	3.02629
10	10.28023	9.87770	8.54786	7.33839	6.22963	4.96179	3.33697	1.59877	<b>0.41492</b>	<b>0.55400</b>

Para el cálculo de la divergencia de Kullback-Leibler se deben calcular las distribuciones de probabilidad  $p^{(k)}$  y  $q^{(i)}$  definidas por (4.3.6). Entonces, para la descarga ocurrida en la sección  $k$  del devanado, los valores de divergencia con respecto a cada señal de referencia deben ser determinados. Esto se hace usando las distribuciones de probabilidad  $p^{(k)}$  y  $q^{(i)}$ , ambas producidas por los coeficientes de aproximación  $cA_j^{(k)}$  y  $cA_j^{(i)}$  respectivamente.



De acuerdo con la Tabla 6.1, se considera que la descarga ocurre en la *sección 1*, donde los valores mostrados en la columna 1 corresponden a los valores de divergencia con respecto a cada una de las señales de referencia. En este sentido, la posición de la descarga se estima mediante el valor mínimo de divergencia, que en este caso es igual a 1.34259 y corresponde a la sección 1. Por lo tanto, la posición de la descarga es estimada con exactitud. Sin embargo, para una descarga que ocurre en la *sección 9*, el valor mínimo de divergencia es igual a 0.41492 y corresponde a la *sección 10*, entonces, la posición estimada para la descarga es incorrecta, ya que no corresponde con el punto de ocurrencia de la descarga. Sin embargo, la posición estimada es muy cercana a la posición donde se presentó la descarga.

Por otro lado, los resultados para la divergencia de Pearson son mostrados en la Tabla 6.2. Estos resultados se interpretan de igual forma que los resultados mostrados con anterioridad. Consecuentemente, para una descarga que ocurre en la *sección 2*, los valores de divergencia son los mostrados en la columna 2 y el valor mínimo es igual a 22.22462, el cual corresponde con la señal de referencia de la *sección 1*. Esto significa que la posición estimada para la descarga es incorrecta y lo mismo ocurre para la mayoría de los casos presentados. Por lo tanto, la divergencia de Person no es apropiada para esta aplicación.

Tabla 6.2: Resultados usando DWT y divergencia de Pearson.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	30.22225	<b>22.22462</b>	85.51527	60.01980	2034.52468	96.13158	223.42963	69.59847	329.99291	44.33100
2	24254.62925	13173.34634	173.77825	79455.28122	620.22306	107587.57691	3457.04298	8742.82846	1179.36516	250.01867
3	730.54403	1171.67105	202.01873	676.45849	66.41442	103.45031	91.36752	164.61599	19.71418	28.27590
4	<b>17.04896</b>	217.11777	55.86312	<b>10.17670</b>	24.49538	194.53612	<b>16.54206</b>	140.29892	17.38298	27.09329
5	392.95972	48.74031	102.02222	989.95318	65.93400	333.40154	108.49819	66.80420	50.65199	28.98694
6	93.99199	40.12488	<b>36.12438</b>	163.25564	39.85749	<b>8.31567</b>	51.54742	<b>12.40361</b>	31.42502	26.19606
7	250.56253	62.88180	39.29057	17.92699	<b>19.72544</b>	56.70225	59.56161	12.92273	29.28940	24.87404
8	238.45890	140.51965	934.63004	1076.61421	31.00190	461.04043	175.31283	65.87461	31.79636	19.68064
9	235.36110	74.33484	151.56288	275.38667	45.83516	144.04024	41.47729	55.20421	<b>4.75356</b>	8.08506
10	579.05883	564.40899	1285.27491	127.61819	7259.77690	1741.64995	8919.83029	48.82226	7.59466	<b>1.84988</b>

En las Tablas 6.3 y Tabla 6.4 se muestran los resultados usando la divergencia de LeCam y Hellinger, respectivamente. En ambas tablas se puede observar que el valor mínimo de divergencia está entre 0 y 1, es decir, para descargas que ocurren en la *sección k*, el valor mínimo de divergencia estará dado

con respecto a la señal de referencia de la *sección i*, el cual debe coincidir con la punto de ocurrencia de la descarga o bien será cercano a la posición real. Por ejemplo, para una descarga que ocurre en la *sección 9* y usando la divergencia de LeCam, el valor mínimo es igual a 0.27408, sin embargo, este valor corresponde a la *sección 10*, lo que significa que la descarga estimada es incorrecta, pero cabe resaltar que es próxima a la sección verdadera.

Tabla 6.3: Resultados usando DWT y divergencia de LeCam.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.57320</b>	0.58024	0.66025	0.87192	1.23461	1.16161	1.29616	1.20691	1.36684	1.81774
2	0.68271	<b>0.42356</b>	0.58366	0.99665	1.03452	1.01908	1.31452	1.30660	1.41536	1.82460
3	0.58445	0.58785	<b>0.45274</b>	0.79111	0.96554	1.00957	1.19425	1.27344	1.27555	1.78469
4	0.75978	0.72559	0.53405	<b>0.63795</b>	0.92714	0.94829	1.06907	1.01508	1.25804	1.76208
5	0.89274	0.89416	0.75022	0.77487	<b>0.54056</b>	0.58583	0.90514	0.99679	1.22249	1.76809
6	1.00284	0.93300	0.86298	0.83498	0.54843	<b>0.54460</b>	0.80534	0.87112	1.13138	1.75044
7	1.17821	1.05876	1.06685	1.14708	0.91771	0.73808	<b>0.55032</b>	0.70632	1.02440	1.74201
8	1.30704	1.20177	1.24050	1.35296	0.94074	0.80356	0.64216	<b>0.45875</b>	0.93597	1.70595
9	1.31430	1.31366	1.34255	1.44731	0.93270	0.96073	0.96332	0.48698	0.61285	1.49247
10	1.58211	1.58067	1.58525	1.66070	1.54607	1.59154	1.40217	1.05620	<b>0.27408</b>	<b>0.30647</b>

Para el caso de la divergencia de Hellinger, los resultados presentados en la Tabla 6.4 muestran un comportamiento muy similar a los mostrados en la Tabla 6.3. De hecho, cuando la descarga ocurre en la *sección 9*, la estimación de la descarga es errónea, ya que el valor mínimo se presenta con respecto a la señal de referencia de la *sección 10* y es igual a 0.29569.

Tabla 6.4: Resultados usando DWT y divergencia Hellinger.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.45818</b>	0.44080	0.47367	0.56660	0.68613	0.64001	0.70526	0.66888	0.72382	0.86806
2	0.51273	<b>0.38319</b>	0.44898	0.61284	0.62035	0.60216	0.70982	0.70456	0.74128	0.86776
3	0.45838	0.47020	<b>0.39646</b>	0.52981	0.59661	0.59466	0.66101	0.68745	0.69108	0.85010
4	0.50948	0.51285	0.43422	<b>0.46599</b>	0.57849	0.57321	0.60185	0.60351	0.67569	0.83953
5	0.56956	0.57086	0.50768	0.53636	<b>0.42812</b>	0.44256	0.56750	0.59871	0.66006	0.83774
6	0.60764	0.57650	0.55122	0.56895	0.43070	<b>0.42595</b>	0.52685	0.55525	0.63107	0.83034
7	0.64881	0.62319	0.62388	0.64903	0.55974	0.50794	<b>0.42086</b>	0.48691	0.60327	0.82259
8	0.71265	0.68534	0.69702	0.72321	0.565946	0.54174	0.46808	<b>0.37646</b>	0.57524	0.80631
9	0.70966	0.72251	0.72333	0.75122	0.58643	0.60059	0.57914	0.38235	0.44341	0.73760
10	0.82295	0.82525	0.82756	0.84703	0.82054	0.82021	0.74706	0.58709	<b>0.29569</b>	<b>0.32383</b>

Los porcentajes de localización usando diferentes pulsos descarga se pueden ver en la Tabla 6.5, donde las señales de referencia corresponden al pulso de descarga con  $t_{ref}$  igual a  $5\mu s$ . A partir de estos resultados se puede ver que entre más cercana es la duración del pulso con respecto al

pulso de referencia, mayor porcentaje de localización se obtendrá. Esto se puede observar cuando la duración del pulso de descarga es igual a  $3.5\mu s$ , cuyos resultados alcanzan el 100 % de exactitud para diferentes tipos de divergencias, excepto la divergencia de Pearson. Además, se puede concluir que la divergencia de Pearson no es apropiada para esta aplicación, ya que produce resultados inferiores al 50 % de exactitud.

Tabla 6.5: Porcentajes de localización de DPs.

Duración del pulso ( $\mu s$ )	% de acuerdo con la divergencia			
	<i>DKL</i>	<i>DPE</i>	<i>DLC</i>	<i>DH</i>
1	80	40	90	90
3.5	100	30	100	100
10	90	20	80	80

Por otro lado, en las Tablas 6.6 y 6.7 se pueden observar los resultados correspondientes para la localización de DPs usando la divergencia de Kullback-Leibler. Estos resultados corresponden a los diferentes tiempos de duración utilizados para generar los pulsos de descarga. Por ejemplo, en la Tabla 6.6 se presentan los resultados para pulsos de descarga de  $3.5\mu s$  y se puede ver que cada descarga simulada es estimada con exactitud. Sin embargo, para pulsos de descarga de  $10\mu s$  los resultados difieren un poco, ya que la descarga de la *sección 9* está mal estimada debido a que el valor mínimo de divergencia se produce con respecto a la señal de referencia de la *sección 8*.

Tabla 6.6: Resultados con señales de prueba de  $3.5\mu s$ , Db7 y escala igual a 5.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>1.87205</b>	1.63329	1.55447	2.57771	2.41967	2.37242	1.78203	1.56486	1.90844	3.56679
2	2.17846	<b>1.55793</b>	1.58708	2.51974	1.83566	1.93007	2.11027	1.86666	1.90536	3.49682
3	2.24959	1.93513	<b>1.39167</b>	2.03159	1.70014	1.88932	1.84701	1.67905	1.46299	3.12615
4	2.46703	2.28085	1.68811	<b>1.51567</b>	1.64821	1.82690	1.74582	1.43621	1.33829	2.84296
5	2.81409	2.40872	2.06214	2.05278	<b>1.10484</b>	1.19477	1.54695	1.45305	1.27615	2.81716
6	3.09372	2.48087	2.22651	2.27179	1.23888	<b>1.10757</b>	1.35907	1.17100	1.18778	2.71290
7	3.26861	2.65904	2.37784	2.57017	1.70778	1.59857	<b>0.81220</b>	0.81955	0.92933	2.57008
8	3.92712	3.14135	3.00196	2.90614	1.93554	1.92643	1.21695	<b>0.56449</b>	0.83518	2.38270
9	4.91555	4.04153	3.90233	3.92787	2.40987	2.77149	1.95102	0.74099	<b>0.71928</b>	2.05257
10	9.28900	8.55857	7.38052	6.69967	5.53467	5.06289	3.46809	1.84949	1.10313	<b>0.53218</b>

Finalmente, se concluyó que las divergencias Kullback-Leibler, LeCam y Hellinger presentan buenos resultados para diferentes pulsos de descarga. Además, la divergencia de Kullback es capaz de generar mejores resultados para pulsos de descarga con mayor tiempo de duración.

Tabla 6.7: Resultados con señales de prueba de  $10\mu s$ , Db7 y escala igual a 5.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>2.61409</b>	2.46556	2.45812	1.90272	1.57171	1.27144	1.32889	1.45182	1.39771	1.95242
2	2.64088	<b>2.43833</b>	2.37376	1.90912	1.64330	1.32123	1.37904	1.51316	1.40475	1.94169
3	2.79552	2.58669	<b>2.24811</b>	1.77841	1.47862	1.21640	1.39726	1.56555	1.31649	1.81729
4	2.95082	2.78615	2.38923	<b>1.69586</b>	1.39124	1.16277	1.39036	1.44231	1.16340	1.70652
5	3.13624	2.92116	2.61782	1.89745	<b>1.37308</b>	1.12127	1.35193	1.40630	1.11153	1.59715
6	3.26127	2.98906	2.75469	2.02738	1.45135	<b>1.09185</b>	1.23912	1.27584	1.01305	1.49256
7	3.38944	3.15800	2.90722	2.10861	1.56849	1.13912	<b>1.04273</b>	1.06844	0.91754	1.35620
8	3.64202	3.44405	3.19327	2.20087	1.71264	1.29340	1.18133	<b>0.99500</b>	<b>0.78262</b>	1.24306
9	4.08287	3.85534	3.36449	2.46184	2.11953	1.70792	1.52180	1.25397	0.78703	1.08737
10	7.11278	6.65170	5.80996	4.64943	3.80161	3.09967	2.59161	2.06935	1.21110	<b>0.63511</b>

### Resultados modificando la divergencia de Kullback-Leibler

Recordando que la divergencia de Kullback-Leibler presenta muy buenos resultados para la localización de DPs, en este trabajo se propone una expresión basada en esta divergencia. Por lo tanto, partiendo de los resultados obtenidos para la divergencia, en algunos casos se pudo observar que la divergencia produce valores mayores a 1 y teniendo presente la similitud que existe entre cada una de las señales de DP, en este trabajo se propone una modificación a la divergencia de Kullback-Leibler, la cual incluye información de todas las señales de referencia. Esta expresión se define por:

$$\beta_{SKL}(i) = \frac{1}{2} S_{DKL}(p||q_i) + \frac{1}{2(N-1)} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \left( \frac{S_{DKL}(p||q_j)}{\sum_i S_{DKL}(p||q_i)} \right)^2 \quad (6.5.1)$$

De acuerdo con la expresión (6.5.1), el primer término corresponde al punto de ocurrencia de la descarga y reduce el valor de la divergencia siempre y cuando  $S_{DKL}$  sea menor a la unidad, mientras que el segundo término representa la probabilidad de que la descarga no corresponda a su posición real. Por consiguiente, el segundo término aumentará el valor  $\beta_{SKL}$  en caso de que la descarga no corresponda a su posición original.

En consecuencia, los resultados para la expresión propuesta se pueden ver en las Tablas 6.8, 6.9 y 6.10. Por ejemplo, en la Tabla 6.8 se puede ver que los valores mínimos de divergencia están entre 0

y 1, valores que a su vez definen la posición de la descarga. Además, se puede ver que los valores de divergencia incrementan conforme la descarga se aleja de la posición real. Es decir, si una descarga ocurre en la *sección 5*, los valores de divergencia menores a 1 se producirán muy cerca del punto de ocurrencia, mientras que los valores mayores a 1 se obtienen con respecto a las señales de referencia que están más alejadas del punto de ocurrencia. También se puede ver que la descarga de la *sección 9* está mal estimada, sin embargo, está muy cerca de la posición real.

Tabla 6.8: Resultados con señales de prueba de  $1\mu s$ , Db7, escala igual a 5 y DKL modificada.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.68052</b>	0.56697	0.64567	0.88183	1.42242	1.03354	1.40026	1.16687	1.58851	2.53552
2	0.91219	<b>0.50762</b>	0.59817	1.18885	1.14347	1.02475	1.43953	1.38475	1.68441	2.55520
3	0.70960	0.73287	<b>0.50145</b>	0.80689	1.01871	0.90405	1.16400	1.25312	1.37533	2.38759
4	0.79048	0.84591	0.61546	<b>0.62838</b>	0.92029	0.85670	0.87781	0.95062	1.28078	2.29285
5	1.00702	0.98813	0.75518	0.89123	<b>0.49751</b>	0.51107	0.85950	0.91531	1.16360	2.19491
6	1.16258	1.00485	0.87723	1.03068	0.50320	<b>0.47794</b>	0.70791	0.79148	1.04885	2.14759
7	1.33045	1.22209	1.16826	1.20599	0.81507	0.67798	<b>0.42317</b>	0.58178	1.00918	2.01405
8	1.76120	1.59482	1.58045	1.66671	0.87001	0.84594	0.58071	<b>0.33541</b>	0.93196	1.89591
9	2.00141	2.00079	1.82842	1.84872	1.08893	1.07466	0.86831	0.33529	0.51138	1.51895
10	5.14327	4.94201	4.27727	3.67290	3.11836	2.48457	1.67331	0.80536	<b>0.21389</b>	<b>0.28312</b>

Tabla 6.9: Resultados con señales de prueba de  $3.5\mu s$ , Db7, escala igual a 5 y DKL modificada.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.94328</b>	0.82430	0.78483	1.29526	1.21640	1.19246	0.89680	0.78784	0.95903	1.78847
2	1.09643	<b>0.78663</b>	0.80112	1.26630	0.92469	0.97151	1.06069	0.93840	0.95750	1.75352
3	1.13198	0.97516	<b>0.70346</b>	1.02237	0.85699	0.95115	0.92925	0.84481	0.73683	1.56838
4	1.24066	1.14793	0.85161	<b>0.76453</b>	0.83105	0.91997	0.87872	0.72363	0.67460	1.42693
5	1.41411	1.21183	1.03852	1.03296	<b>0.55955</b>	0.60413	0.77939	0.73204	0.64358	1.41404
6	1.55386	1.24788	1.12066	1.14240	0.62653	<b>0.56055</b>	0.68555	0.59125	0.59948	1.36196
7	1.64125	1.33691	1.19627	1.29150	0.86081	0.80590	<b>0.41232</b>	0.41575	0.47044	1.29061
8	1.97030	1.57790	1.50807	1.45936	0.97459	0.96969	0.61455	<b>0.28833</b>	0.42342	1.19700
9	2.46415	2.02762	1.95779	1.96977	1.21151	1.39175	0.98118	0.37651	<b>0.36554</b>	1.03205
10	4.64822	4.28278	3.69393	3.35373	2.77094	2.53533	1.73828	0.92984	0.55722	<b>0.27217</b>

En la Tabla 6.9 se puede ver muy claramente el comportamiento de la expresión propuesta. Por ejemplo, se observa que para una descarga ocurrida en la *sección 4*, los valores de divergencia son mayores a la unidad, excepto el valor que se produce con respecto a la señal de referencia de la posición 4 y que es igual a 0.76453 (posición de la DP). De manera similar ocurre para una descarga que se presenta en la *sección 10* del devanado, donde solo existe un valor menor a la unidad y corresponde a la posición estimada, que a su vez coincide con el punto de ocurrencia. En algunos casos, existe

Tabla 6.10: Resultados con señales de prueba de  $10\mu s$ , Db7, escala igual a 5 y DKL modificada.

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga ("k")									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>1.31300</b>	1.23873	1.23485	0.95726	0.79181	0.64174	0.66996	0.73110	0.70375	0.98119
2	1.32639	<b>1.22513</b>	1.19270	0.96045	0.82756	0.66659	0.69500	0.76172	0.70726	0.97584
3	1.40367	1.29927	<b>1.12991</b>	0.89515	0.74531	0.61425	0.70410	0.78787	0.66324	0.91376
4	1.48128	1.39894	1.20043	<b>0.85391</b>	0.70166	0.58747	0.70065	0.72635	0.58686	0.85847
5	1.57394	1.46641	1.31465	0.95462	<b>0.69259</b>	0.56674	0.68147	0.70838	0.56098	0.80388
6	1.63642	1.50034	1.38304	1.01953	0.73169	<b>0.55205</b>	0.62514	0.64324	0.51184	0.75167
7	1.70047	1.58476	1.45925	1.06011	0.79020	0.57566	<b>0.52706</b>	0.53968	0.46416	0.68358
8	1.82668	1.72769	1.60217	1.10620	0.86220	0.65270	0.59628	<b>0.50300</b>	<b>0.39681</b>	0.62709
9	2.04696	1.93318	1.68772	1.23655	1.06538	0.85962	0.76627	0.63232	<b>0.39901</b>	0.54934
10	3.56043	3.32989	2.90907	2.32866	1.90473	1.55371	1.30000	1.03925	0.61066	<b>0.32340</b>

más de un valor de divergencia menor a 1; sin embargo, los valores de más pequeños se obtienen con respecto a las señales de referencia que están más cerca del punto de ocurrencia.

Por otro lado, para descargas con tiempo de duración de  $10\mu s$  (ver Tabla 6.10), el comportamiento de la nueva expresión difiere un poco respecto a los anteriores resultados, particularmente cuando las descargas ocurren dentro de las primeras 3 secciones del devanado, ya que produce valores mayores a 1, sin embargo, la estimación de las descargas es correcta, excepto cuando la descarga ocurre en la *sección 9*. De hecho, los valores de divergencia con respecto a las señales de referencia de la *sección 8* y *sección 9* son muy similares. Esto es bueno ya reduce el error de estimación con respecto a su posición real.

### 6.5.2. Aplicación del algoritmo basado en la EWT

Con el objetivo de validar el algoritmo de localización basado en la EWT, en esta subsección se presentan los parámetros utilizados para la wavelet Laplace, así como las envolventes para las señales de DP. En este sentido, los coeficientes EWT obtenidos por la transformada wavelet serán utilizados para la localización de descargas mediante el uso de la divergencia de Hellinger, también conocida como distancia de Hellinger.

## Parametrización de la wavelet Laplace

Para establecer los parámetros para la wavelet Laplace definida en (6.4.1), las señales de referencia son analizadas usando la wavelet Laplace, donde la frecuencia central toma valores desde  $60 \text{ kHz}$  hasta  $500 \text{ kHz}$ , con intervalos de  $1 \text{ kHz}$ . Por otro lado, el factor de amortiguamiento tomará valores entre 0.01 y 0.5, con incrementos de 0.01. En consecuencia, para cada señal de referencia se determina el factor de correlación  $k$  para los rangos de valores de  $w_c$  y  $\beta$  previamente establecidos.

En la Tabla 6.11 se presenta el factor de correlación máximo  $k$  entre la wavelet Laplace y cada una de las señales de referencia. También se muestran los parámetros correspondientes para la wavelet Laplace ( $w_c$  y  $\beta$ ), los cuales producen el máximo valor de correlación.

Tabla 6.11: Parámetros para la wavelet la Laplace y DPs a lo largo del devanado.

Sección	Pulso de $1\mu s$			Pulso de $3.5\mu s$			Pulso de $5\mu s$			Pulso de $10\mu s$		
	Parámetros		$k$	Parámetros		$k$	Parámetros		$k$	Parámetros		$k$
	$w_c$ (kHz)	$\beta$		$w_c$ (kHz)	$\beta$		$w_c$ (kHz)	$\beta$		$w_c$ (kHz)	$\beta$	
1	72	0.01	0.49840	72	0.01	0.48981	72	0.01	0.47303	72	0.01	0.27385
2	68	0.01	0.45808	68	0.01	0.43458	68	0.01	0.40740	68	0.01	0.23919
3	96	0.01	0.34317	96	0.01	0.30506	96	0.01	0.25900	123	0.01	0.06801
4	101	0.01	0.54176	101	0.01	0.48351	101	0.01	0.41152	67	0.01	0.26135
5	71	0.01	0.71364	71	0.01	0.70768	71	0.01	0.69164	71	0.01	0.42854
6	71	0.01	0.65692	71	0.01	0.65071	71	0.01	0.63345	71	0.01	0.37847
7	101	0.01	0.55108	101	0.01	0.49037	101	0.01	0.41613	67	0.01	0.22326
8	60	0.35	0.37014	60	0.28	0.32093	60	0.25	0.29404	60	0.21	0.17443
9	68	0.02	0.48428	68	0.02	0.50197	68	0.02	0.47428	68	0.01	0.28790
10	500	0.4	0.66808	500	0.5	0.44012	500	0.5	0.38261	500	0.5	0.29467

A partir de los resultados de la Tabla 6.11, se puede concluir que la frecuencia más alta se produce con respecto a la señal de referencia de la *sección 10*, correspondiente a la última sección del devanado, tomando como referencia el terminal de alto voltaje del devanado. En conclusión, la frecuencia central obtenida en cada caso se puede considerar como la frecuencia que más se excita cuando una señal de DP ocurre a lo largo de cada una de las secciones del devanado. Entonces, los parámetros de la wavelet Laplace se definen por las señales de referencia tanto de la *sección 1*, como de la *sección N*, como sigue [100]:

$$\begin{aligned}
 w_c &= \frac{w_c^{\text{sección 1}} + w_c^{\text{sección N}}}{2} \\
 \beta &= \frac{\beta(w_c^{\text{sección 1}}) + \beta(w_c^{\text{sección N}})}{2}
 \end{aligned}
 \tag{6.5.2}$$

De acuerdo con la expresión (6.5.2), se asume que la frecuencia de excitación mínima ocurre cuando la descarga se presenta en la primera sección del devanado o cerca del terminal de alto voltaje, mientras que la frecuencia de excitación mayor se presenta cuando la descarga ocurre en la última sección del devanado o terminal de neutro.

### **EWT para las señales de DP**

Una vez que se han establecido los parámetros de la wavelet Laplace, se procede a calcular la EWT para cada una de las señales de DP, tanto las señales de referencia como las señales de prueba. Por ejemplo, en la Figura 6.11 se muestran las señales de referencia de las secciones 1, 3, 5 y 7, así como su respectiva EWT. Entonces, los coeficientes de la EWT serán los que definan la posición de la descarga mediante la mínima divergencia de Hellinger.

Adicionalmente, en la Figura 6.12 se muestran las EWT obtenidas para las señales de prueba, cuya duración del pulso es de  $10\mu s$ . Por consiguiente, para cada señal de prueba, la EWT es comparada con respecto a las EWT producidas por cada una de las señales de referencia, de modo que el valor mínimo de divergencia entre la EWT de prueba y la EWT de referencia indicará la posición de la descarga.



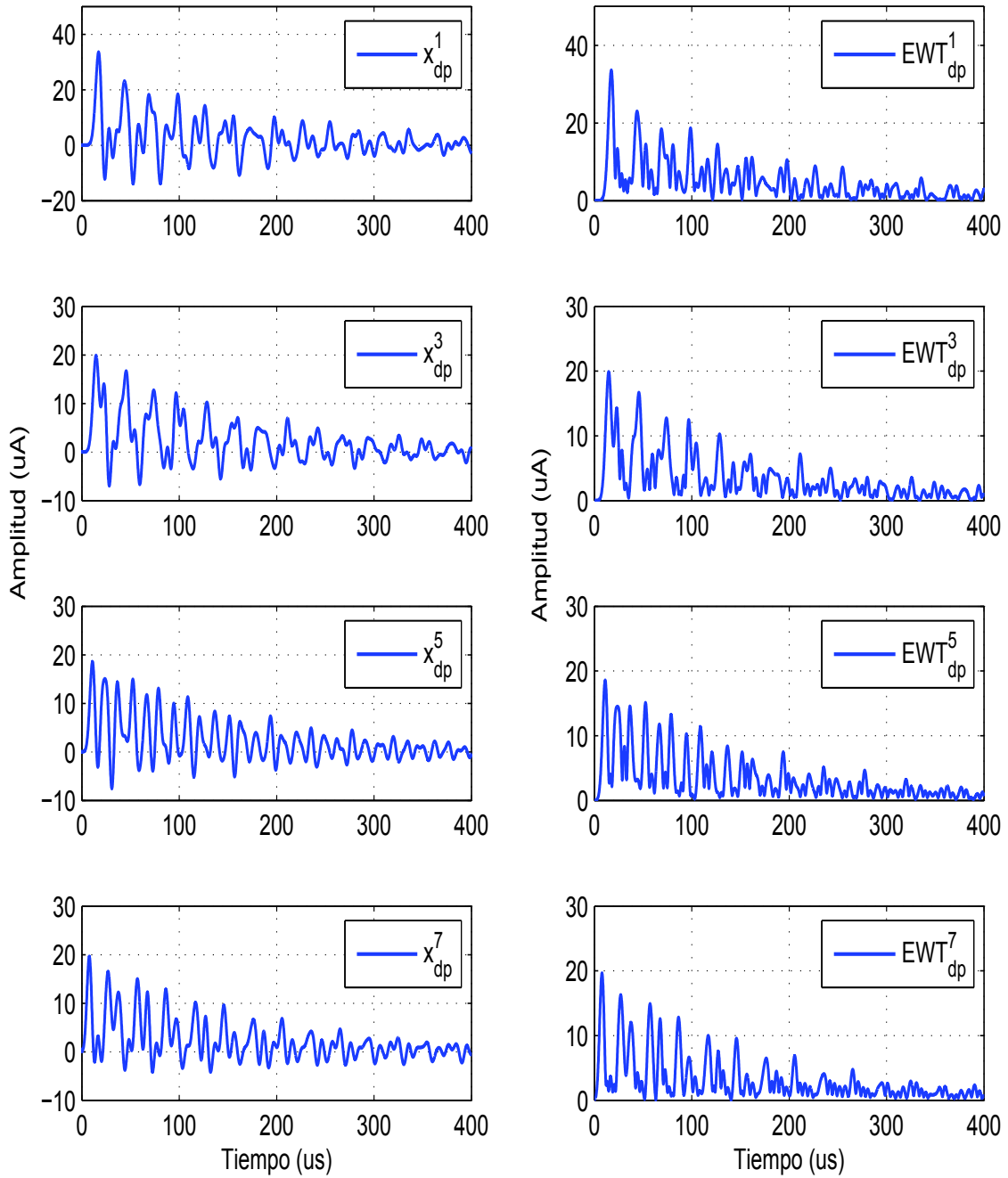


Figura 6.11: Señales de referencia con su respectiva EWT.

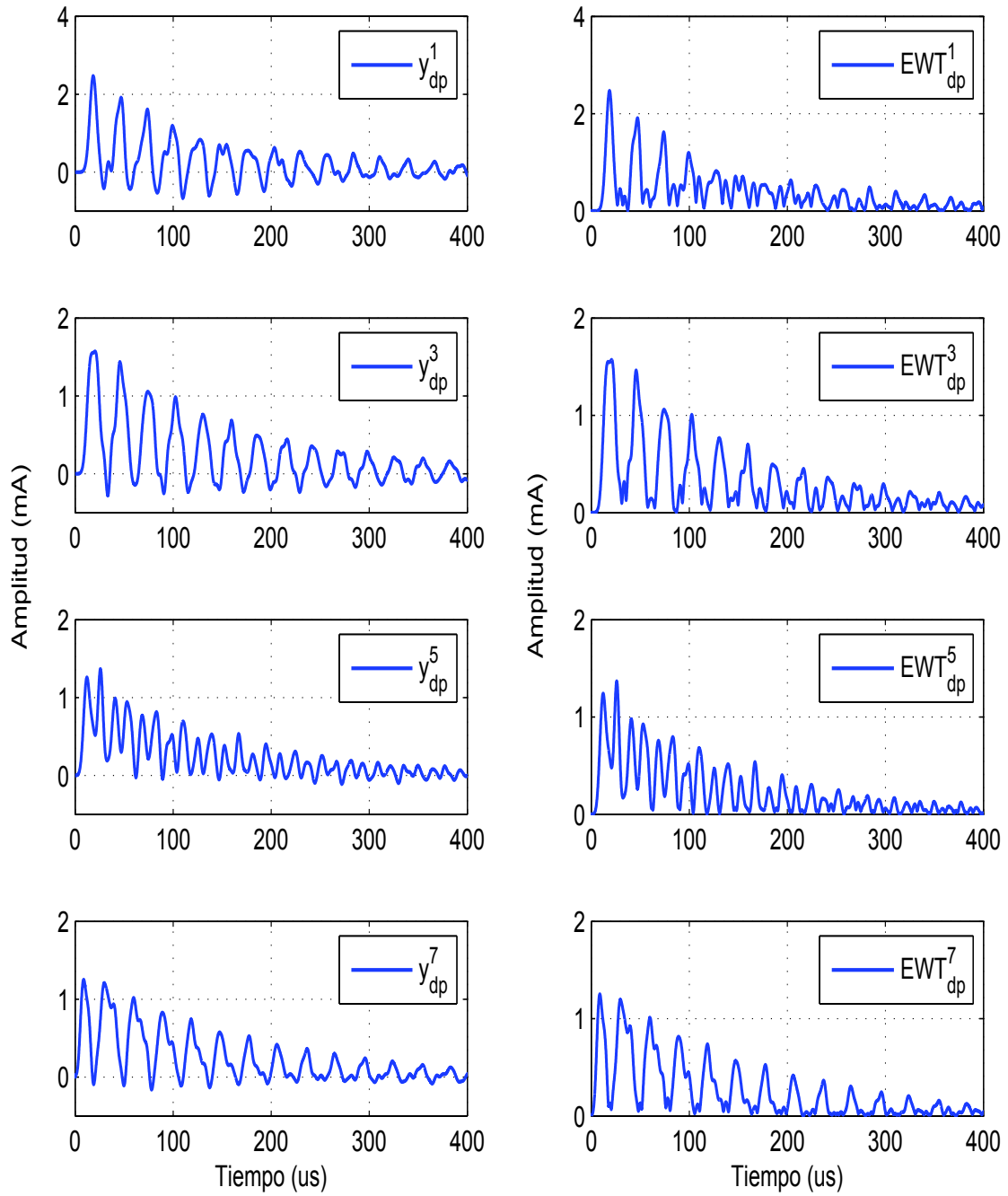


Figura 6.12: EWT para la señales de prueba con  $t_{prueba} = 10 \mu s$ .

## Resultados usando divergencia de Hellinger

El algoritmo para la localización de descargas parciales en devanados de transformadores se validó usando el modelo presentado en la Figura 6.1, cuyos resultados para cada una de las señales de prueba se pueden ver en las Tablas 6.12, 6.13 y 6.14. Los resultados muestran los valores de divergencia para una señal de DP ocurrida en la *sección k*, en donde cada columna contiene el valor con respecto a cada una de las señales de referencia.

Tabla 6.12: Resultados  $1\mu s$ .

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga "k"									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.24164</b>	0.29321	0.30250	0.31417	0.36111	0.34738	0.36794	0.36786	0.40502	0.50774
2	0.30213	<b>0.21511</b>	0.29575	0.35188	0.36635	0.34961	0.35975	0.37067	0.44409	0.50419
3	0.27876	0.30140	<b>0.24501</b>	0.31276	0.34838	0.35640	0.34522	0.37214	0.39238	0.50227
4	0.32243	0.33644	0.30070	<b>0.26528</b>	0.36631	0.33863	0.37294	0.38075	0.42357	0.50322
5	0.31045	0.33491	0.30955	0.32764	<b>0.25514</b>	0.28471	0.33453	0.34874	0.35799	0.47211
6	0.33732	0.32376	0.30367	0.32287	0.29329	<b>0.24266</b>	0.30593	0.33358	0.36302	0.44900
7	0.37528	0.36082	0.34343	0.38513	0.35017	0.29510	<b>0.24689</b>	0.33394	0.32688	0.42588
8	0.37943	0.38404	0.37254	0.42009	0.34465	0.33081	0.30239	<b>0.25270</b>	0.31866	0.39756
9	0.38793	0.41027	0.38634	0.39992	0.34399	0.34274	0.35163	0.29052	<b>0.21830</b>	0.38032
10	0.41358	0.40661	0.39486	0.42501	0.38642	0.35509	0.31028	0.29462	0.30412	<b>0.30379</b>

Tabla 6.13: Resultados  $3.5\mu s$ .

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga "k"									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.11280</b>	0.29304	0.28743	0.31698	0.35473	0.34821	0.36545	0.38000	0.39874	0.42626
2	0.29999	<b>0.09323</b>	0.28438	0.35750	0.37207	0.33862	0.37375	0.38918	0.44214	0.41532
3	0.27919	0.29304	<b>0.11532</b>	0.31165	0.34763	0.35027	0.35052	0.38061	0.39622	0.41271
4	0.31993	0.35242	0.31075	<b>0.12289</b>	0.35874	0.33451	0.38481	0.40481	0.42220	0.41462
5	0.33287	0.36134	0.33186	0.33858	<b>0.11794</b>	0.25249	0.34239	0.35137	0.35103	0.38207
6	0.35120	0.33658	0.33260	0.33522	0.25912	<b>0.11385</b>	0.31120	0.33503	0.36103	0.35755
7	0.37413	0.38285	0.35504	0.39915	0.35326	0.30430	<b>0.11909</b>	0.31293	0.32929	0.32353
8	0.38205	0.40172	0.38393	0.42495	0.35425	0.33809	0.30207	<b>0.11982</b>	0.29708	0.30422
9	0.38994	0.43053	0.39484	0.41397	0.34705	0.35444	0.34549	0.28045	<b>0.09094</b>	0.31462
10	0.42669	0.42050	0.40752	0.42287	0.38929	0.35781	0.30771	0.29505	0.30735	<b>0.11889</b>

Por ejemplo, si se consideran los resultados de la Tabla 6.12 y asumiendo que una señal de DP ocurre en la *sección 3* del devanado, entonces, la divergencia de Hellinger es calculada usando su EWT con respecto a las EWT de cada señal de referencia. Por consiguiente, el valor mínimo obtenido para la divergencia será el que define la posición de la descarga, que para este caso es igual a 0.24501 y corresponde a la señal de referencia 3; esto significa que la posición de la descarga es estimada con

Tabla 6.14: Resultados  $10\mu s$ .

Señal de referencia	Punto de ocurrencia de la descarga "k"									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	<b>0.24045</b>	0.28536	0.27153	0.29174	0.31389	0.34453	0.41701	0.41647	0.39187	0.41344
2	0.24902	<b>0.22645</b>	0.31738	0.35118	0.33100	0.33246	0.37017	0.38809	0.41166	0.41855
3	0.26933	0.24384	<b>0.22301</b>	0.31505	0.31373	0.31891	0.36923	0.41396	0.40696	0.40210
4	0.33140	0.34471	0.29590	<b>0.27540</b>	0.32595	0.35514	0.42316	0.42518	0.40690	0.41635
5	0.37058	0.35259	0.34756	0.35651	<b>0.27657</b>	0.28099	0.35228	0.36985	0.32981	0.34949
6	0.36169	0.34139	0.36997	0.37259	0.29248	<b>0.26293</b>	0.31618	0.34568	0.33189	0.35169
7	0.40771	0.39174	0.41895	0.41894	0.36415	0.30464	<b>0.24677</b>	0.28576	0.32362	0.30701
8	0.40802	0.42205	0.43509	0.39901	0.35202	0.32777	0.32357	<b>0.23844</b>	0.23855	0.28768
9	0.41627	0.43125	0.40945	0.40170	0.36414	0.34436	0.34930	0.32624	<b>0.22102</b>	0.25707
10	0.45148	0.44377	0.45216	0.45786	0.39940	0.34471	0.32153	0.30007	0.29802	<b>0.25489</b>

exactitud. El mismo proceso se sigue para los casos restantes, por ejemplo, para una descarga ocurrida en la *sección 6*, el valor mínimo de divergencia es igual a 0.24266 y se produce con respecto a la señal de referencia de la *sección 6*, correspondiente a la posición real de la descarga.

De acuerdo con los resultados mostrados en las Tablas 6.12, 6.13 y 6.14 se puede concluir que la EWT reduce la dispersión de datos en tiempo y frecuencia, produciendo resultados satisfactorios para cada una de las prueba realizadas y presentadas en este trabajo. Por lo tanto, se concluye que el porcentaje de exactitud alcanzado por el algoritmo EWT es igual al 100 % para los tres pulsos de prueba utilizados.

Por otro lado, cabe resaltar que si el modelo del transformador cambia el algoritmo puede no verse afectado, ya que la mayoría de las descargas presentan un comportamiento muy similar. Sin embargo, si el modelo de descarga cambiará es posible que se vea afectada su confiabilidad debido a que los diferentes tipos de descarga pueden presentar patrones diferentes. Esto se puede evitar si se incluye una base de datos con señales de referencia que incluyan diferentes tipos de modelos para las DPs.

# Capítulo 7

## Validación práctica de los algoritmos

### 7.1. Introducción

En este capítulo se presenta la aplicación práctica para localización de DP en devanados. La aplicación se lleva a cabo en un transformador de distribución trifásico, el cual tiene un cambiador de derivaciones de 13 posiciones en cada devanado. Con el objetivo de validar los algoritmos propuestos en este trabajo, cada toma o derivación del devanado es considerado como una sección del mismo, lo cual implica que se inyectarán señales de DP a lo largo del devanado. Esto se realiza con el propósito de conocer el punto de ocurrencia de la DP. Las dos alternativas presentadas tienen sus respectivas ventajas y desventajas, sin embargo, una de las dos propuestas es capaz de trabajar en condiciones de ruido (algoritmo basado en la DWT), mientras que el algoritmo EWT requiere que las señales sean filtradas para que su exactitud no se vea afectada.

## 7.2. Caracterización de la descarga parcial

Con el objetivo de analizar la propagación de DP a lo largo del devanado, se muestra en la Figura 7.1 el modelo propuesto para inyectar señales de DP a lo largo de las diferentes secciones del devanado. En este modelo de DP, la capacitancia  $C_2$  representa la cantidad de carga aparente inyectada al devanado, mientras que los parámetros  $C_1$  y  $R$  son utilizados para definir la forma de onda de la señal de DP.

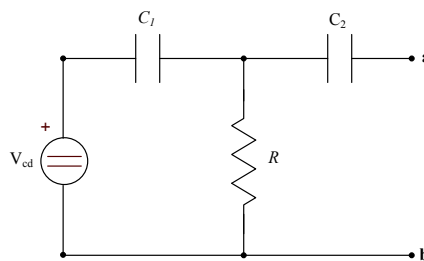


Figura 7.1: Circuito para generar la DP.

En la Figura 7.1,  $C_1$  es igual a  $151pF$  y  $R$  tiene un valor de  $50\Omega$ . Estos parámetros definen la señal de DP, la cual será inyectada en las diferentes secciones de devanado. Además, para la capacitancia  $C_2$  se consideró un valor de  $56pF$  y  $151pF$  para generar las señales de referencia y prueba, respectivamente.

Para generar los pulsos de descarga se utilizó un generador de señales (pulsos cuadrados) y como resultado se obtuvo la señal mostrada en la Figura 7.2. Esta señal responde a una respuesta oscilatoria amortiguada y se debe a que la fuente no es completamente ideal.

## 7.3. Sistema de prueba para validación

Durante la validación del algoritmo se utilizó el transformador mostrado en la Figura 7.3, este transformador corresponde a un nivel de distribución, que a su vez contiene 13 tomas por devanado.

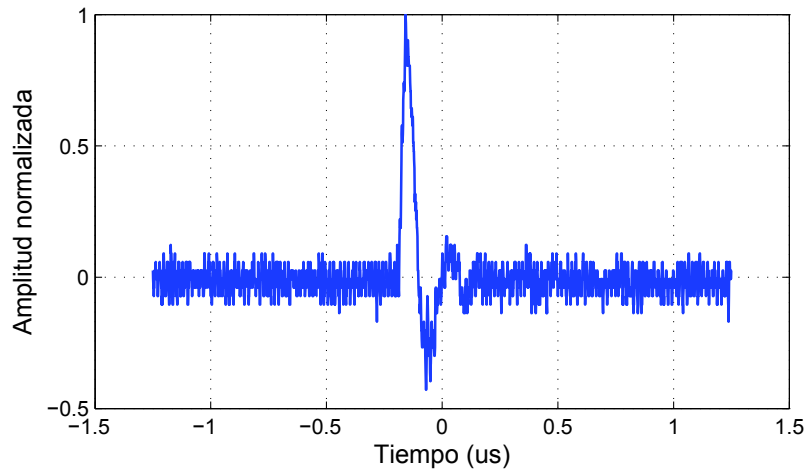


Figura 7.2: Señal de DP utilizada para inyectar pulsos de DP a lo largo del devanado.

Las descargas fueron simuladas usando el circuito de la Figura 7.1, en donde la fuente de alimentación fue un generador de señales con pulsos cuadrados, con una frecuencia de  $800\text{kHz}$ . Por otro lado, las señales fueron adquiridas a través de un resistor conectado en paralelo con el devanado del transformador, cuyo valor fue de  $R_{carga} = 100\Omega$ .



Figura 7.3: Transformador de distribución utilizado para la validación.

### 7.3.1. Adquisición de las señales de referencia

Para la adquisición de las señales de DP se utilizó un osciloscopio, cuya frecuencia de muestreo fue de  $1\text{GHz}$ . Además, las señales de referencia se obtuvieron usando un valor para la capacitancia de  $56\text{pF}$ , de modo que para cada señal de DP inyectada a lo largo de las secciones del devanado se obtuvo una señal de referencia (medida a través de la resistencia de carga). En la Figura 7.4 se pueden ver algunas de estas señales correspondientes a pulsos de descarga inyectados entre secciones del devanado. Finalmente, estas señales son tomadas como señales de referencia para la validación de los algoritmos de localización.

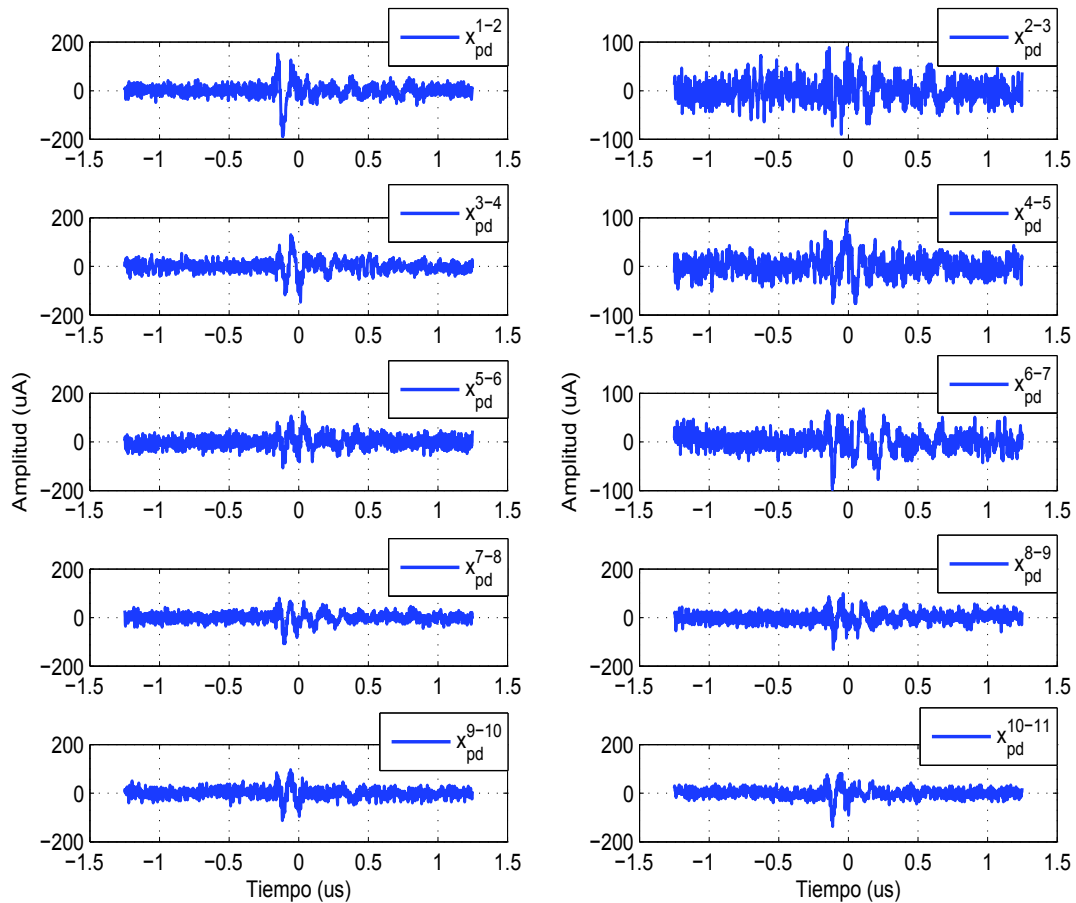


Figura 7.4: Señales de referencia para DPs ocurridas entre secciones del devanado.



### 7.3.2. Adquisición de las señales de prueba o validación

Por otro lado, las señales utilizadas para la validación se pueden ver en la Figura 7.5, donde se puede ver que presentan un comportamiento similar a las señales mostradas en la Figura 7.4. Sin embargo, las señales para la validación corresponden a un pulso de descarga con diferente amplitud. Por lo tanto, estas señales serán utilizadas para validar la localización de DP con base en los dos algoritmos propuestos en este trabajo de investigación.

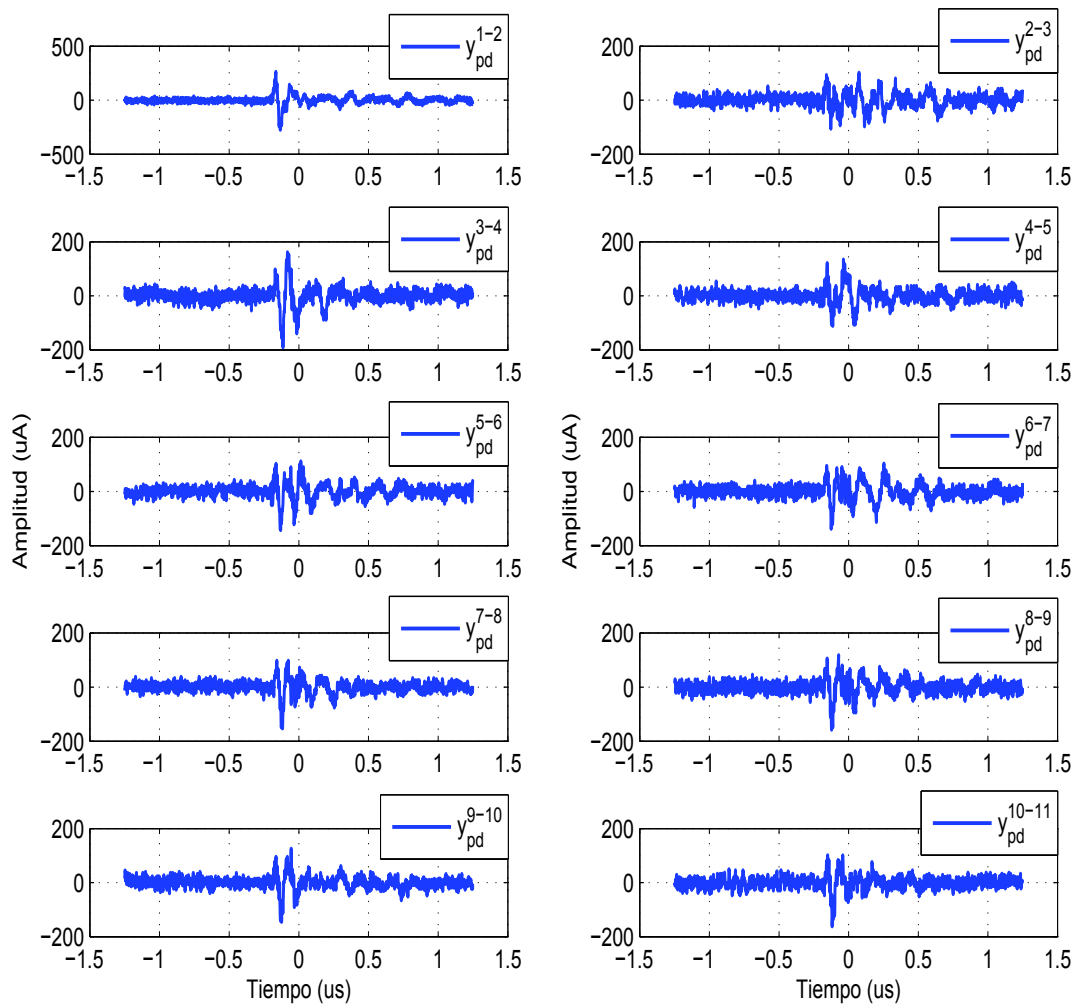


Figura 7.5: Señales de prueba para DPs entre secciones del devanado.

## 7.4. Filtrado de las señales de DP

En este trabajo, las señales de DP medidas a través de las terminales del devanado se filtraron mediante el uso de la DWT. Tal como se mostró en el capítulo 5, la función de umbral adaptativo genético descrita en (5.3.9) es la que mejores resultados proporciona para la eliminación de ruido en señales de DP, por lo tanto, en este trabajo el filtrado se lleva a cabo usando esta función de umbral.

Por consiguiente, el proceso para el filtrado de las señales de DP se puede resumir a continuación:

- Para cada señal de DP se calcula la DWT hasta el nivel máximo de descomposición  $J$ .
- Los coeficientes de aproximación  $cA_{J,k}$  y los coeficientes wavelet de cada escala  $cW_{j,k}$  son utilizados para el proceso de filtrado, donde  $j$  toma valores desde 1 hasta  $J$ .
- Después, la función definida por (5.3.9) es aplicada a los coeficientes wavelet  $cW_{j,k}$  en cada escala.
- Una vez aplicada la función GATE, los coeficientes estimados  $cW_{j,k}$  y los coeficientes de aproximación  $cA_{J,k}$  son utilizados para determinar la transformada inversa de la DWT.
- Finalmente, todos los coeficientes se suman para reconstruir la señal de DP, que a su vez corresponde a la señal filtrada.

Siguiendo el proceso antes descrito para cada una de las señales de referencia se obtienen las señales mostradas de la Figura 7.6. Estas señales corresponden a un nivel de descomposición igual a 5, donde la wavelet madre utilizada es la Daubechies 8 (Db8). Sin embargo, más adelante se presentan los resultados para otras wavelet de la familia Daubechies con el objetivo de establecer la más apropiada para el filtrado de las señales de DP.

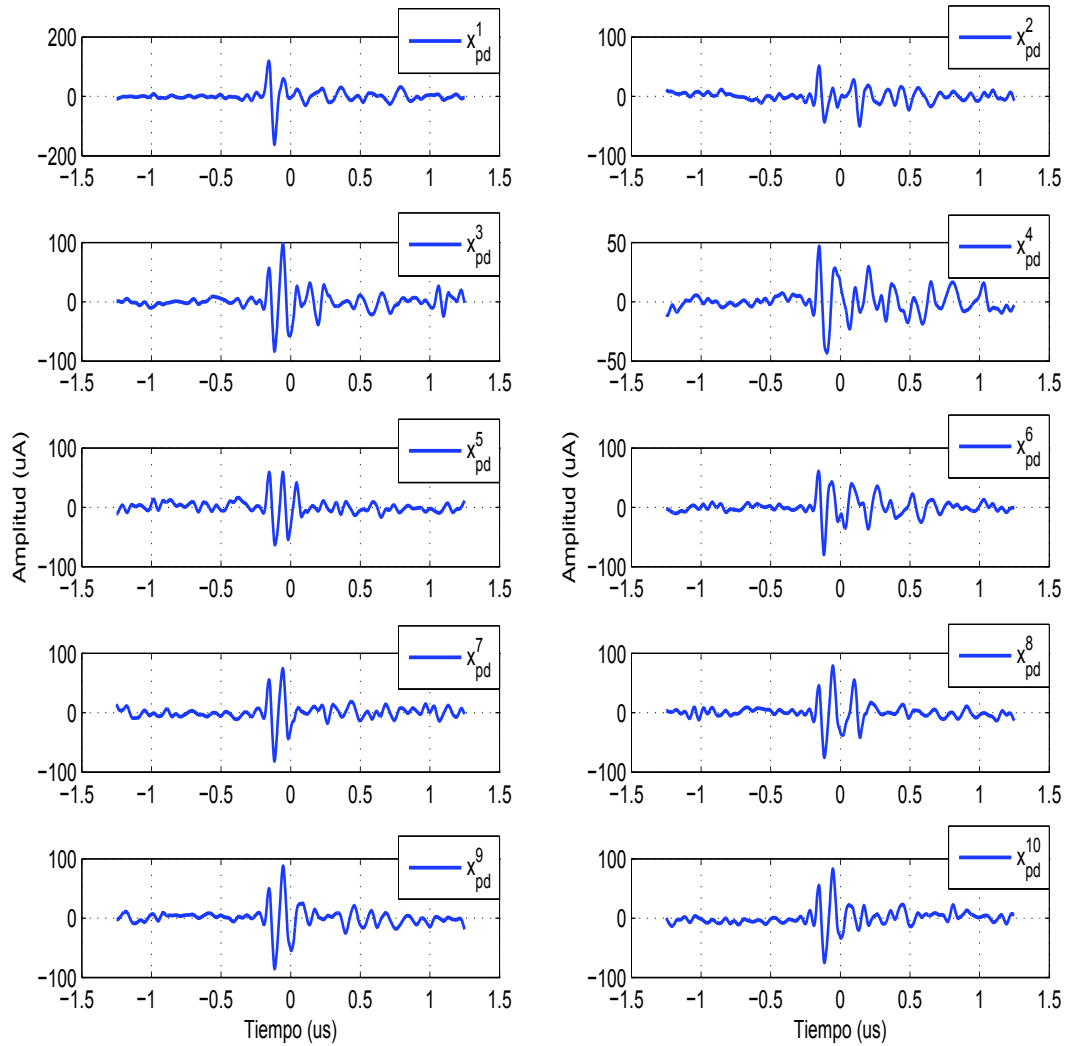


Figura 7.6: Señales de referencia filtradas para DPs a lo largo del devanado.

Con el objetivo de establecer la wavelet madre empleada para este trabajo, se analizan diferentes wavelet de la familia Daubechies. En la Tabla 7.1 se puede ver el error medio cuadrático (MSE) para cada señal de referencia filtrada, así como el error relativo (RE) y el nivel de ruido estimado (SNR). Por ejemplo, para la señal de referencia 1, el MSE obtenido para las siguientes wavelets Db7, Db8 y Db9 es 2.93920, 3.57723 y 3.34931, respectivamente. Sin embargo, estos resultados cambian para

cada una de las señales de referencia, con lo cual se concluye que la wavelet Db8 es la más apropiada para esta tarea, ya que en la mayoría de los casos produce el menor MSE con respecto a las otras wavelets mostradas.

Tabla 7.1: Errores de estimación para las señales de referencia

Señal de referencia	Wavelet Madre								
	Db7			Db8			Db9		
	MSE	RE	SNR	MSE	RE	SNR	MSE	RE	SNR
1	<b>2.93920</b>	0.36367	4.39297	3.57723	0.44261	3.53979	3.34931	0.41441	3.82571
2	2.43684	0.67037	1.73686	<b>2.38143</b>	0.65513	1.83675	2.46469	0.67803	1.68751
3	2.47846	0.43430	3.62214	<b>2.37589</b>	0.41632	3.80570	2.42800	0.42545	3.71148
4	4.10623	0.77598	1.10149	3.83907	0.72550	1.39365	<b>3.82970</b>	0.72372	1.40427
5	3.56369	0.66367	1.78050	<b>3.40134</b>	0.63343	1.98300	3.48113	0.64829	1.88229
6	<b>2.23890</b>	0.50110	3.00072	2.30696	0.51634	2.87066	2.51299	0.56245	2.49915
7	7.02924	0.77575	1.10279	<b>6.88923</b>	0.76030	1.19017	7.01145	0.77379	1.11379
8	3.84580	0.61979	2.07756	<b>3.80468</b>	0.61316	2.12424	3.85196	0.62078	2.07060
9	3.04471	0.52877	2.76730	<b>2.93975</b>	0.51055	2.91965	3.09831	0.53808	2.69151
10	4.81952	0.68237	1.65983	<b>4.78988</b>	0.67817	1.68663	4.85723	0.68770	1.62598
11	4.76077	0.68710	1.62981	<b>4.66333</b>	0.67304	1.71961	4.96274	0.71625	1.44936
12	2.88035	0.59928	2.22367	<b>2.71728</b>	0.56536	2.47678	2.85327	0.59365	2.26470

Tabla 7.2: Errores de estimación para las señales de prueba

Señal de prueba	Wavelet Madre								
	Db7			Db8			Db9		
	MSE	RE	SNR	MSE	RE	SNR	MSE	RE	SNR
1	4.33747	0.35777	4.46391	5.03292	0.41514	3.81808	<b>3.73355</b>	0.30796	5.11506
2	3.24908	0.58328	2.34122	<b>3.21619</b>	0.57738	2.38541	3.61003	0.64808	1.88373
3	<b>4.67925</b>	0.47680	3.21662	4.81938	0.49108	3.08847	5.08960	0.51862	2.85155
4	<b>3.29702</b>	0.55259	2.57597	3.83125	0.64213	1.92378	3.55002	0.59499	2.25487
5	3.77019	0.61831	2.08796	3.96332	0.64998	1.87100	<b>3.40275</b>	0.55805	2.53329
6	<b>2.57846</b>	0.37945	4.20851	3.16743	0.46612	3.31504	2.77564	0.40846	3.88849
7	<b>3.96322</b>	0.54240	2.65680	4.11902	0.56372	2.48935	4.41079	0.60365	2.19212
8	2.80938	0.39441	4.04049	3.03375	0.42591	3.70679	<b>2.57807</b>	0.36194	4.41364
9	<b>3.78432</b>	0.44984	3.46945	3.83490	0.45585	3.41179	4.14861	0.49314	3.07031
10	3.80303	0.52623	2.78826	4.05079	0.56051	2.51416	<b>3.45895</b>	0.47862	3.20012
11	4.66280	0.55305	2.57233	<b>4.47988</b>	0.53136	2.74614	5.16203	0.61227	2.13060
12	5.03263	0.65185	1.85853	<b>4.93595</b>	0.63933	1.94277	5.46954	0.70844	1.49697

Para el caso de las señales de prueba, los resultados durante el proceso de filtrado se pueden ver en la Tabla 7.2. Los resultados muestran un comportamiento muy similar a los de la Tabla 7.1, con la diferencia que la wavelet Db7 es la que produce valores más pequeños para el MSE.

## 7.5. Resultados experimentales

### 7.5.1. Resultados mediante el uso de la DWT

Para llevar a cabo el proceso de validación del algoritmo mostrado en la Figura 6.9, las señales de DP mostradas en la Figura 7.4 y Figura 7.5 son procesadas usando la DWT. Por ejemplo, considere que la wavelet *Db7* es empleada para escalar la información de la señal de DP hasta el nivel de descomposición 4, cuyos resultados para el proceso de localización de DP se pueden ver en la Tabla 7.3. De acuerdo con los resultados, se puede ver que la divergencia mínima  $\beta_{SKL}$  para cada una de las DP (ocurridas entre las secciones  $k - j$ ) se produce con respecto a la señal de referencia donde ocurrió la descarga. Por lo tanto, para este caso el algoritmo presenta un porcentaje de localización igual al 100 %.

Tabla 7.3: Resultados para DPs inyectadas entre secciones del devanado.

Señal de referencia sección	Señal de DP inyectada entre las secciones "k-j"											
	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8	8-9	9-10	10-11	11-12	12-13
$\beta_{SKL}$ con respecto a cada referencia												
1-2	<b>0.2998</b>	1.5485	1.0092	1.0383	0.8698	1.2882	0.8026	0.6540	0.5716	0.5549	0.6192	0.4472
2-3	1.1923	<b>0.2922</b>	1.1235	1.0980	0.6748	0.7677	0.9982	1.1312	0.9919	1.0318	0.8902	0.7553
3-4	0.9890	0.9468	<b>0.1951</b>	0.8767	0.9007	1.1512	0.7638	1.1312	0.7227	0.8958	0.8995	0.6100
4-5	1.0583	0.8772	1.1215	<b>0.2301</b>	0.6310	1.0219	1.1088	1.2743	1.4083	1.2576	1.1362	0.9644
5-6	1.0189	1.0238	0.7168	0.7032	<b>0.3622</b>	0.6249	0.5641	0.8066	0.8979	0.8248	0.6190	0.5637
6-7	0.9688	0.8834	1.2040	1.2043	0.5512	<b>0.2497</b>	0.6396	0.8177	1.1721	0.7496	0.6934	0.6892
7-8	0.6374	1.1066	0.9089	0.6693	0.5082	0.7451	<b>0.3480</b>	0.6346	0.7518	0.6164	0.8379	0.5683
8-9	0.6179	1.0753	0.8157	0.9473	0.6177	0.8393	0.4792	<b>0.3098</b>	0.8098	0.6168	0.7140	0.5448
9-10	0.6084	1.4194	0.6789	0.9956	0.9007	1.3182	0.8995	1.0493	<b>0.3125</b>	0.4220	0.5111	0.4510
10-11	0.7774	1.4721	0.9279	1.0060	0.8602	0.9952	0.8261	0.9060	0.6088	<b>0.1896</b>	0.3338	0.4041
11-12	0.5979	1.1490	0.8333	0.8968	0.6732	1.0350	0.7839	0.8850	0.4552	0.2799	<b>0.2466</b>	0.3946
12-13	0.4752	1.1938	0.6068	0.9233	0.6616	0.8215	0.5100	0.7696	0.5038	0.3734	0.3486	<b>0.2630</b>

Por otra lado, el algoritmo mostrado en la Figura 6.9 fue evaluado usando diferentes wavelet madre, así como diferentes niveles de descomposición. En la Tabla 7.4 se muestran los resultados para diferentes wavelets de la familia Daubechies, así como su respectivo porcentaje de localización para cada escala. De hecho, al usar diferentes wavelet madre se puede ver que el algoritmo DWT es capaz estimar con exactitud el punto de ocurrencia de la señal de PD, alcanzando el 100 % de

exactitud cuando se usan escalas menores a 5. Sin embargo, los resultados comienzan a cambiar a partir de esta escala y se puede ver que los cambios más significativos ocurren después de la escala 5, esto pasa para cada una de las wavelet madre presentadas.

Tabla 7.4: Resultados de localización de DPs usando diferentes wavelets madre.

Descargas entre secciones del devanado										
Escala	Wavelet madre									
	db6	db7	db8	db9	db10	db11	db12	db13	db14	db15
2	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
3	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
4	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
5	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	91.67
6	83.33	66.67	66.67	66.67	58.33	66.67	66.67	66.67	50.00	50.00
7	16.67	16.67	16.67	8.33	16.67	16.67	16.67	16.67	16.67	8.33
8	16.67	8.33	8.33	16.67	25.00	16.67	16.67	8.33	25.00	16.67
9	16.67	16.67	16.67	16.67	8.33	8.33	16.67	8.33	8.33	16.67
10	41.67	33.33	16.67	25.00	16.67	16.67	25.00	8.33	8.33	8.33

Descargas a través de cada sección del devanado										
Escala	Wavelet madre									
	db6	db7	db8	db9	db10	db11	db12	db13	db14	db15
2	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
3	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
4	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
5	100.00	100.00	91.67	100.00	100.00	100.00	91.67	100.00	91.67	91.67
6	83.33	50.00	83.33	91.67	66.67	58.33	58.33	83.33	66.67	50.00
7	33.33	25.00	8.33	25.00	25.00	16.67	16.67	16.67	8.33	16.67
8	16.67	25.00	25.00	25.00	33.33	25.00	25.00	25.00	16.67	16.67
9	25.00	8.33	25.00	25.00	16.67	25.00	25.00	25.00	8.33	8.33
10	8.33	8.33	16.67	16.67	25.00	25.00	16.67	25.00	25.00	16.67

## 7.5.2. Resultados obtenidos mediante el uso de la EWT

Para el algoritmo de localización basado en la EWT, los resultados obtenidos se pueden ver en la Tabla 7.5 y corresponden a señales de DP inyectadas en cada una de las secciones del devanado. Por ejemplo, cuando la descarga es inyectada en la *sección 1*, la divergencia con respecto a cada una de las señales de referencia es igual a 0.1423. Este valor se produce con respecto a la señal de referencia de la *sección 1*, lo que significa que la señal de DP es estimada con exactitud. El mismo proceso se repite para cada caso presentado. Por ejemplo, asumiendo que la descarga ocurrió en la *sección 9* del devanado, en este caso la mínima divergencia se produce con respecto a la señal de referencia de la *sección 10* y es de 0.1511. Si bien, la posición de la descarga está mal estimada, está muy próxima a su posición real (*sección 9*), cuyo valor de divergencia está muy próximo al valor mínimo de divergencia. Esto es ventajoso, ya que se puede usar una base de datos para validar que efectivamente la descarga está ocurriendo en determinada posición.

Tabla 7.5: Resultados para DPs a lo largo de las secciones del devanado.

Señal de referencia sección	Injected PD signal between sections "j-k"											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	$H_d$ regarding to each PD reference											
1	<b>0.1423</b>	0.2925	0.2193	0.2031	0.2606	0.2226	0.2017	0.2384	0.2128	0.2113	0.2668	0.2102
2	0.3186	<b>0.1491</b>	0.2679	0.2684	0.3364	0.2333	0.2901	0.3432	0.2939	0.3175	0.3679	0.3266
3	0.2766	0.3135	<b>0.1790</b>	0.2220	0.2934	0.1847	0.2067	0.2399	0.2101	0.2107	0.2532	0.2028
4	0.2345	0.2726	0.2349	<b>0.1912</b>	0.2832	0.2073	0.2401	0.2918	0.2454	0.2528	0.2774	0.2031
5	0.2742	0.3519	0.2429	0.2574	<b>0.2307</b>	0.2628	0.2026	0.2087	0.1654	0.2165	0.2142	0.2234
6	0.2437	0.2722	0.2049	0.2359	0.2738	<b>0.1420</b>	0.2352	0.2667	0.2306	0.2192	0.2762	0.2200
7	0.2390	0.3411	0.2061	0.2194	0.2494	0.2358	<b>0.1805</b>	0.2431	0.1868	0.2129	0.2391	0.2041
8	0.2882	0.2918	0.1900	0.2443	0.2888	0.2112	0.1962	<b>0.1909</b>	0.1894	0.2220	0.2200	0.2243
9	0.2880	0.3167	0.2055	0.2445	0.2783	0.2162	0.2341	0.2542	<b>0.1537</b>	0.2034	0.2451	0.2242
10	0.2691	0.3103	0.1908	0.2414	0.2632	0.2184	0.1951	0.2039	0.1511	<b>0.1991</b>	0.2213	0.2288
11	0.2731	0.3169	0.2002	0.2377	0.2873	0.2124	0.2087	0.2082	0.2206	0.2063	<b>0.2031</b>	0.2376
12	0.3402	0.4249	0.3059	0.3358	0.2493	0.3341	0.2954	0.3054	0.2761	0.2972	0.2728	<b>0.1652</b>

Por otro lado, en la Tabla 7.6 se muestran los resultados para DPs ocurridas entre secciones del devanado. Los resultados son muy similares a los obtenidos para descargas ocurridas a lo largo de las secciones del devanado. En ambos casos, el porcentaje de exactitud es de 92 %, ya que cuando la señal de DP se presenta entre las *secciones 9-10*, el valor de divergencia mínima se produce con respecto a la señal de referencia de las *secciones 1-2*. Es decir, la posición de la descarga está muy

lejos de la posición real, sin embargo, el valor más próximo a 0.1626 (valor de divergencia mínima) es igual a 0.2007 y corresponde a la señal de referencia de la *secciones 9-10*.

Tabla 7.6: Resultados para DP ocurridas entre secciones del devanado.

PD reference at section	Señal de DP inyectada entre las secciones "j-k"											
	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8	8-9	9-10	10-11	11-12	12-13
	$H_d$ con respecto a cada señal de referencia											
1-2	<b>0.1928</b>	0.3461	0.2699	0.2315	0.2562	0.3145	0.2698	0.2375	<b>0.1626</b>	0.2435	0.2181	0.2502
2-3	0.3438	<b>0.1478</b>	0.3819	0.2892	0.2617	0.2211	0.2654	0.2807	0.3422	0.3470	0.3429	0.3349
3-4	0.3553	0.3468	<b>0.2056</b>	0.2392	0.2665	0.3096	0.2659	0.2779	0.3094	0.2562	0.2510	0.2626
4-5	0.3179	0.2788	0.2726	<b>0.1659</b>	0.1972	0.2784	0.2367	0.2560	0.2735	0.2505	0.2276	0.2707
5-6	0.3004	0.2762	0.2659	0.1779	<b>0.1737</b>	0.2405	0.2221	0.2240	0.2560	0.2181	0.2028	0.2800
6-7	0.3039	0.1696	0.3277	0.2324	0.2288	<b>0.1494</b>	0.2003	0.2033	0.2793	0.2920	0.2807	0.3076
7-8	0.2880	0.2684	0.2469	0.2027	0.2355	0.2329	<b>0.1447</b>	0.1884	0.2828	0.2632	0.2360	0.2977
8-9	0.2723	0.2391	0.2561	0.2350	0.2239	0.2209	0.2066	<b>0.1475</b>	0.2607	0.2269	0.2207	0.2567
9-10	0.2772	0.3680	0.2503	0.2207	0.2299	0.3341	0.2714	0.2393	<b>0.2007</b>	0.2216	0.1846	0.2532
10-11	0.3308	0.3676	0.2314	0.2820	0.2556	0.3174	0.2552	0.2505	0.3096	<b>0.1549</b>	0.1935	0.2374
11-12	0.3125	0.3901	0.2366	0.2740	0.2442	0.3379	0.2696	0.2650	0.2753	0.1879	<b>0.1713</b>	0.2419
12-13	0.2966	0.3437	0.2242	0.2386	0.2470	0.3240	0.2746	0.2746	0.2468	0.2278	0.2009	<b>0.1816</b>

En conclusión el algoritmo EWT presenta muy buenos resultados en la aplicación del algoritmo, sin embargo, difiere un poco de los resultados teóricos, en los cuales alcanzó en 100 % de exactitud. Por otro lado, el proceso de localización se puede asociar con la longitud del devanado, en donde el número total de secciones  $N$  corresponde al 100 % de su longitud. Es decir, si ocurre una descarga en la *sección 1* del devanado, significa que la descarga se presentó al 100 % de la longitud del devanado, tomando como referencia la terminal de bajo voltaje del devanado.



# Capítulo 8

## Conclusiones

### 8.1. Conclusiones

En este trabajo se analizó inicialmente el comportamiento y propagación de señales de DP en devanados de transformadores. Además, se planteó la propagación de señales de DP usando mediciones en ambos extremos del devanado, y se pudo observar que la cantidad de carga transferida hacia el neutro es mucho mayor que la cantidad de carga transferida hacia el terminal de alto voltaje o boquilla. Por otro lado, se utilizó el concepto de entropía en la propagación de señales de DP, cuyo comportamiento se asemeja a una superficie cóncava, produciendo la máxima entropía muy cerca del punto medio del devanado.

Adicionalmente, se analizó el tiempo de propagación para las señales de DP usando el concepto de correlación cruzada. En este sentido, el tiempo de propagación de la DP se produce una vez que la señal de DP está en fase con una señal de referencia (señal de calibración entre los terminales del devanado), es decir, la señal de DP y la señal de calibración están sincronizadas. De hecho, los resultados obtenidos mostraron un comportamiento casi lineal para el tiempo de propagación de las señales de DP a lo largo de cada una de las secciones del devanado.

También se analizó el tiempo de crecimiento para las señales de DP, ya que este tiempo se puede utilizar para definir el instante en que se produce la señal de DP, o bien puede utilizarse para definir la fase de la señal de DP con respecto a la referencia empleada.

## 8.2. Aportaciones

La mayor contribución de este trabajo de investigación se enfoca en el desarrollo de dos algoritmos de localización mediante el uso de la transformada wavelet. Para el primer algoritmo se utilizó la transformada wavelet discreta (DWT), que consiste en escalar la información en tiempo y frecuencia de la señal de DP, para estimar posteriormente el punto de ocurrencia de la descarga en base al concepto de mínima divergencia. Los resultados presentados fueron analizados en diferentes escalas y se observó la confiabilidad del algoritmo, que a su vez fue evaluado ante condiciones de ruido.

En este trabajo se analizaron diferentes pulsos de descarga cuadrados con diferentes tiempos de duración. Los resultados obtenidos mostraron cambios significativos en el porcentaje de localización del algoritmo DWT, los cuales oscilan entre el 90 % y 100 %. Sin embargo, este problema se resuelve utilizando el algoritmo de localización basado en la EWT, el cual produce menor dispersión de los datos en el tiempo y por lo tanto produce mejores resultados bajo estas condiciones. Esto fue validado a partir de los resultados de simulación, los cuales difieren un poco con respecto a los resultados prácticos, ya que el algoritmo DWT presentó mejores resultados bajo condiciones de ruido. En conclusión, ambos algoritmos se basan en el análisis wavelet, y cada uno fue presentado y validado, tanto en simulación como en experimentación práctica.

Finalmente, se puede concluir que los algoritmos presentados en este trabajo muestran resultados prometedores, tanto en simulación como en aplicaciones prácticas y pueden llevarse a cabo durante procesos fuera de línea.

### 8.3. Trabajos futuros

El algoritmo de localización de DPs se puede extender para diferentes valores de carga (carga de transferencia), así como evaluar su comportamiento para diferentes modelos de DP. También, este trabajo se puede extender para la identificación de descargas múltiples a lo largo del devanado y evaluar cómo se comportan los algoritmos en este caso.

Otro trabajo futuro a partir de esta investigación es la evaluación y análisis de DPs en transformadores trifásicos, con el objetivo de localizar señales de DP en cada uno de los devanados, o bien analizar señales de DP múltiples, las cuales pueden ocurrir en cualquiera de los devanados del transformador.

Se puede aplicar un análisis estadístico para determinar cuáles devanados están bajo condiciones de DPs, con el propósito de aplicar cualquiera de los algoritmos propuestos en esta investigación.

# Bibliografía

- [1] M. Chiampi, G. Crotti, Y. Hu, and A. Sardi. Development and application of a programmable partial discharge calibrator. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 58(4):768–774, 2009.
- [2] Th. V. Craenenbroeck, H. De Herdt, J. De Ceuster, J. P. Marly, D. Van Dommelen, and R. Belmans. Detailed study of fast transient phenomena in transformers and substations leading to an improved system design. In *15th Int. Conf. Electr. Distrib.*, pages 1–6, Nice, France, 1999.
- [3] S. Okabe, G. Ueta, and H. Wada. Partial discharge signal propagation characteristics inside the winding of gas-filled power transformer - experimental study using winding models in the air. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 18(5):1658–1667, 2011.
- [4] Working Group D1.33. High-voltage on-site testing with partial discharge measurement. Technical Report June, CIGRE, 2012.
- [5] R. S. Bhide, M. S. S. Srinivas, A. Banerjee, and R. Somakumar. Analysis of winding inter-turn fault in transformer: A review and transformer models. In *IEEE Int. Conf. Sustain. Energy Technol.*, pages 1–7, Kandy, Sri Lanka, December 2010.
- [6] James H. Harlow. *Electric Power Transformer Engineering*. CRC Press LCC, 2004.
- [7] R. Bartnikas. Partial discharges their mechanism, detection and measurement. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 9(5):763–808, 2002.
- [8] E. Kuffel, W. S. Zaengl, and J. Kuffel. *High-Voltage Engineering*. Butterworth-Heinemann, 2 edition, 2000.
- [9] G. Zingales. The requirements of a PD measuring system analyzed in the time domain. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 7(1):2–5, 2000.
- [10] IEC-60270 Standar. High-voltage test techniques-partial discharges measurements, 2000.
- [11] IEEE Std C57.113. IEEE Guide for partial discharge measurement in liquid-filled power transformers and shunt reactors, 1988.
- [12] J. Li, C. Cheng, T. Jiang, and S. Grzybowski. Wavelet de-noising of partial discharge signals based on genetic adaptive threshold estimation. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 19(2):543–549, April 2012.

- [13] Y. M. Kim, S. J. Lee, H. D. Seo, J. R. Jung, and H. J. Yang. Development of dissolved gas analysis (DGA) expert system using new diagnostic algorithm for oil-immersed transformers. In *IEEE Int. Conf. Cond. Monit. Diagnosis*, pages 365–369, Bali, Indonesia, 2012.
- [14] P. Verma, M. Roy, A. Verma, and V. Bhanot. Assessment of transformer insulation system by evaluating partial discharge and dissolved gas analysis. *J. Sci. Ind. Res.*, 64:262–267, 2005.
- [15] IEEE Std C57.104. IEEE Guide for the interpretation of gases generated in oil-immersed transformers, 1991.
- [16] A. Abu-Siada. Correlation of furan concentration and spectral response of transformer oil-using expert systems. *IET Sci. Meas. Technol.*, 5(5):183–188, September 2011.
- [17] M. D. Judd, L. Yang, and Ian B. B. Hunter. Partial discharge monitoring for power transformers using UHF sensors part 1 : sensors and signal interpretation. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 21(2):5–14, 2005.
- [18] Z. Tang, C. Li, X. Cheng, W. Wang, J. Li, and Jun Li. Partial discharge location in power transformers using wideband RF detection. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 13(6):1193–1199, December 2006.
- [19] J. Lopez-Roldan, T. Tang, and M. Gaskin. Optimisation of a sensor for onsite detection of partial discharges in power transformers by the UHF method. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 15(6):1634–1639, 2008.
- [20] H. H. Sinaga, B. T. Phung, and T. R. Blackburn. Recognition of single and multiple partial discharge sources in transformers based on ultra-high frequency signals. *IET Gener. Transm. Distrib.*, 8(1):160–169, January 2014.
- [21] P. J. Moore, I. E. Portugues, and I. A. Glover. Partial discharge investigation of a power transformer using wireless wideband radio-frequency measurements. *IEEE Trans. Power Deliv.*, 21(1):528–530, January 2006.
- [22] T. Boczar, S. Borucki, A. Cichon, and D. Zmarzly. Application possibilities of artificial neural networks for recognizing partial discharges measured by the acoustic emission method. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 16(1):214–223, February 2009.
- [23] S. M. Markalous, S. Tenbohlen, and K. Feser. Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 15(6):1576–1583, 2008.
- [24] T. Boczar and D. Zmarzly. Application of wavelet analysis to acoustic emission pulses generated by partial discharges. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 11(3):433–449, 2004.
- [25] L. Tang, R. Luo, M. Deng, and J. Su. Study of partial discharge localization using ultrasonics in power transformer based on particle swarm optimization. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 15(2):492–495, 2008.

- [26] S. Biswas, C. Koley, B. Chatterjee, and S. Chakravorti. A methodology for identification and localization of partial discharge sources using optical sensors. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 19(1):18–28, February 2012.
- [27] H. Lamela-Rivera, C. Macia-Sanahuja, and J. A. Garcia-Souto. Detection and wavelet analysis of partial discharges using an optical fibre interferometric sensor for high-power transformers. *J. Opt. A Pure Appl. Opt.*, 5(1):66–72, January 2003.
- [28] S. Karmakar, N. K. Roy, and P. Kumbhakar. Detection of partial discharges using optoelectronic method. In *Int. Conf. Opt. Photonics*, pages 1–4, Chandigarh, India, 2009.
- [29] Alison K. Lazarevich. *Partial discharge detection and localization in high voltage transformers using an optical acoustic sensor*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
- [30] R. E. James, B. T. Phung, and Q. Su. Application of digital filtering techniques to the determination of partial discharge location in transformers. *IEEE Trans. Electr. Insul.*, 24(4):657–668, 1989.
- [31] S. Z. Khan, Z. Deheng, J. Xianhe, and T. Kexiong. A new adaptive technique for on-line partial discharge monitoring. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 2(4):700–707, 1995.
- [32] S. Jayalalitha and V. Jayashankar. A correlation method for detection of partial discharges in transformers. *IEEE Trans. Power Deliv.*, 21(1):531–532, January 2006.
- [33] M. Nafar, T. Niknam, and A. Gheisari. Using correlation coefficients for locating partial discharge in power transformer. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, 33(3):493–499, March 2011.
- [34] A. Akbari, P. Werle, H. Borsi, and E. Gockenbach. Transfer function-based partial discharge localization in power transformers: a feasibility study. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 18(5):22–32, 2002.
- [35] J. M. Abdallah. Power transformer windings partial discharge localization by transfer function. *Int. J. Electr. Electron. Eng.*, 4(6):428–433, 2010.
- [36] V. Jeyabalan and S. Usa. Frequency domain correlation technique for PD location in transformer winding. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 16(4):1160–1167, August 2009.
- [37] M. A. Eldery, T. K. Abdel-Galil, E. F. El-Saadany, and M. M. A. Salama. Identification of partial discharge locations in transformer winding using PSD estimation. *IEEE Trans. Power Deliv.*, 21(2):1022–1023, April 2006.
- [38] L. Yunpeng, L. Fangcheng, Z. Yang, L. Chengrong, and W. Shenghui. Based on energy ratio curve locating partial discharge in single phase transformer winding. In *Int. Conf. Electr. Power Syst. High Voltage, Electr. Mach.*, pages 29–34, Tenerife, Spain, 2005.
- [39] Z. D. Wang, S. N. Hettiwatte, and P. A. Crossley. A Measurements-based Discharge Location Algorithm for Plain Disc Winding Power Transformers. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 12(3):416–422, 2005.

- [40] A. Mazhab Jafari, A. Akbari, H. R. Mirzaei, M. Kharezi, and M. Allahbakhshi. An algorithm for partial discharge localization in transformers using winding design data. In *Int. Conf. Cond. Monit. Diagnosis*, pages 919–922, Beijing, China, 2008.
- [41] T. Y. Ji, W. H. Tang, and Q. H. Wu. Partial discharge location using a hybrid transformer winding model with morphology-based noise removal. *Electr. Power Syst. Res.*, 101:9–16, August 2013.
- [42] G. J. Paoletti and A. Golubev. Partial discharge theory and technologies related to medium-voltage electrical equipment. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 37(1):90–103, 2001.
- [43] R. J. Van Brunt. Physics and chemistry of partial discharges and corona-recent advances and future challenges. In *Proc. IEEE Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenom.*, pages 29–70, Arlington, TX, 1994.
- [44] M. Wang, A. J. Vandermaar, and K. D. Srivastava. Review of condition assessment of power transformers in service. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 18(6):12–25, November 2002.
- [45] W. Tillar Shugg, IEEE Dielectrics Society, and Electrical Insulation. *Handbook of electrical and electronic insulating materials*. IEEE Press, 1995.
- [46] C. L. Wadhwa. *High Voltage Engineering*. New Age International, 2 edition, January 2007.
- [47] Steven A. Boggs. Partial discharge: overview and signal generation. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 6(4):33–39, 1990.
- [48] S. M. Strachan, S. Rudd, S. D. J. McArthur, M. D. Judd, S. Meijer, and E. Gulski. Knowledge-based diagnosis of partial discharges in power transformers. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 15(1):259–268, 2008.
- [49] S. Okabe, G. Ueta, H. Wada, and H. Okubo. Partial discharge-induced degradation characteristics of insulating structure constituting oil-immersed power transformers. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 17(5):1649–1656, October 2010.
- [50] J. Li, Q. Hu, X. Zhao, X. Yao, Y. Luo, and Y. Li. Partial-discharge characteristics of free spherical conducting particles under AC condition in transformer oils. *IEEE Trans. Power Deliv.*, 26(2):538–546, 2011.
- [51] A. Cavallini, G. C. Montanari, and M. Tozzi. PD Apparent charge estimation and calibration : a critical review. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 17(1):198–205, 2010.
- [52] Suwarno and H. Sutikno. Model and computer simulation of partial discharge patterns in natural liquid insulation for high voltage application. *Int. J. Math. Model. Methods Appl. Sci.*, 5(5):966–973, 2011.
- [53] R. E. James and Q. Su. *Condition Assessment of High Voltage Insulation in Power System Equipment*. IET, 2008.

- [54] S. V. Kulkarni and S. A. Khaparde. *Transformer Engineering: Design and Practice*. CRC Press, May 2004.
- [55] P. L. Lewin, I. O. Golosnoy, and R. Mohamed. Locating partial discharge sources in high voltage transformer windings. In *Electr. Insul. Conf.*, pages 196–200, Annapolis, Maryland, 2011.
- [56] N. Abeywickrama, Y. V. Serdyuk, and S. M. Gubanski. High-frequency modeling of power transformers for use in frequency response analysis (FRA). *IEEE Trans. Power Deliv.*, 23(4):2042–2049, Oct 2008.
- [57] M. S. Naderi, G. B. Gharehpetian, M. Abedi, and T. R. Blackburn. Modeling and detection of transformer internal incipient fault during impulse test. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 15(1):284–291, February 2008.
- [58] V Jeyabalan. Interpreting the frequency responses of PD signals for PD location in transformer windings - Gram schmidt orthonormalized method. In *IEEE 10th Int. Conf. Prop. Appl. Dielectr. Mater.*, Bangalore, India, 2012.
- [59] A. S. Kumar, R. P. Gupta, A. Venkatasami, and K. Udayakumar. Design parameter based method of partial discharge detection and location in power transformers. *Serbian J. Electr. Eng.*, 6(2):253–265, 2009.
- [60] S. Okabe, G. Ueta, and H. Wada. Partial discharge signal propagation characteristics inside the winding of gas-filled power transformer - study using the equivalent circuit of the winding model. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 18(5):1668–1677, 2011.
- [61] S. N. Hettiwatte, Z. D. Wang, and P. A. Crossley. Investigation of propagation of partial discharges in power transformers and techniques for locating the discharge. *IEE Proc.-Sci. Meas. Technol.*, 152(1):25–30, 2005.
- [62] G. Liang, H. Sun, X. Zhang, and X. Cui. Modeling of transformer windings under very fast transient overvoltages. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 48(4):621–627, Nov 2006.
- [63] M. Homaei, S. M. Moosavian, and H. A. Illias. Partial discharge localization in power transformers using neuro-fuzzy technique. *IEEE Trans. Power Deliv.*, 29(5):2066–2076, 2014.
- [64] A. M. Jafari and A. Akbari. Partial discharge localization in transformer windings using multi-conductor transmission line model. *Electr. Power Syst. Res.*, 78(6):1028–1037, June 2008.
- [65] S. N. Hettiwatte, P. A. Crossley, Z. D. Wang, A. Darwin, and G. Edwards. Simulation of a transformer winding for partial discharge propagation studies. In *IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet.*, pages 1394–1399, 2002.
- [66] Juan A. Martinez-Velasco. *Power System Transients: Parameter Determination*. CRC Press, October 2009.



- [67] Mohammad S. Naderi, M. Vakilian, T. R. Blackburn, B. T. Phung, Mehdi S. Naderi, and A. Nasiri. A hybrid transformer model for determination of partial discharge location in transformer winding. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 14(2):436–443, April 2007.
- [68] A. Shintemirov, W. Tang, and Q. H. Wu. Modeling of a power transformer winding for deformation detection based on frequency response analysis. In *Proc. 26th Chinese Contr. Conf.*, pages 506–510, Zhangjiajie, Hunan, China, jul 2007.
- [69] Wang Z. J. Yang Y. Wide band modeling of large power transformer windings for very fast transient overvoltage (VFTO) analysis. *Sci China Ser E-Tech Sci*, 52(9):2597–2604, 2009.
- [70] Y. Yang and Z. Wang. Broadband frequency response analysis of transformer windings. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 19(5):1782–1790, October 2012.
- [71] M. S. Naderi, G. B. Gharehpetian, M. Abedi, and K. Feser. An accurate method for estimation of series and parallel resistance in detailed model of transformer winding using impulse test results. *Electrical Engineering*, 86:255–260, 2004.
- [72] J. C. Das. *Transients in Electrical Systems: Analysis, Recognition, and Mitigation*. McGraw-Hill Professional, New York, 1 edition, June 2010.
- [73] H. R. Mirzaei, A. Akbari, E. Gockenbach, M. Zanjani, and K. Miralikhani. A novel method for ultra-high- frequency partial discharge localization in power transformers using the particle swarm optimization algorithm. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 29(2):26–39, 2013.
- [74] P. Wagenaars, P. A. A. F. Wouters, P. C. J. M. van der Wielen, and E. F. Steennis. Algorithms for arrival time estimation of partial discharge pulses in cable systems. In *Conf. Rec. 2008 IEEE Int. Symp. Electr. Insul.*, pages 694–697, Vancouver, BC, June 2008.
- [75] John G. Proakis and Dimitris K. Manolakis. *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J, 4 edition, April 2006.
- [76] J. F Bercher and C. Vignat. Estimating the entropy of a signal with applications. *IEEE Trans. Signal Processing*, 48(6):1687–1694, Jun 2000.
- [77] D. Erdogmus, K.E. Hild, J.C. Principe, M. Lazaro, and I. Santamaria. Adaptive blind deconvolution of linear channels using renyi’s entropy with parzen window estimation. *IEEE Trans. Signal Processing*, 52(6):1489–1498, June 2004.
- [78] Stephane Mallat. *A Wavelet Tour of Signal Processing, Third Edition: The Sparse Way*. Academic Press, Amsterdam ; Boston, 3 edition edition, December 2008.
- [79] Ingrid Daubechies. *Ten Lectures on Wavelets*. SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, Pa, 1 edition edition, May 1992.
- [80] S. P. Valsan and K. S. Swarup. Wavelet transform based digital protection for transmission lines. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, 31(1):379–388, 2009.

- [81] A. H. Osman and O. P. Malik. Experimental test results for a parallel transmission lines protection scheme using wavelet transform. *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, 151(6):713–720, Nov 2004.
- [82] A. M. Gaouda, A. El-Hag, T. K. Abdel-Galil, M. M. A. Salama, and R. Bartnikas. On-line detection and measurement of partial discharge signals in a noisy environment. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 15(4):1162–1173, August 2008.
- [83] Jian Li, Tianyan Jiang, Stanislaw Grzybowski, and Changkui Cheng. Scale dependent wavelet selection for de-noising of partial discharge detection. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 17(6):1705–1714, 2010.
- [84] H. De Oliveira, L. Chaves Dutra, T. C. De Moura, and F. E. Vasconcelos. Partial discharge signal denoising with spatially adaptive wavelet thresholding and support vector machines. *Electr. Power Syst. Res.*, 81(2):644–659, February 2011.
- [85] H. Zhang, T. R. Blackburn, B. T. Phung, and D. Sen. A novel wavelet transform technique for on-line partial discharge measurements part 1 : WT de-noising algorithm. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 14(1):3–14, 2007.
- [86] X. Ma, C. Zhou, and I. J. Kemp. Automated wavelet selection and thresholding for PD detection. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 18(2):37–45, March 2002.
- [87] O. Altay and O. Kalenderli. Noise reduction on partial discharge data with wavelet analysis and appropriate thresholding. In *Int. Conf. High Volt. Eng. Appl.*, number 2, pages 552–555, New Orleans, LA, October 2010.
- [88] A. Soltani, A. Babae, and S. M. Shahrtash. A comparison between wavelet and morphology methods for denoising of partial discharge signals. In *26th Int. Power Syst. Conf.*, Tehran, Iran, 2012.
- [89] X. Zhou, C. Zhou, and I. J. Kemp. An improved methodology for application of wavelet transform to partial discharge measurement denoising. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 12(3):586–594, 2005.
- [90] L. Satish and B. Nazneen. Wavelet-based denoising of partial discharge signals buried in excessive noise and interference. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 10(2):354–367, 2003.
- [91] X. Ma, C. Zhou, and I. J. Kemp. Interpretation of wavelet analysis and its application in partial discharge detection. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, 9(3):446–457, June 2002.
- [92] X. Song, C. Zhou, and D. M. Hepburn. An algorithm for indentifying the arrival time of PD pulses for PD source location. In *Annu. Rep. Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenom.*, pages 379–382, Quebec, October 2008.
- [93] F. Topsøe. Some inequalities for information divergence and related measures of discrimination. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 46(4):1602–1609, Jul 2000.

- [94] H. Sengar, Haining Wang, D. Wijesekera, and S. Jajodia. Detecting voip floods using the hellinger distance. *IEEE Trans. Parallel Distrib. Syst.*, 19(6):794–805, June 2008.
- [95] W. Stummer and I Vajda. On bregman distances and divergences of probability measures. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 58(3):1277–1288, March 2012.
- [96] Q. Jiang, T. Li, Y. Yao, and Y. Cai. A method of characteristic impulse identification based on laplace wavelet matching. In *2010 3rd International Congress on Image and Signal Processing (CISP)*, volume 8, pages 3558–3562, Oct 2010.
- [97] H. Li and Y. Yin. Bearing fault diagnosis based on laplace wavelet transform. *Indonesian Journal of Electrical Engineering*, 10(8):2139–2150, 2012.
- [98] A. Sarikhani, E. Reihani, N. Nabizadeh, A. Hooshmand, and M. Davodi. Analysis of partial discharge by wavelet-hilbert transform. *Euro. Trans. Electr. Power*, 19:1140–1152, 2009.
- [99] K. F. Al-Raheem, A. Roy, K. P. Ramachandran, D. K. Harrison, and S. Grainger. Application of the laplace- wavelet combined with ann for rolling bearing fault diagnosis. *Journal of Vibration and Acoustics*, 130(5):051007, 2008.
- [100] D. Guillen, Idarraga-Ospina, and Mombello E. Partial discharge location in power transformer windings using the wavelet Laplace function. *Electr. Power Syst. Res.*, 111(1):71–77, 2014.
-