



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

MODELADO DE UN DEVANADO DE TRANSFORMADOR PARA EL ANÁLISIS DE LA PROPAGACIÓN DE DESCARGAS PARCIALES

TESIS

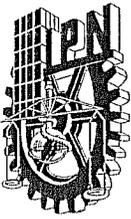
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

RODRIGO DAVID REYES DE LUNA

DICIEMBRE 2013, CIUDAD DE MÉXICO



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO
ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 10:00 horas del día 30 del mes de Enero del 2014 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E.-ZAC. para examinar la tesis titulada:

MODELADO DE UN DEVANADO DE TRANSFORMADOR PARA EL ANÁLISIS DE LA PROPAGACIÓN DE DESCARGAS PARCIALES

Presentada por el alumno:

REYES DE LUNA RODRIGO DAVID
Apellido paterno Apellido materno Nombre(s)
Con registro: B 1 0 2 2 0 4

aspirante de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron APROBAR LA TESIS, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

DR. PABLO GÓMEZ ZAMORANO

Presidente

DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS

Tercer Vocal

M. EN C. BALDOMERO GUEVARA CORTÉS

DR. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS

Segundo Vocal

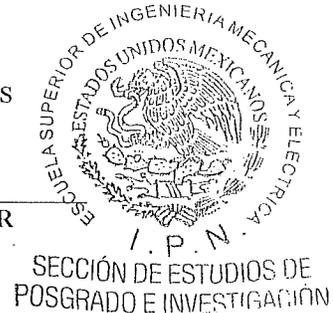
DR. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS

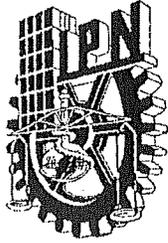
Secretario

DR. GERMAN ROSAS ORTÍZ

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 30 del mes de Enero del año 2014, el que suscribe **Rodrigo David Reyes de Luna** alumno del Programa de **Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica**, con número de registro **B102204**, adscrito a la **Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco**, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Pablo Gómez Zamorano** y **Dr. Fermín Pascual Espino Cortés** y cede los derechos del trabajo titulado **Modelado de un Devanado de Transformador para el Análisis de la Propagación de Descargas Parciales**, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones **rreyesdeluna@gmail.com**, **pablo.gomez.78@gmail.com** y **fspino@gmail.com**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Rodrigo David Reyes de Luna
Nombre y firma del alumno

Agradecimientos

Al **Instituto Politécnico Nacional**, y en especial a la **Sección de Estudios de Posgrado de Ingeniería Eléctrica** de la ESIME Zacatenco por darme la oportunidad de alcanzar este gran paso en mi formación académica.

Un profundo agradecimiento a mis directores de tesis el **Dr. Pablo Gómez Zamorano** y **Dr. Fermín Pascual Espino Cortés** por su gran apoyo, dedicación y paciencia para la elaboración de esta tesis.

A los miembros del jurado Dr. Daniel Olguín Salinas, Dr. German Rosas Ortiz, M. en C. Tomas Asían Olivares y M. en C. Baldomero Guevara Cortes que aportaron sus conocimientos y críticas finales para este trabajo.

Y un sincero agradecimiento al **Ing. Eduardo Lugo Torres** y al **Ing. José Manuel de la Barrera Santa Cruz**, grandes ingenieros y amigos que me brindaron el apoyo incondicional para lograr este paso en mi formación profesional.

Resumen

La calidad del sistema dieléctrico en los transformadores de potencia es de vital importancia para garantizar su buen funcionamiento y una larga expectativa de vida. Para conocer la calidad de los aislamientos en un transformador es necesario realizarle pruebas normalizadas de acuerdo a su tipo, capacidad y nivel de tensión. Una prueba dieléctrica de gran importancia es la de potencial inducido con medición de descargas parciales (DP), la cual proporciona información sobre el estado de los aislamientos mediante la medición del desplazamiento de carga eléctrica medida en Coulombs durante la DP. Este movimiento de carga se deriva de la ruptura parcial localizada en los aislamientos del transformador (aceite, papel o cartón prensado); este fenómeno es conocido como descarga parcial.

En el transformador, las descargas parciales son un fenómeno indeseable ya que deteriora gradualmente el sistema dieléctrico y pueden llevarlo a la falla total. Cuando un transformador presenta altos niveles de descargas parciales es muy importante conocer la ubicación de la fuente de descargas parciales y reforzar el sistema dieléctrico en ese punto. Sin embargo, la localización de dicha fuente no es una tarea sencilla, ya que cuando el transformador está bajo pruebas, las conexiones internas y el conjunto núcleo-bobinas no se encuentran visibles, sólo se tiene acceso a las boquillas.

Las descargas parciales se pueden representar como la inyección de pulsos rápidos de corriente en diferentes puntos del devanado. Partiendo de esta idea, en este trabajo se presenta un modelo de devanado para altas frecuencias que reproduce la propagación de estos pulsos inyectados a lo largo del devanado.

Inicialmente, se presenta una breve introducción a los transformadores y a las descargas parciales. A continuación, se describen los modelos del transformador para transitorios alta frecuencia; de aquí se selecciona la representación de parámetros concentrados con solución mediante el análisis de redes para reproducir los transitorios de alta frecuencia del modelo. Después, se presenta el cálculo de parámetros tales como inductancias, capacitancias y pérdidas al considerar la geometría del devanado y núcleo del transformador. Para tal efecto se aplica el método de imágenes como herramienta principal; se presentan comparaciones numéricas y experimentales. El programa computacional implementado para el modelo del devanado y el cálculo de parámetros es desarrollado en MATLAB.

Con el modelo adecuado del devanado del transformador y los parámetros calculados del mismo, se realizan simulaciones de la propagación de pulsos rápidos en diferentes puntos del devanado con diferentes formas de onda para representar las descargas parciales, y se analiza la localización del pulso en el dominio del tiempo mediante los retardos de tiempo. Por último, se realizan mediciones en un devanado experimental al inyectar diferentes pulsos a lo largo del mismo. Se analizan y se comparan los resultados calculados con los medidos para validar el modelo empleado en este trabajo.

Abstract

The quality of the dielectric system of power transformers is of paramount importance to ensure their good operation and a long life expectancy. In order to identify the quality of the insulation in a transformer it is required to perform standardized tests according to its type, capacity and voltage level. A dielectric test of great importance is the induced potential test with partial discharge (PD) measurement. This test gives information regarding the status of the insulation system by measuring the displaced charge in Coulombs during a PD. This charge is derived from the localized partial breakdown on the insulating transformer (oil, paper or pressboard); this phenomenon is known as partial discharge.

Partial discharges in the transformer are an undesirable phenomenon, because they gradually deteriorate the dielectric system and may lead to total failure. When a transformer has a high level of partial discharges it is very important to identify the location of partial discharge source and strengthen the dielectric system in that point. However, the location of such source is not an easy task, since the internal connections and core-coil assembly is not visible when the transformer is under test, just the bushings are accessible.

Partial discharges can be represented as the injection of fast current pulses at different points in the winding. Based on this idea, in this thesis a high frequency winding model able to reproduce the propagation of partial discharge pulses injected along the winding is presented.

Initially, a brief introduction to transformers and partial discharges is presented. Then, transformer models for high frequency transients are described, from which lumped parameter representation solved through network analysis is selected to reproduce high frequency transients. The calculation of parameters such as inductance, capacitance and losses for the core-winding geometry of the transformer is also presented. For this purpose, the method of images is applied as main tool; numerical and experimental comparisons are presented. The computational program implemented for the winding modeling and parameter calculation is developed in MATLAB.

With the adequate transformer model and calculated parameters, simulations of pulses applied at different points of the transformer with different waveforms representing partial discharges are performed, analyzing the pulse location in time domain. Finally, measurements are performed in an experimental winding, injecting different pulses along the winding. Measured and computed results are analyzed and compared in order to validate the model applied in this work.

Índice

1	CAPITULO 1. Introducción	1
1.1	Antecedentes	1
1.2	Descripción del problema	1
1.3	Objetivo general	2
1.3.1	Objetivos particulares	2
1.4	Justificación	2
1.5	Reseña histórica y estado del arte.....	3
1.6	Alcances y limitaciones	6
1.6.1	Alcances.....	7
1.6.2	Limitaciones.....	7
1.7	Organización de la tesis	8
2	CAPITULO 2. Descargas parciales en transformadores de alta tensión	9
2.1	Introducción.....	9
2.2	Clasificación.....	9
2.2.1	Descargas superficiales	9
2.2.2	Descargas internas.....	10
2.2.3	Descarga Corona.....	10
2.3	Efectos de las descargas parciales	11
2.4	Modelo del fenómeno	11
2.5	Métodos de localización de DP en transformadores de potencia	15
2.5.1	Método acústico	15
2.5.2	Método eléctrico	18
3	CAPITULO 3. Modelado del transformador para altas frecuencias	20
3.1	Introducción.....	20
3.2	Modelado de transformadores para transitorios de altas frecuencias.	21
3.3	Modelo de parámetros distribuidos.....	23
3.4	Modelado de parámetros concentrados	25
4	CAPITULO 4. Determinación de parámetros del transformador a muy altas frecuencias	30
4.1	Introducción.....	30
4.2	El método de elemento finito	30

4.3	Comportamiento del núcleo	32
4.4	Calculo de inductancias	36
4.4.1	Método de enlaces de flujo.....	37
4.4.2	Método de la energía.....	40
4.4.3	Método de imágenes	40
4.5	Calculo de capacitancias	56
4.5.1	Método de voltaje forzado.....	57
4.5.2	Método de carga fija.....	57
4.5.3	Método de la energía.....	58
4.5.4	Método de imágenes	58
4.6	Pérdidas en el dieléctrico.....	59
5	CAPITULO 5. Simulaciones y mediciones en un devanado experimental	61
5.1	Introducción.....	61
5.2	Precisión del modelo	63
5.3	Efecto de las pérdidas.....	71
5.4	Modelo no aterrizado	72
5.5	Efecto del pulso en la velocidad de propagación de la señal.....	75
5.6	Retardo de tiempo y localización de la descarga parcial	81
5.7	Mediciones en un devanado experimental y comparación con simulaciones	91
5.7.1	Devanado experimental no aterrizado y comparación con simulaciones	94
5.7.2	Retardo de tiempo y localización de la descarga parcial en el devanado experimental y comparación con simulaciones.....	96
6	CAPITULO 6. Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros	104
6.1	Conclusiones	104
6.2	Aportaciones	106
6.3	Recomendaciones para trabajos futuros.....	106
	Bibliografía.....	107
	APÉNDICE A. Transformada numérica de Laplace inversa	111
	APÉNDICE B. Devanado experimental	113

Lista de figuras

Figura 2.1. Descargas parciales superficiales	10
Figura 2.2. Descargas parciales internas	10
Figura 2.3. Descarga corona	11
Figura 2.4. Modelo del fenómeno de DP	12
Figura 2.5. a) Voltaje (VAB) en una cavidad bajo excitación de ca y b) Efecto de la ruptura eléctrica en la cavidad	12
Figura 2.6. Circuito de prueba para DP	13
Figura 2.7. Dos transductores colocados en la pared del tanque del transformador	16
Figura 2.8. Retardo de tiempo entre señal de DP y acústicas	16
Figura 2.9. Transformador trifásico a) tipo Acorazado, b) tipo Columna	17
Figura 3.1. Circuito equivalente por unidad de longitud de un devanado de transformador.	22
Figura 3.2. Representación de un devanado basado en la teoría de la línea multiconductora	24
Figura 3.3. Modelo basado en la combinación de las teorías de la línea de transmisión monofásica y multiconductora.....	25
Figura 3.4. Circuito equivalente del devanado de un transformador.	25
Figura 4.1. Elementos del MEF en la región de análisis.	31
Figura 4.2. a) Mallado muy grueso b) Mallado muy fino en la misma geometría.	31
Figura 4.3. Geometría dentro de la ventana del núcleo de un transformador con 5 vueltas.	33
Figura 4.4. Densidad de flujo longitudinal en el núcleo. [13]	34
Figura 4.5. Distribución del flujo magnético dentro de la ventana del núcleo en altas frecuencias. 36	
Figura 4.6. Disposición de 2 devanados en vista de planta.....	37
Figura 4.7. Superficie de integración s en un conductor.....	38
Figura 4.8. Superficies de integración	39
Figura 4.9. a) Representación de un conductor a tierra b) Representación del conductor imagen .41	
Figura 4.10. Conjunto núcleo-bobinas de un transformador tipo columnas de 2 piernas	42
Figura 4.11. Corte del núcleo-bobinas que muestra las dos regiones de análisis para el cálculo de inductancias.....	42
Figura 4.12. Reemplazo de una frontera plana infinita mediante un conductor imagen.	43
Figura 4.13. Método de imágenes para el cálculo de la inductancia propia fuera de la ventana del núcleo [9].....	43
Figura 4.14. Método de imágenes para el cálculo de la inductancia mutua fuera de la ventana del núcleo [9].....	44
Figura 4.15. Región de estudio dentro de la ventana del núcleo.	45
Figura 4.16. Método de imágenes para el cálculo de la inductancia propia dentro de la ventana del núcleo.....	46
Figura 4.17. Método de imágenes para el cálculo de inductancia mutua dentro de la ventana del núcleo [9].....	48
Figura 4.18. Dos capas de imágenes para simular la las paredes de un núcleo.	49

Figura 4.19. Distribución de flujo magnético dentro de la ventana del núcleo. a) Comportamiento real a muy altas frecuencias. b) Frontera ficticia mediante una capa de imágenes. c) Frontera ficticia mediante dos capas de imágenes.	50
Figura 4.20. Geometría dentro de la ventana del núcleo de un transformador con 20 vueltas.	51
Figura 4.21. Inductancia mutua $L_{1,20}$ ante el aumento del número de capas de imágenes.	54
Figura 4.22. Porcentaje de error en inductancias mutuas $L_{1,20}$ por capas de imágenes.	55
Figura 4.23. Inductancia propia $L_{1,1}$ por capa de imagen.	55
Figura 4.24. Porcentaje de error en la inductancia propia $L_{1,1}$ por capas de imágenes.	56
Figura 5.1. Diagrama de flujo del cálculo de respuestas transitorias en las terminales del modelo.	62
Figura 5.2. Geometría de un modelo de transformador con 51 vueltas	63
Figura 5.3. Respuesta transitoria bajo 3 condiciones de parámetros diferentes en un modelo de 51 conductores.	64
Figura 5.4. Respuesta transitoria bajo 3 condiciones de parámetros diferentes en un modelo de 101 conductores	65
Figura 5.5. Disposición de conductores en un devanado tipo continuo	66
Figura 5.6. a) Respuesta transitoria en la vuelta 20 y b) respuesta transitoria en la vuelta 60	66
Figura 5.7. Capacitancias que influyen en el conductor 1.	67
Figura 5.8. a) Respuesta transitoria en conductor 20 y b) respuesta transitoria en conductor 60 ...	68
Figura 5.9. Conductor flotante conectado a la primera vuelta del devanado.	68
Figura 5.10. Respuesta transitoria en la vuelta 1750 bajo 2 condiciones diferentes.	69
Figura 5.11. Respuesta transitoria (de $1\mu s$) en el conductor 8.	70
Figura 5.12. Respuesta transitoria (de $2\mu s$) en el conductor 8.	71
Figura 5.13. Efecto de las pérdidas en un modelo.	72
Figura 5.14. Modelo del transformador con neutro flotante.	73
Figura 5.15. Señales de tensión medida en los extremos de un devanado flotante.	73
Figura 5.16. Respuestas de un pulso cuadrado a un devanado de 101 vueltas. a) Terminal de neutro flotante y b) terminal de neutro aterrizada.	75
Figura 5.17. Respuesta en las terminales de un modelo excitado con una función Delta de Dirac.	76
Figura 5.18. Respuesta en las terminales de un modelo excitado con: a) pulso cuadrado de 1ns, b) pulso cuadrado de 10 ns, c) pulso cuadrado de 100 ns, d) pulso cuadrado de $1\mu s$, e) escalón unitario y f) impulso $1.2/50\mu s$	79
Figura 5.19. Modelo simplificado del devanado de un transformador que contiene descargas parciales.	81
Figura 5.20. Distancias en el devanado respecto a la ubicación de la descarga parcial.	81
Figura 5.21. Pulso de excitación y respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas.	82
Figura 5.22. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas al excitar el conductor 22.	84
Figura 5.23. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas al excitar el conductor 59.	86
Figura 5.24. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas al excitar el conductor 51.	87

Figura 5.25. a) Núcleo-bobinas de un devanado continuo. b) Disposición física del devanado.	88
Figura 5.26. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo continuo de 200 vueltas al excitar el conductor 69.	89
Figura 5.27. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo continuo de 200 vueltas al excitar el conductor 177.....	90
Figura 5.28. a) Cilindro forrado de aluminio para simular al núcleo. b) Devanado experimental y el cilindro de aluminio colocado dentro del devanado.	92
Figura 5.29. Geometría del devanado experimental.	93
Figura 5.30. Medición de tensión en la terminal de línea al excitar la terminal de neutro con un pulso cuadrado unitario de 50 μ s.	94
Figura 5.31. Respuestas generadas por un pulso cuadrado (en color azul) en la terminal de línea el devanado experimental. a) Terminal de neutro flotante y b) terminal de neutro aterrizada.	96
Figura 5.32. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar la vuelta 140.....	97
Figura 5.33. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar la vuelta 490.....	98
Figura 5.34. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar el conductor 840.....	100
Figura 5.35. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar el conductor 1050.....	101
Figura 5.36. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar el conductor 1400.....	102

Lista de Tablas

Tabla 2.1. Velocidad del sonido en diferentes medios [28]	17
Tabla 2.2. Mejor ubicación en el rango de frecuencia para la detección de DP de diferentes equipos [29].....	18
Tabla 3.1. Clasificación de modelos de acuerdo a su rango de frecuencias [30].	20
Tabla 3.2. Directrices para el modelado de transformadores [32].....	21
Tabla 4.1. Porcentaje de diferencia en la inductancia fuera de la ventana del núcleo a) propia y b) mutua.	52
Tabla 4.2. Porcentaje de diferencia en la inductancia propia dentro de la ventana del núcleo.....	53
Tabla 4.3. Porcentaje de diferencia en la inductancia mutua dentro de la ventana del núcleo.....	53
Tabla 4.4. Por ciento de error en valores de capacitancia calculados con una capa de imágenes ...	59
Tabla 4.5. Por ciento de error en valores de capacitancia calculados con 200 capas de imágenes ..	59
Tabla 5.1. Valores de retardo de tiempo y magnitudes en el mismo modelo al aplicar diferentes formas de excitación.	80
Tabla 5.2. Parámetros del modelo experimental.	93

Simbología

Δt_l	Retardo de tiempo desde la terminal de línea
Δt_n	Retardo de tiempo desde la terminal del neutro
Δt_{n-l}	Diferencia en el retardo de tiempo entre las terminales de tierra y de línea
Δt_{tot}	Retardo de tiempo desde la terminal de línea hasta la del neutro
$\tan \delta$	Tangente de pérdidas en el aislamiento
C_2H_2	Acetileno
C_2H_4	Etileno
C_2H_6	Etano
C_a	Capacitancia total del dieléctrico
C_b	Capacitancia parcial del dieléctrico
C_c	Capacitancia donde se presenta la ruptura
$C_g/\Delta z$	Capacitancia en derivación en por unidad de longitud
C_{ii}	Capacitancia propia del elemento i
C_{ij}	Capacitancia mutua entre los elementos i y j
C_k	Capacitor de acoplamiento
C_p	Capacitancia de un objeto bajo prueba
$C_s/\Delta z$	Capacitancia serie en por unidad de longitud
C_t	Capacitancia del transformador
\bar{E}	Campo eléctrico
H_2	Hidrogeno
L_p	Inductancia propia
L_{ii}	Inductancia propia del elemento i
L_{ij}	Inductancia mutua entre los elementos i y j
L_m	Inductancia mutua
N_2	Nitrógeno
O_2	Oxigeno
Q_{n1}	Elemento n de vector de carga Q
$R_g/\Delta z$	Pérdidas dieléctricas en derivación en por unidad de longitud
$R_s/\Delta z$	Pérdidas dieléctricas serie en por unidad de longitud
U_{DP_l}	Ubicación de la descarga parcial medida desde la terminal de línea
U_{DP_n}	Ubicación de la descarga parcial medida desde la terminal del neutro
V_{r_n}	Tensión en el nodo receptor n
V_{s_n}	Tensión en el nodo de envío n
V_{AB}	Tensión en las terminales A y B
V_i	Tensión en el elemento i
V_j	Tensión en el elemento j
V_{n1}	Elemento n de vector de tensión V
$W_{elec_{ii}}$	Energía eléctrica propia del elemento i
$W_{elec_{ij}}$	Energía eléctrica mutua entre los elementos i y j

W_{mii}	Energía magnética propia del elemento i
W_{mij}	Energía magnética mutua entre los elementos i y j
W_{elec}	Energía eléctrica
W_m	Energía magnética
X_{w_1}	Coordenada en el eje horizontal del punto w_1
X_{w_2}	Coordenada en el eje horizontal del punto w_2
Y_{w_1}	Coordenada en el eje vertical del punto w_1
Y_{w_2}	Coordenada en el eje vertical del punto w_2
Z_{eq}	Impedancia equivalente
d_l	Distancia (en el devanado) desde la terminal de línea hasta la fuente de descargas parciales
d_n	Distancia (en el devanado) desde la terminal del neutro hasta la fuente de descargas parciales
d_{n-l}	Distancia (en el devanado) desde la terminal del neutro hasta la fuente de descargas parciales
d_{tot}	Distancia total del devanado
i_{r_n}	Corriente en el nodo receptor n
i_{s_n}	Corriente en el nodo de envío n
l_{vuelta}	Longitud promedio de cada vuelta en el devanado
n_{cond}	Numero de conductores imágenes
q_m	Carga eléctrica conocida
q_n	Carga eléctrica en el elemento n
w_1	Punto 1 de integración
w_2	Punto 2 de integración
x_i	Distancia horizontal entre el conductor imagen y la frontera derecha
x_j	Distancia horizontal entre el conductor y la frontera izquierda
y_i	Distancia vertical entre el conductor imagen y la frontera superior
y_j	Distancia vertical entre el conductor y la frontera inferior
\mathbf{G}_{con}	Matriz de conexiones eléctricas
ϵ_0	Permitividad del vacío
ϵ_r	Permitividad relativa
μ_0	Permeabilidad del vacío
μ_r	Permeabilidad relativa
σ_c	Conductividad del material
Δt	Paso de discretización de la función $f(t)$
Δz	Unidad de longitud
$\Delta \omega$	Paso de discretización del espectro
S	Superficie de integración
Ψ	Flujo de enlace
B	Densidad de flujo magnético
CO_2	Dióxido de carbono

CO	Monóxido de Carbono
H	Alto de la ventana del núcleo
I	Corriente
$L\Delta z$	Inductancia del devanado en por unidad de longitud
N	Número de conductores
$R\Delta z$	Pérdidas del devanado en por unidad de longitud
S	Interrumpir controlado por voltaje
W	Ancho de la ventana del núcleo
$X(t)$	Vector de estado
a	Ancho de la ventana del núcleo
a	Conductor
a'	Conductor imagen
b	Alto de la ventana del núcleo
c	Velocidad de la luz en el vacío
i	Corriente circulante
$i(t)$	Corriente variante en t
$i(z)$	Corriente en el punto z
l	Longitud promedio del núcleo
n	Numero de capas de imágenes conductores
r	Radio del conductor
s	Frecuencia compleja
$u(t)$	Vector de entrada
v	Velocidad de propagación
$v(z)$	Tensión en el punto z
w	Ancho de la laminación del núcleo
$y(t)$	Vector de salida
A, B, C y D	Matriz de coeficientes constantes
C	Matriz nodal de capacitancias
G	Matriz nodal de conductancias
I	Vector nodal de corrientes
L	Matriz nodal de inductancias
P	Matriz de coeficientes de potencial
R	Matriz nodal de pérdidas
V	Vector nodal de tensiones
Y	Matriz nodal de admitancias
Z	Matriz nodal de impedancias
δ	Profundidad de penetración
δV_n	Caída de tensión en el elemento n
$\sigma(\omega)$	Función ventana
φ	Flujo magnético
ω	Frecuencia angular
Γ	Matriz nodal de inductancias inversas

Glosario

ANCE	Asociación de Normalización y Certificación
AT	Alta Tensión
BT	Baja Tensión
ca	Corriente alterna
cd	Corriente continua
CFE	Comisión Federal de Electricidad
CIGRE	Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas
DGA	Dissolved Gas Analysis
DP	Descarga Parcial
FFT	Fast Fourier Transform
GIS	Gas Insulated System
HF	High Frequency
IEC	International Electrotechnical Commission
MEF	Método del Elemento Finito
NEMA	National Electrical Manufacturer Association
pC	pico Coulomb
ppm	Partes por millón
TNLI	Transformada Numérica de Laplace Inversa
TT	Tensión Terciaria
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency

1 CAPITULO 1. Introducción

1.1 Antecedentes

En la actualidad, la energía eléctrica es la energía más utilizada y por consecuencia la más demandada, debido a que la generación, transmisión y distribución es relativamente a bajo costo y fácil de controlar.

Cada día existe más demanda de energía eléctrica, por lo que se requiere transportar grandes cantidades de energía desde los centros de generación hasta los centros de consumo de manera segura con la menor cantidad de pérdidas y a niveles de tensión normalizados para cada consumidor. Esto ha sido un factor determinante para transportar energía eléctrica a tensiones cada vez más elevadas y así reducir pérdidas de transmisión, lo que deriva en la fabricación de equipo eléctrico que opere cada vez a mayor tensión.

En equipos de alta tensión se presenta un fenómeno llamado “descargas parciales”, que es la ruptura eléctrica parcial y localizada en un medio aislante (líquido, gaseoso o sólido) entre dos electrodos separados por un medio aislante, que puede ocurrir o no adyacente a un electrodo [1]. En el caso de los transformadores que están sometidos a niveles de tensión muy elevados (en México hasta 400 kV en estado nominal [2] [3]), los aislamientos internos deben estar diseñados para soportar grandes esfuerzos dieléctricos. Por lo tanto, una de las pruebas de fábrica a las que por norma están sometidos los transformadores es la prueba de descargas parciales, la cual sirve para verificar la calidad de los aislamientos del transformador. Dicha calidad depende de muchos factores, desde la fabricación de los aislamientos, la severidad de los procesos de secado en la fábrica de transformadores, el deterioro paulatino del aceite y cartón prensado por exposición a fuertes campos magnéticos y eléctricos, el envejecimiento natural, entre otros. Las descargas parciales aceleran el deterioro de los aislamientos, de tal forma que dañan de manera irreversible el sistema dieléctrico del transformador llevándolo, con el tiempo, a la falla total.

Actualmente existe la opción de monitorear en línea la actividad de descargas parciales en los transformadores para evitar sacarlos de operación intempestivamente, pues los costos por la interrupción no programada pueden resultar incluso en un gasto mayor que el precio del transformador nuevo.

1.2 Descripción del problema

Para el caso de transformadores, autotransformadores y reactores de alta tensión (desde 115 kV) instalados en México se les realiza por norma [3] la prueba de potencial inducido, que consiste en energizar el transformador a un nivel de tensión superior al nominal y aumentando la frecuencia en relación a la tensión para no saturar el núcleo. Con esta prueba se estresan todos los

aislamientos del transformador (entre bobinas, entre vueltas, de bobinas a tierra, entre fases en el caso trifásico, etc.). Dentro de esta prueba se realiza la medición de descargas parciales. Esta medición de carga (Coulombs) se hace por el método de carga aparente, la cual en México por norma tiene como límite 500 pC [2].

Las descargas parciales se pueden presentar en cualquier momento: al hacerle pruebas al transformador nuevo, en operación 10 o 40 años después. Como se mencionó anteriormente, esto se debe a una baja calidad o al deterioro progresivo del aislamiento del transformador, por lo que la medición de descargas parciales es una herramienta muy importante para cerciorarse de que una parte principal de los transformadores, los aislamientos, estén en óptimo estado para así garantizar el funcionamiento continuo del transformador.

Cuando un transformador bajo prueba o en operación tiene un nivel de descargas parciales mayor al permitido, la solución consiste en reducir este nivel, pero la mayor dificultad está en localizar la fuente de descargas parciales. Esta localización ha sido un gran problema en la industria eléctrica para los fabricantes y los que operan los transformadores. Se han desarrollado varias técnicas para la localización que se presentarán brevemente más adelante.

En este trabajo se presenta un modelo de transformador que permite reproducir la propagación de pulsos rápidos originados por descargas parciales, y con el cual se analiza un procedimiento para la localización de dichas descargas parciales en el devanado de un transformador.

1.3 Objetivo general

Obtener un modelo del transformador que sea capaz de reproducir la propagación de pulsos debidos a descargas parciales y definir un algoritmo para la localización de descargas parciales a partir del análisis de los retardos de tiempo medidos en las terminales del devanado.

1.3.1 Objetivos particulares

Implementar un modelo que sea capaz de considerar las características geométricas de un devanado experimental para así poder obtener los parámetros eléctricos del devanado.

Realizar la inyección de señales de tensión en varios puntos localizados del devanado experimental y analizar las respuestas medidas en las terminales. Así mismo, simular estos pulsos en el modelo del devanado y comparar resultados.

Verificar, mediante el uso del modelo y un algoritmo para el análisis de retardos, la localización en el devanado de estas señales inyectadas.

1.4 Justificación

En transformadores, autotransformadores y reactores de potencia existe la posibilidad de dos tipos de construcción: acorazado y columna. Los dos tipos de transformadores son dispositivos

eléctricos estáticos con geometrías internas muy complejas. Están compuestos principalmente por el conjunto núcleo-bobinas, guías de conexión, guías de derivaciones, cambiadores de derivación con operación bajo carga y/o sin carga, soportes mecánicos o bastidores y el complejo sistema dieléctrico compuesto por papel, cartón prensado y aceite dieléctrico. Todo esto debe estar perfectamente calculado y distribuido dentro del tanque del transformador.

Actualmente, los fabricantes de transformadores se enfrentan al reto de realizar diseños cada vez más pequeños para así poder utilizar menos materiales y ofrecer precios más competitivos, pero con la misma garantía de que van a cumplir con todas las pruebas satisfactoriamente. Todo esto deriva en que la disposición interna del transformador es cada vez más limitada, por lo que localizar una falla debida a una prueba tal como tensión de aguante al impulso por rayo normalizado, tensión de aguante a frecuencia industrial o tensión inducida con medición de descargas parciales sin haber desmantelado completamente el conjunto núcleo bobinas, se vuelve muy complicado y en ocasiones imposible.

Para el caso en el cual la medición de descargas parciales es superior a los rangos permitidos en la prueba de sobretensión inducida con medición de descargas parciales, la norma permite inspeccionar el transformador y corregir el problema. Dentro del transformador, la fuente de descargas parciales puede estar localizada en cualquier punto donde los aislamientos permitan la ruptura eléctrica por un campo eléctrico intenso, como puede ser en una burbuja de aire o gas en el aceite o en una cavidad en el cartón prensado. Las descargas parciales pueden localizarse en cualquier parte adyacente o no al devanado, al principio o al final del devanado, etc. El problema es saber dónde está la fuente de descargas parciales. Un devanado de AT típico tiene al menos 1000 vueltas y en los autotransformadores el número de vueltas es aún mayor (aunque es un solo devanado). Por lo tanto, la localización de descargas parciales es una herramienta muy útil en la industria eléctrica.

En este trabajo se presenta un método para la localización de descargas parciales en el cual, por medio de cálculos en el dominio del tiempo, se aproxima un resultado de localización. A pesar de que ya existen trabajos sobre la localización de descargas parciales mediante análisis de respuesta en frecuencia, este trabajo presenta respuesta en el tiempo para comprobar resultados.

1.5 Reseña histórica y estado del arte

La evolución de los transformadores desde 1884 hasta la fecha ha sido muy extensa. Esto se debe al proceso continuo de investigación, simulación y experimentación en diferentes áreas relacionadas con transformadores, tales como electromagnetismo, alta tensión, química, mecánica, tecnología de materiales, etc.

En 1831 Faraday induce un voltaje en una bobina secundaria excitando con pulsos de cd en una bobina primaria. En 1836 G. J. Page repite los mismos experimentos en un devanado con una derivación (hoy conocido como autotransformador), en un núcleo abierto. El primer transformador con un núcleo cerrado se fabricó en la planta Ganz en Budapest el 16 de

septiembre de 1884 bajo la dirección de M. Dery, O. Blathy y K. Zipernovsky; ellos fueron los primeros en utilizar el término de “transformador”. La capacidad del transformador era de 1400 VA, 40 Hz y su relación de 120/72. En 1890 M. O. Dolivo-Dobrowolsky inventó en Alemania el transformador trifásico, y en este mismo año, el primer transformador inmerso en aceite aislante fue construido por Brown. A partir de esta aplicación, cada vez se pudieron diseñar y construir transformadores de mayores tensiones y capacidades [4].

A pesar de que la evolución de los transformadores ha sido grande, su principio de funcionamiento es el mismo: la inducción electromagnética. Sin embargo, el gran desarrollo en la tecnología de los materiales ha sido fundamental para mejorar notablemente el diseño de un transformador, dado que si el sistema aislante mejora, la posibilidad de manejar tensiones más elevadas aumenta considerablemente.

Actualmente los diseñadores de transformadores tienen como objetivo transformadores de hasta 2000 MVA de capacidad y se encuentran en fase experimental transformadores de 1500 kV de tensión nominal. La gran necesidad de transmitir enormes cantidades de energía eléctrica de forma segura y barata, así como la expansión de los sistemas eléctricos de potencia obliga a crear transformadores cada vez más grandes, seguros y eficientes.

Existen muchos factores que influyen en el diseño final de transformadores, independientemente de la tensión y la capacidad nominal, tales como el nivel de aislamiento, nivel de ruido, impedancia, pérdidas, etc. Para esto existen normas y estándares nacionales e internacionales que establecen el comportamiento y desempeño mínimo del transformador.

Para poder predecir el comportamiento del transformador bajo diferentes condiciones nominales y transitorias, se han estudiado los efectos de estas condiciones y realizado modelos para obtener los resultados más similares posibles. Esto ha llevado a 2 diferentes casos de estudio en estado transitorio: baja y alta frecuencia. En alta frecuencia se estudia la propagación y distribución de una señal a lo largo del devanado del transformador.

En 1919 [5] Blume y Boyajian excitan el devanado de un transformador con un pulso rectangular, generando una respuesta de tensión transitoria en el devanado. También prueban que cambios bruscos en la señal inyectada generan transitorios internos. Comparan respuestas en un modelo de transformador aterrizado y otro con el neutro flotante. Aunque su modelo no contiene pérdidas, se explica el efecto de ellas en los resultados.

En 1937 [6] Allibone, McKenzie y Perry estudian analítica y experimentalmente el efecto de un impulso en transformadores monofásicos y trifásicos con diferentes tipos de onda. Se enfatiza el efecto que tiene la capacitancia para la distribución inicial de potencial en diferentes tipos de devanados y transformadores con y sin tanque, así como devanados aterrizados o con el neutro flotante. Se considera el efecto de las pérdidas y de una placa estática para la atenuación de la distribución inicial de potencial.

En 1973 [7] Fergestad y Henriksen presentan un método para calcular la respuesta transitoria de un devanado ante un disturbio de alta frecuencia mediante ecuaciones de estado. Esta representación de parámetros concentrados contempla todos los valores mutuos de capacitancias e inductancias, así como el efecto de las pérdidas. Sus resultados demuestran buena precisión contra mediciones experimentales. También demuestran que es suficiente representar un sistema trifásico mediante un monofásico (cuando las terminales están aterrizadas). En la discusión del artículo se menciona que el comportamiento del núcleo es diferente en altas frecuencias.

En 1978 [8] Miki, Hosoya y Okuyama proponen un modelo de parámetros concentrados para devanados tipo disco y tipo capa, para calcular la distribución de potencial y la transferencia entre los devanados de alta y baja tensión. Una conclusión de su trabajo es que la respuesta de los devanados es la misma si se considera o no la influencia del núcleo. Sin embargo, esta conclusión ha sido desmentida en publicaciones más recientes [9].

En 1980 [10] Kallberg publicó en su trabajo un modelo de transformador para la propagación de pulsos debidos a descargas parciales, inyectando pulsos de corriente representados por funciones delta de Dirac. La localización se calculó mediante una curva de predicción basada en la distribución capacitiva. Sus resultados fueron comparados con mediciones en un devanado.

En 1998 [11] Wang, Crossley y Cornick utilizan un modelo de parámetros concentrados para simular un autotransformador tipo columna con devanado continuo, contemplando el acoplamiento entre vueltas, pérdidas y el efecto del tanque, pero despreciando el efecto del núcleo en el calculo de las inductancias. Inyectando pulsos de corriente, se analizó la respuesta de las boquillas en el dominio de la frecuencia. Se plantearon 3 regiones de ubicación de la descarga parcial: entre el devanado de AT y el tanque, entre el devanado de BT y el núcleo y entre los dos devanados. Sin embargo, sus resultados en el dominio de la frecuencia no proporcionan gran información sobre la localización de la descarga parcial.

En el 2008 [12] Juan Carlos Escamilla implementa un modelo de transformador de parámetros distribuidos para reproducir el comportamiento de distribución y propagación de tensión en los devanados. El cálculo de los parámetros los obtiene desde la geometría del núcleo-bobinas. Los resultados se comparan con un modelo de parámetros concentrados mediante programas comerciales como ATP/EMTP, se obtienen respuestas muy similares.

En el 2010 [13] P. Gómez, F. Espino y F. de León comprueban mediante el MEF y ecuaciones analíticas que la densidad de flujo magnético no es lineal a lo largo de la superficie que atraviesa y, de acuerdo a la ecuación de penetración de flujo, a medida que se incrementa la frecuencia la penetración de flujo magnético en el núcleo tiende a ser cero. También demuestran que la inductancia depende directamente del comportamiento del núcleo.

En [14], [15], [16] y [17], entre otras referencias actuales, se ha modelado el transformador mediante parámetros distribuidos, contemplando el efecto del núcleo. Para ello, se inyecta un pulso de corriente de frente rápido y se mide la corriente en las terminales de línea y de neutro del devanado. Se obtiene la función de transferencia en el dominio de la frecuencia, en la cual los

ceros de la aproximación racional proporcionan información de la ubicación de la descarga parcial con buenos resultados.

En el 2011 [9] P. Gómez y F. de León demuestran que la suposición realizada por diversos autores en el pasado de que el núcleo del transformador se comporta como núcleo de aire a muy altas frecuencias ocasiona grandes errores en el cálculo de la inductancia y en consecuencia en las formas de onda obtenidas. También presentan una técnica para el cálculo de parámetros del transformador a muy altas frecuencias considerando el efecto del núcleo, aplicando el método de enlaces de flujo y el método de imágenes y creando un algoritmo para calcular la inductancia propia y mutua de todos los elementos del devanado. También se propone un método iterativo para dar mayor precisión al cálculo de parámetros.

En el 2011 [18] Sinaga, Phung y Blackburn obtienen las señales relacionadas con descargas parciales en el transformador con sus respectivos retardos de tiempo mediante sensores de ultra alta frecuencia que captan señales electromagnéticas producidas por dichas descargas. Estos sensores se colocan en 3 diferentes puntos y, mediante el cálculo de la velocidad del sonido en el aceite, se obtienen las coordenadas en 3 dimensiones para así localizar la fuente de descargas parciales.

En el 2012 [19] Diana Soto analiza los esfuerzos dieléctricos generados en el devanado de un transformador al excitar con una señal de impulso la terminal de línea. Para obtener los resultados se utiliza un enlace entre programación en MATLAB y cálculo de campos electromagnéticos en COMSOL. Inicialmente, se insertan los valores de la geometría del núcleo-bobinas en MATLAB; después, MATLAB genera información suficiente para que COMSOL, mediante el método de elemento finito, calcule los parámetros del transformador. Finalmente, se utiliza un modelo de parámetros distribuidos para obtener la respuesta transitoria en los devanados, se obtienen mapas de contorno donde se observan los esfuerzos dieléctricos en cada vuelta.

En el 2013 [20] Williams Nájera analizó los esfuerzos dieléctricos de transformadores bajo excitaciones no sinusoidales por formas de onda tipo PWM de 2, 3 y 5 niveles, observando esfuerzos dieléctricos entre capas y entre espiras. Utilizó un modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo para simular el comportamiento interno del devanado. El cálculo de parámetros fue mediante elemento finito.

En el 2013 [21] Juan M. Villanueva implementó en MATLAB-Simulink dos tipos de modelos de devanados del transformador para análisis de transitorios rápidos: parámetros concentrados (basado en ecuaciones de estado) y parámetros distribuidos (basado en la teoría de la línea de transmisión multiconductora). Comparando los resultados entre ambos modelos, observó que el modelo de parámetros distribuidos reproduce respuestas transitorias de mayores frecuencias que el de parámetros concentrados.

1.6 Alcances y limitaciones

En este trabajo de tesis se parte del concepto de que un pulso de corriente rápido inyectado en algún punto de un devanado se aproxima al efecto que tiene una fuente de descargas parciales en

el devanado. Para simular los efectos de este pulso se propone un modelo de parámetros concentrados con solución mediante análisis de redes. La determinación de parámetros se basa en el método de imágenes considerando el efecto de todos los conductores, incluyendo pérdidas serie y en derivación.

Una vez obtenidas las respuestas transitorias del modelo ante una excitación de ubicación arbitraria, la localización del pulso inyectado o fuente de descargas parciales se basa en la diferencia entre los retardos de tiempo medidos en las terminales del modelo y con un cálculo por separado. Para verificar el modelo, el cálculo de parámetros y el algoritmo de solución propuesto se comparan con los resultados de un devanado experimental, se obtienen resultados con un error promedio del 5.152%.

1.6.1 Alcances

- El cálculo de parámetros contempla el acoplamiento magnético y eléctrico en todas las vueltas, pérdidas serie (eddy y proximidad) y en derivación (en el dieléctrico).
- Los datos para el cálculo de parámetros y algoritmo de solución requieren únicamente dimensiones físicas del conjunto núcleo-bobinas y el punto de inyección, respectivamente.
- Los parámetros calculados en el programa implementado se comparan directamente con diferentes métodos de solución aplicando el MEF y de forma indirecta con las mediciones obtenidas del devanado experimental.
- La solución del modelo se realiza en el dominio de la frecuencia, por lo que las operaciones son algebraicas, de esta manera se reduce la posibilidad de errores que introduciría el aplicar un método numérico (p.e. integración numérica). Para obtener los resultados en el dominio del tiempo se utiliza la transformada numérica de Laplace inversa (TNLI).
- El modelo utilizado tiene la flexibilidad de ser aterrizado o no aterrizado, de ser excitado y de obtener las respuestas transitorias en cualquier punto del devanado.
- Se realizan pruebas en un devanado experimental en las cuales se inyectan diferentes tipos de pulsos en diferentes partes del devanado y se obtienen las respuestas transitorias en los extremos, y se comparan con las respuestas obtenidas con un modelo calculado con geometría similar. Las señales medidas y calculadas se comparan en amplitud, atenuación, retardo de tiempo y fase.

1.6.2 Limitaciones

- El modelo implementado solamente considera un devanado continuo tipo secciones o con vueltas en disposición vertical. No se implementó para calcular devanados de vueltas intercaladas o tipo capas (en el caso de transformadores de distribución). Sin embargo, mediante las modificaciones necesarias en el cálculo de parámetros, el modelo podría ser capaz de considerar geometrías arbitrarias.
- El cálculo de parámetros no considera el efecto de vueltas falsas en el devanado o de blindajes para atenuar la distribución inicial de potencial.

- No se considera ni en el modelo ni en pruebas experimentales el efecto del tanque o de algún tipo de sujeción mecánica (bastidores).
- En este trabajo el cálculo de parámetros corresponde únicamente a transformadores tipo columna, no aplica para transformadores acorazados.
- El cálculo de parámetros considera únicamente un conductor por cada vuelta. En el caso de devanados de baja tensión y terciarios en que la corriente es alta, se requieren varios conductores. Inclusive en transformadores de gran potencia, los devanados de alta tensión contienen más de un conductor por vuelta.
- A pesar de que es muy sencillo ingresar las dimensiones geométricas al modelo, en ocasiones estas dimensiones pueden ser difíciles o imposibles de obtener, ya que es información propia del fabricante.

1.7 Organización de la tesis

Capítulo 1: Introducción: En este capítulo se describen los antecedentes, la descripción del problema, objetivos, justificación, alcances, limitaciones y aportaciones de este trabajo.

Capítulo 2: Descargas parciales en transformadores de alta tensión: En este capítulo se describe el fenómeno de descargas parciales, la medición y las técnicas de localización utilizadas en la industria eléctrica.

Capítulo 3: Modelado de transformadores para altas frecuencias: En este capítulo se describen los modelos del transformador para el análisis de transitorios de altas frecuencias, así como sus ventajas y desventajas.

Capítulo 4: Determinación de parámetros del transformador a muy altas frecuencias: En este capítulo se describen las formas posibles analíticamente y mediante simulaciones para obtener los parámetros eléctricos del transformador a partir de su geometría.

Capítulo 5: Simulaciones y mediciones en un devanado experimental: En este capítulo se simulan diferentes casos en el modelo desarrollado para reproducir el efecto de una descarga parcial y formas de poder localizarla. También se trabaja con el devanado experimental para comparar los resultados y de esta forma validar el modelo propuesto.

Capítulo 6: Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros: Se presentan las conclusiones, recomendaciones y aportaciones de este trabajo de tesis.

2 CAPITULO 2. Descargas parciales en transformadores de alta tensión

2.1 Introducción

Las descargas parciales (DP) se definen como la ruptura eléctrica localizada en un medio aislante (líquido, gaseoso o sólido) entre dos electrodos y que puede ocurrir o no adyacente a un electrodo [1]. Estas descargas aparecen como pulsos transitorios con una duración mucho menor a $1 \mu\text{s}$ [22]. Normalmente las descargas parciales están confinadas a una parte del aislamiento, el cual puede ser gaseoso, líquido, sólido o una combinación de éstos. Este fenómeno puede ocurrir en una cavidad de un sólido, en una burbuja de aire en un líquido, en alguna superficie de un líquido o sólido o en alguna interfaz entre dieléctrico donde la permitividad en la cavidad sea menor que la del aislamiento total, causando esfuerzos dieléctricos más intensos.

El efecto 'corona' es también una forma de descarga parcial, pero en este trabajo no se profundizará a detalle en este concepto.

2.2 Clasificación

Las descargas parciales se pueden clasificar en:

1. Descargas parciales superficiales
2. Descargas parciales internas
3. Descargas parciales por corona

En equipos eléctricos de AT que presentan actividad de DP, la clasificación es muy complicada, dada la complejidad de la disposición de los múltiples aislamientos, por lo que en ocasiones se puede dar la combinación de diferentes tipos de descargas parciales [23].

2.2.1 Descargas superficiales

Las descargas superficiales ocurren normalmente en la interfaz entre dos aislamientos diferentes, como puede ser la combinación de algún sólido, líquido o gaseoso, tal como se muestra en la Figura 2.1. Esto sucede porque cuando las permitividades son diferentes y existe una concentración o mayor intensidad de campo eléctrico en alguno de los aislantes, se produce un esfuerzo eléctrico mayor en la interfaz de estos aislamientos [24].

En el caso de los transformadores se puede dar el caso de que alguna parte del devanado o las guías de conexión tengan secciones con un radio pequeño en el cual el gradiente de campo eléctrico es elevado, dando la posibilidad de descargas parciales, o de alguna parte aterrizada cerca del devanado. En el transformador los aislantes presentes son el papel del devanado, el cartón prensado y el aceite aislante.

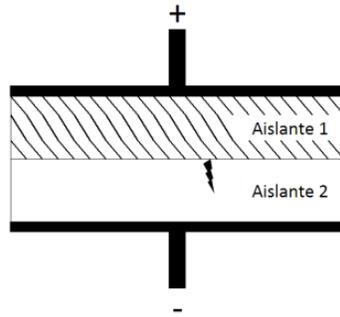


Figura 2.1. Descargas parciales superficiales

En la Figura 2.1 se muestran dos electrodos y dos tipos de aislantes diferentes. En el caso de un transformador puede identificarse al devanado como el electrodo positivo, a los aislamientos mayores como el aislamiento 1, al aceite como el aislamiento 2 y al núcleo como el electrodo negativo.

2.2.2 Descargas internas

Las descargas parciales internas aparecen dentro de una cavidad en el medio aislante, ya sea líquido, gaseoso o sólido, tal como se muestra en la Figura 2.2. En el caso de transformadores de potencia este tipo de descargas es común en el aceite aislante cuando existen burbujas. Este problema se elimina con un proceso de desgasificado para eliminar cualquier gas dentro del aceite. En otros equipos de alta tensión donde el medio aislante es a base de resinas, cualquier cavidad interna representa un gran problema porque son muy difíciles o imposibles de localizar.

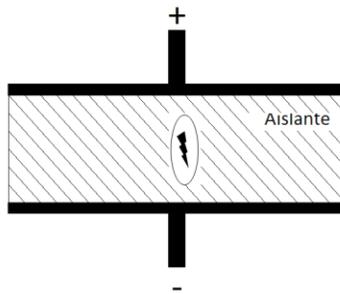


Figura 2.2. Descargas parciales internas

2.2.3 Descarga Corona

Las descargas externas o corona, tal como se muestra en la Figura 2.3, ocurren cuando el campo eléctrico supera la rigidez dieléctrica del medio gaseoso aislante (gas o aire), de tal forma que el medio se ioniza a tal grado que existe una ruptura dieléctrica; el efecto es visible y audible.

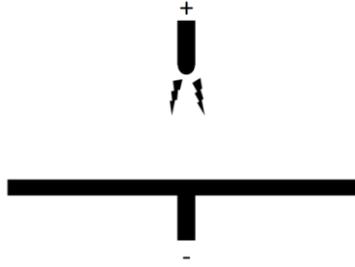


Figura 2.3. Descarga corona

2.3 Efectos de las descargas parciales

Como se mencionó anteriormente, las descargas parciales deterioran progresivamente el medio aislante en el que se crean. Este deterioro va de acuerdo a la intensidad del campo eléctrico y al material aislante expuesto.

En el caso de líneas aéreas de alta tensión, el efecto corona no daña al medio aislante que es el aire, pero sí perjudica al medio energizado que lo crea, en este caso al conductor. Los efectos perjudiciales se reflejan mediante pérdidas de potencia, generación de calor, erosión mecánica en la superficie, interferencia electromagnética, etc.

Una descarga parcial en un transformador, aunque lentamente, va deteriorando los aislamientos y puede llevar a la falla total del equipo, por lo que es muy importante conocer la forma en que se generan y como se pueden detectar.

La detección y medición de descargas están basadas en el intercambio de energía durante la descarga. Estos intercambios se manifiestan en (i) pulsos eléctricos de corriente, (ii) pérdidas dieléctricas, (iii) radiación electromagnética (luz), (iv) vibraciones mecánicas (sonido), (v) incremento en la presión de gas, y (vi) reacciones químicas [22]. Por lo tanto, para detectar, medir y/o localizar las descargas parciales es necesario el estudio de estos fenómenos.

En el caso de transformadores de potencia las diferentes manifestaciones o efectos de las descargas parciales pueden aparecer de manera simultánea. Hasta ahora el método más eficiente y preciso para su detección es el método eléctrico, en el cual se censan pequeñas corrientes derivadas de las descargas parciales en un circuito externo. Este método se explicará más adelante.

2.4 Modelo del fenómeno

El fenómeno de descargas parciales se puede representar por una ruptura de un capacitor dentro de un arreglo de capacitancias que representan al dieléctrico entre los electrodos *A* y *B*.

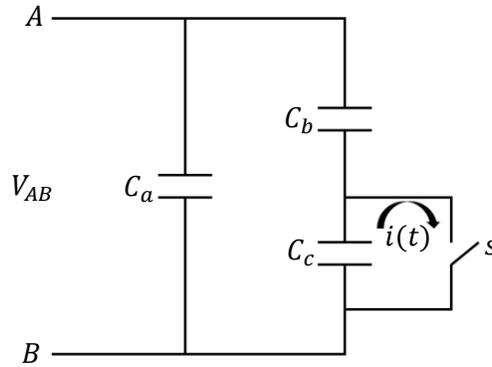


Figura 2.4. Modelo del fenómeno de DP

En la Figura 2.4 la capacitancia C_a representa el dieléctrico en paralelo con la cavidad, la capacitancia C_b representa las partes del dieléctrico entre los electrodos y la cavidad (en serie con esta), la capacitancia C_c representa la cavidad del dieléctrico donde se presenta la ruptura parcial y S representa un interruptor controlado por tensión, que a una cierta tensión cierra e inmediatamente abre, originando pequeñas corrientes $i(t)$ que no se pueden medir de forma directa. La forma de esta señal de corriente (con duración de nanosegundos) está regida por el proceso de la descarga eléctrica en un gas, similar a una función Delta de Dirac [22]. Esto se puede observar de mejor manera mediante una simulación en ATP con el arreglo que se muestra en la Figura 2.4. Los resultados se reproducen en la Figura 2.5.

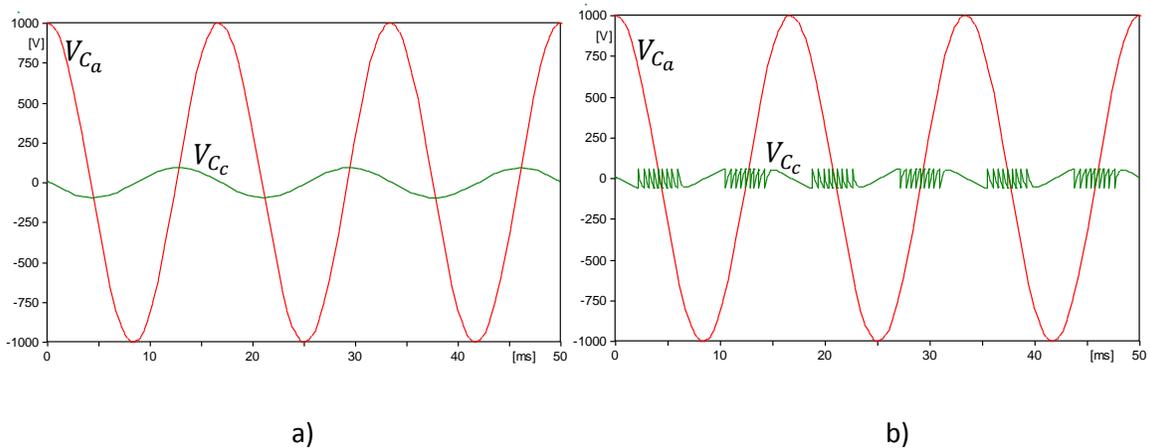


Figura 2.5. a) Voltaje (V_{AB}) en una cavidad bajo excitación de ca y b) Efecto de la ruptura eléctrica en la cavidad

En la Figura 2.5 a) se muestran 3 ciclos de voltaje de la señal alterna (V_{AB}) y también se muestra el voltaje dentro de la cavidad (V_{C_c}). En la Figura 2.5 b) se muestra la señal de voltaje dentro de la cavidad cuando ocurre una ruptura dieléctrica. Este fenómeno ocurre cuando el voltaje supera la rigidez del medio aislante y éste rompe colapsando la tensión. En este momento la tensión inicia

nuevamente hasta llegar a su valor máximo y rompe nuevamente. De esta manera este proceso se repite en cada ciclo para cada incremento y decremento en la señal de voltaje.

En el caso de excitación con corriente directa sólo se presentan descargas parciales durante el incremento de la señal hasta que llegue a su valor nominal y, una vez que el voltaje sea constante, no hay descargas debido a que las cavidades están polarizadas sin intercambio de carga porque el campo eléctrico se mantiene constante [22].

De la Figura 2.4, la corriente $i(t)$ origina una carga dada por $\delta q_c = C_c \delta V_c$ debida a C_c . Esto origina una caída de tensión en δV_a dada por:

$$\delta V_a = \frac{C_b}{C_b + C_a} \delta V_c \quad (2.1)$$

De la ecuación (2.1), se puede observar que aún no se tiene información de δq_c , pero se sabe que es proporcional a $C_b \delta V_c$. El voltaje δV_a es medible pero depende de la corriente $i(t)$, por lo que sería una medición complicada.

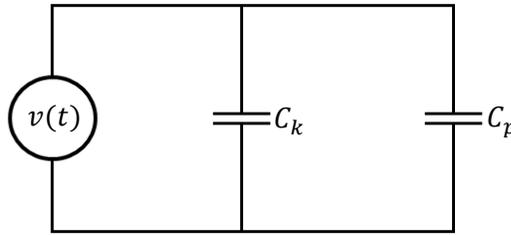


Figura 2.6. Circuito de prueba para DP

En la Figura 2.6 se utiliza un arreglo parecido al de la Figura 2.4, donde C_p es el objeto bajo prueba que contiene C_b , C_c y el capacitor de acoplamiento C_k . Este capacitor libera una corriente $i(t)$ que circula entre los capacitores C_k y C_p y atenúa la caída de tensión en C_p . La capacidad de C_k debe de ser mucho mayor que C_p para estabilizar δV_a y que pueda compensar la transferencia de carga debida a la corriente $i(t)$:

$$q = \int i(t) dt = (C_a + C_b) \delta V_a \quad (2.2)$$

se sustituye la ecuación (2.1) en la ecuación (2.2) se tiene:

$$q = C_b \delta V_c \quad (2.3)$$

Esta carga es la llamada *carga aparente* de un pulso de descargas parciales, aunque en realidad con esta información no se tiene la carga debida a C_c . En el caso de transformadores de extra alta tensión es necesario un capacitor de acoplamiento con mayor capacidad que el mismo transformador. Esto no es económicamente factible, por lo que se utiliza un capacitor de acoplamiento con una capacidad finita, de tal forma que la carga q o corriente $i(t)$ será reducida y

el voltaje en C_k también será menor debido a la transferencia de carga. Si se considera esto, de la Figura 2.4 y la Figura 2.6 se puede suponer que

$$\delta V_a(C_a + C_b) = \delta V(C_a + C_b + C_k) \quad (2.4)$$

se sustituye la ecuación (2.2) en (2.4) y se tiene:

$$\delta V = \frac{q}{C_b + C_a + C_k} \quad (2.5)$$

de la ecuación (2.5) se puede desprestigiar C_b por su valor pequeño y multiplicarlo por C_k para obtener q_m :

$$q_m = C_k \delta V \approx \frac{C_k}{C_a + C_k} q \quad (2.6)$$

se despeja q_m/q para obtener:

$$\frac{q_m}{q} \approx \frac{C_k}{C_a + C_k} \quad (2.7)$$

De la ecuación (2.7) se observa que no se puede obtener la carga q directamente de una medición, por lo que se define un arreglo para conocer la relación q_m/q , donde q_m es una carga conocida. Esto sucede cuando se tiene un valor alto en C_t o su equivalente C_a , que es el caso común de los transformadores de potencia. En la actualidad, para medir la carga aparente debida a actividad de DP en un transformador, se calibran los circuitos de medición inyectando valores conocidos de carga (q_m) en las derivaciones capacitivas de las boquillas del transformador para realizar medición de descargas parciales.

En [1] se define el concepto de carga aparente q de un pulso de DP de la siguiente manera:

“La carga aparente q de un pulso de descargas parciales es una carga unipolar que al ser inyectada en un periodo de tiempo muy corto entre las terminales del objeto bajo prueba en un circuito específico, dará las mismas lecturas en los instrumentos de medición que el pulso de corriente de una descarga parcial. La carga aparente es usualmente expresada en pico Coulombs.”

En el caso de transformadores de potencia, para reproducir una descarga parcial es necesario aplicar un pulso de corriente del orden de nanosegundos directamente en el devanado. Como se comentó anteriormente, este fenómeno puede ocurrir en cualquier parte del devanado. El presente trabajo de tesis parte de esta definición para reproducir descargas parciales en el devanado de un transformador, aplicando pulsos de corriente de alta frecuencia en diferentes puntos del modelo del transformador para simular descargas parciales y obtener lecturas en las terminales del devanado.

2.5 Métodos de localización de DP en transformadores de potencia

En la actualidad existen numerosas investigaciones sobre la localización de DP en transformadores de potencia. Estas investigaciones se basan en los efectos derivados de las DP, como son los efectos acústicos (vibraciones mecánicas), electromagnéticos (luz), químicos (gases) y eléctricos (pulsos de corriente). Sin embargo, la localización de DP es complicada con cualquiera de estos métodos, debido a la complejidad interna de los transformadores [23].

En las siguientes secciones se presentan los dos métodos más investigados y utilizados en la industria para la localización de DP: método acústico y método eléctrico. Aparte de éstos, existen los métodos químico y óptico, los cuales no se profundizaran en esta tesis. El método óptico no es útil para el caso de los transformadores de potencia, porque se basa en la detección de luz que emite la DP debido a la ionización y, dado que los transformadores de potencia están totalmente herméticos y sumergidos en aceite, cualquier inspección visual dentro del transformador bajo prueba es casi imposible. El método químico se basa en análisis de gases disueltos (DGA, por sus siglas en inglés), el cual sirve para conocer de forma precisa fallas en el transformador mediante la identificación de los tipos de gases disueltos en el aceite aislante, su cantidad, su proporción relativa y cambios en el tiempo. En aceite mineral los gases que se pueden encontrar son: Hidrogeno (H_2), Metano (CH_4), Etano (C_2H_6), Etileno (C_2H_4), Acetileno (C_2H_2), Monóxido de Carbono (CO), Dióxido de Carbono (CO_2), Oxígeno (O_2) y Nitrógeno (N_2) medidos en partes por millón (ppm). La generación de gases se da por grandes esfuerzos térmicos y/o eléctricos en el aceite derivados de descargas parciales, arcos eléctricos, humedad o partículas en el aceite o sobrecalentamiento en los devanados y/o el núcleo. Para el caso de descargas parciales el gas clave es el Hidrogeno; cuando se cumplen las condiciones $\frac{C_2H_4}{C_2H_6} < 0.2$ y $\frac{CH_4}{H_2} < 0.1$, con baja presencia (dentro de los límites) de C_2H_2 y C_2H_4 dadas en [25], se considera que existe actividad de DP. Para la interpretación de resultados del DGA se pueden consultar [26] y [27].

El DGA es una herramienta de mucha utilidad para el diagnóstico de transformadores en operación, pero no proporciona información sobre la localización de la fuente de DP (o cualquier otra falla).

2.5.1 Método acústico

Para la detección de DP el método acústico utiliza como referencia las vibraciones mecánicas producidas en la liberación de energía de cada DP. Estas señales acústicas son capturadas por transductores piezoeléctricos (mínimo 3) colocados en distintos puntos de las paredes del tanque del transformador, los cuales convierten la señal acústica en una señal de tensión, manteniendo la relación en la magnitud y frecuencia.

En la Figura 2.7 se muestran 2 transductores localizados en la misma pared del tanque inferior de un transformador tipo acorazado.



Figura 2.7. Dos transductores colocados en la pared del tanque del transformador

Las señales de los transductores se concentran en un osciloscopio y se añade la señal eléctrica de la DP (se considera que la velocidad de la señal eléctrica de la DP y de los transductores al osciloscopio son instantáneas). La localización de la fuente de DP se hace calculando el retardo de tiempo entre las señales acústicas y la señal eléctrica, se toma como referencia la señal eléctrica. Para esto se considera que la velocidad de propagación de señales acústicas en el aceite es de aproximadamente 1400 m/s. Deben ubicarse los transductores de acuerdo a la intensidad y retardo de tiempo de las lecturas, acercándolos lo más posible a la fuente de DP para obtener mejores resultados [28].

En la Figura 2.8 se muestra un ejemplo de la señal de los transductores y la señal eléctrica generada por la DP. Se puede observar que existe un retardo de tiempo entre las tres señales y la señal eléctrica. Se calcula en base a la velocidad de propagación en el medio se puede obtener la ubicación aproximada de la fuente de DP.



Figura 2.8. Retardo de tiempo entre señal de DP y acústicas

Una de las desventajas de este método es que la velocidad de propagación de las señales acústicas es diferente dependiendo del medio y de la dirección en que se propagan. El medio puede corresponder al núcleo, las bobinas, barreras, blindajes, aislamiento, etc., lo que dificulta el cálculo de la velocidad de propagación. Aunado a esto, si la señal acústica viaja de manera transversal (perpendicular) o longitudinal (paralelo) en el mismo medio, se pueden obtener valores diferentes de velocidad. La propagación de señales transversales en el tanque del transformador sufre un efecto de atenuación por reflexiones dependientes del material y del grosor del mismo. La Tabla 2.1 muestra la velocidad del sonido en diferentes medios.

Tabla 2.1. Velocidad del sonido en diferentes medios [28]

Material	Dirección	Velocidad (m/s)
Aceite	N/A	1400
Pressboard	Longitudinal	2000
Pressboard	Transversal	3500
Acero	Longitudinal	5200
Acero	Transversal	3200

Como se mencionó anteriormente, existen 2 tipos de construcción en los transformadores de potencia: tipo acorazado (Shell-type) y tipo columna (Core-type), como se muestra en la Figura 2.9 a) y b), respectivamente. Ambas configuraciones son muy complejas para la localización de DP.

Si existiera una fuente de DP en las bobinas de un transformador tipo acorazado, las variables de velocidad de propagación acústica serían diferentes a las de un transformador tipo columnas, al tomar en cuenta que el núcleo del transformador acorazado envuelve en gran parte a las bobinas dándole un medio (acero) de propagación diferente al del aceite (caso columnas).

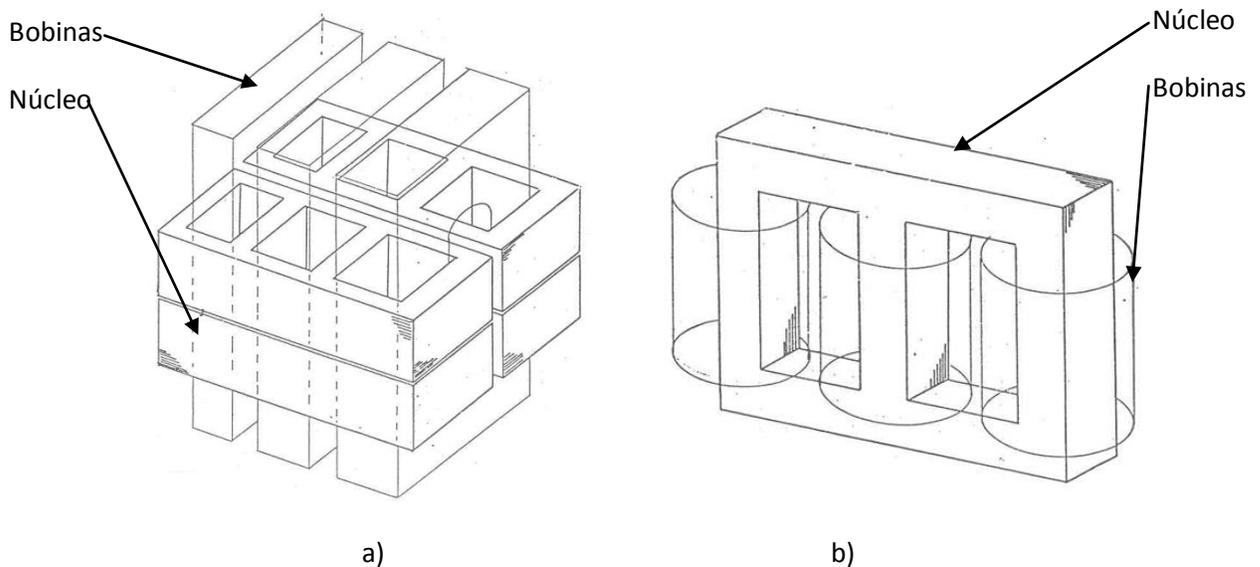


Figura 2.9. Transformador trifásico a) tipo Acorazado, b) tipo Columna

Una gran ventaja del método acústico es que las señales electromagnéticas no afectan las mediciones acústicas; esto es de gran ayuda cuando el transformador se encuentra en operación en un ambiente de mucho ruido electromagnético. Cabe mencionar que las vibraciones propias del transformador (vibraciones mecánicas del conjunto núcleo-bobinas) tampoco afectan las mediciones para DP porque sus frecuencias son mucho más bajas.

El método acústico es muy utilizado no sólo en transformadores de alta tensión, sino también en subestaciones aisladas en gas (GIS, por sus siglas en inglés), interruptores, etc.

2.5.2 Método eléctrico

Dados los buenos resultados de detección de DP en GIS mediante el método eléctrico, este método se está aplicando últimamente a diferentes dispositivos eléctricos de alta tensión.

El método eléctrico es clasificado en 3 rangos diferenciados por su frecuencia, mencionados en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Mejor ubicación en el rango de frecuencia para la detección de DP de diferentes equipos [29]

Rango	Cables	Transformadores	GIS	Generadores
HF (3 MHz - 30 MHz)	+	-	-	+
VHF (30 MHz - 300 MHz)	+/-	+	+	+
UHF (300 MHz - 3000 MHz)	+/-	+	+	-

Para el caso de transformadores de potencia se utilizan sensores electromagnéticos para la detección de DP en línea, pero actualmente se utilizan también para la localización. Parecido al método acústico, el método eléctrico se basa en capturar las señales electromagnéticas originadas por las DP y medir el retardo de tiempo respecto a las señales eléctricas dadas por las DP. Los sensores para capturar estas señales UHF son capacitivos (antenas) que capturan la señal eléctrica y envían un pulso de tensión manteniendo la relación en la magnitud y frecuencia. Las señales capturadas en el osciloscopio se examinan y se calculan los retardos de tiempo entre ellas para así poder determinar la posible ubicación de la fuente de DP [18].

En este método la medición de velocidad es de la señal electromagnética a los sensores, por lo que se tienen velocidades muy rápidas. La velocidad de propagación de ondas electromagnéticas en el aire es $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$, donde μ y ϵ corresponden a la permeabilidad y la permitividad del medio, respectivamente. En el aire es aproximadamente la velocidad de la luz, $c = 300000$ km/s, mientras que en el aceite es menor, aproximadamente 200000 km/s. Dado que son velocidades de propagación muy rápidas se debe de considerar que los cables de los sensores al osciloscopio sean de las mismas longitudes, para así evitar errores en las lecturas.

Este método presenta la desventaja de que cualquier interferencia o ruido electromagnético influye en las lecturas de los sensores, lo que dificulta la medición en lugares con ruido electromagnético abundante, por ejemplo en una subestación eléctrica de alta tensión.

Además de este método, existen numerosas investigaciones relacionadas con otros métodos eléctricos [14], [15] y [16], los cuales se basan en obtener los polos y los ceros del espectro de frecuencia dados por la función de transferencia en las terminales del devanado del transformador. Mediante distintos algoritmos estos valores dan una localización aproximada de la DP. Estos métodos aún están en desarrollo.

El método que se emplea en este trabajo es también eléctrico. Se utiliza la velocidad de propagación del pulso de DP a lo largo del devanado y se calculan retardos de tiempo entre las señales medidas en los extremos del devanado y de esta manera se aproxima la localización de la DP.

3 CAPITULO 3. Modelado del transformador para altas frecuencias

3.1 Introducción

El modelo del transformador es la representación circuital y/o matemática del núcleo y los devanados para obtener respuestas similares a las del transformador real cuando a éste se le aplica una excitación. Este modelo debe de ser tan preciso como se requiera y tan simple como sea posible. La respuesta transitoria del transformador, como la de cualquier componente del sistema eléctrico, está dada por el intercambio entre la energía magnética almacenada en los elementos inductivos y la energía eléctrica almacenada en los elementos capacitivos, además de la atenuación generada por las pérdidas de conducción y dieléctricas. Por lo tanto, el modelo del transformador debe de contemplar todos los parámetros eléctricos necesarios para que su respuesta sea correcta.

Dado que los transformadores de potencia y distribución están expuestos a diversas condiciones anormales de operación, el modelado es una herramienta muy útil para conocer el comportamiento del transformador bajo estas circunstancias. Una condición de gran importancia en el diseño es el estado transitorio, pues los transformadores están expuestos a sobretensiones o sobrecorrientes transitorias originadas por descargas atmosféricas, apertura y cierre de interruptores, corrientes de irrupción, energización de bancos de capacitores, etc. A pesar de que estas condiciones ocurren en lapsos de tiempo muy cortos, pueden causar la falla parcial o total del transformador. Por lo tanto, los transformadores deben estar diseñados para soportar cualquiera de estas condiciones.

Los fenómenos transitorios pueden clasificarse a partir de las frecuencias involucradas en ellos, como se muestra en la Tabla 3.1. Se puede observar en esta tabla que existe una gran variedad de rangos de frecuencia para transitorios electromagnéticos. El modelo del transformador dependerá del tipo de transitorio electromagnético a analizar, por lo tanto es de gran importancia la selección adecuada de dicho modelo para obtener los resultados correctos.

Tabla 3.1. Clasificación de modelos de acuerdo a su rango de frecuencias [30].

Grupo	Frecuencia	Características del fenomeno	Tipo de transitorio
I	0.1 Hz - 3 kHz.	Oscilacion de baja frecuencia	Sobre tensiones temporales
II	50 Hz - 20 kHz	Frente de onda lento	Sobre tensiones por maniobra
III	10 kHz - 3 MHz	Frente de onda rapido	Sobre tensiones por descargas atmosfericas
IV	100 kHz - 50 MHz	Frente de onda muy rapido	Sobre tensiones por falla en GIS

Los modelos del transformador para transitorios de altas frecuencias (grupos III y IV de la Tabla 3.1) son utilizados extensamente para reproducir y analizar diferentes condiciones, entre ellas los esfuerzos dieléctricos en los aislamientos del transformador relacionados con la prueba de

impulso por rayo [6] [19] [31]. En este trabajo se utiliza el modelado del transformador para aplicar un pulso rápido de corriente (que represente una descarga parcial) en diferentes puntos del transformador, y analizar las respuestas en la terminales del devanado.

3.2 Modelado de transformadores para transitorios de altas frecuencias.

Durante un transitorio electromagnético en un transformador, en cada vuelta de las bobinas y entre bobinas existe un acoplamiento dado por campos eléctricos y magnéticos. De esta forma, el comportamiento del transformador ante un transitorio está regido por la interacción de estos campos [32].

El comportamiento transitorio del devanado de un transformador puede ser descrito mediante ecuaciones diferenciales parciales (ecuaciones de propagación). Sin embargo, la solución a partir de este enfoque es complicada. Por otro lado, si se dividen las bobinas en segmentos en los cuales las inductancias, capacitancias y resistencias se definen como elementos concentrados, la solución se vuelve más sencilla, ya que las ecuaciones diferenciales parciales pueden ser reemplazadas por ecuaciones diferenciales ordinarias simultáneas [33].

En la Tabla 3.2 se muestran los parámetros importantes dependiendo del tipo de fenómeno a analizar. Por ejemplo, se puede observar que para los transitorios rápidos y muy rápidos el efecto del acoplamiento capacitivo es muy importante, mientras que la saturación del núcleo es despreciable [34].

Tabla 3.2. Directrices para el modelado de transformadores [32].

Parámetro/Efecto	Transitorios de baja frecuencia	Transitorios de frente de onda lento	Transitorios de frente de onda rapido	Transitorios de frente de onda muy rapido
Impedancia de corto circuito	Muy importante	Muy importante	Importante	Despreciable
Saturacion magnetica	Muy importante	Importante	Despreciable	Despreciable
Pérdidas en el núcleo	Importante	Despreciable	Despreciable	Despreciable
Corrientes de eddy	Muy importante	Importante	Despreciable	Despreciable
Acoplamiento capacitivo	Despreciable	Importante	Muy importante	Muy importante

Los modelos del transformador más utilizados para altas (grupo III) y muy altas frecuencias (grupo IV) son aquellos que pueden reproducir la propagación y la distribución de la onda incidente a lo largo del devanado; estos pueden describirse mediante parámetros distribuidos y parámetros concentrados.

Es importante considerar que la precisión que requiere el modelo para reproducir de manera correcta al transformador depende del rango de frecuencias presente en el transitorio. Para

modelar transitorios de alta frecuencia (cientos de kHz) se puede contemplar un segmento por cada disco de la bobina, mientras que para modelar transitorios de muy alta frecuencia (en el orden de MHz) se debe contemplar un segmento por cada vuelta de la bobina, lo que origina simulaciones muy costosas computacionalmente [34].

La representación de un segmento del devanado del transformador se muestra en la Figura 3.1.

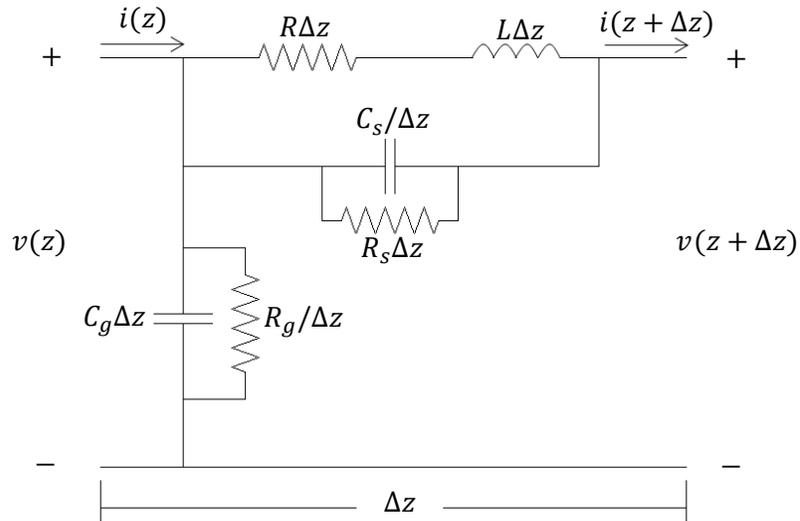


Figura 3.1. Circuito equivalente por unidad de longitud de un devanado de transformador.

Los parámetros por unidad de longitud (Δz) se definen como sigue:

- L es la inductancia serie del devanado
- R es la resistencia serie del devanado
- C_s es la capacitancia serie del devanado (vuelta a vuelta)
- R_s son las pérdidas dieléctricas en serie
- C_g es la capacitancia en derivación (vuelta a vuelta)
- R_g son las pérdidas dieléctricas en derivación

Aunado a los parámetros representados en la Figura 3.1, existe el acoplamiento inductivo entre vueltas, el cual es muy importante para la reproducción adecuada de las frecuencias involucradas en un fenómeno transitorio de frente de onda rápido, además del cálculo correcto de la diferencia de potencial entre vueltas del devanado [34].

Se parte de la representación de la Figura 3.1, existen diferentes métodos para analizar las respuestas de los modelos, como se describe en los siguientes apartados.

3.3 Modelo de parámetros distribuidos

El modelo de parámetros distribuidos se basa inicialmente en la teoría de línea de transmisión monofásica [35]. Del circuito representado en la Figura 3.1, al calcular voltajes y corrientes de rama, se obtienen las 2 ecuaciones del telegrafista en el dominio de la frecuencia:

$$-\frac{dV(z,s)}{dz} = ZI(z,s) \quad (3.1)$$

$$-\frac{dI(z,s)}{dz} = YV(z,s) \quad (3.2)$$

donde la impedancia serie Z y la admitancia en derivación Y por unidad de longitud en el dominio de la frecuencia son:

$$Z = \frac{R + sL}{1 + (R + sL)(sCs + \frac{1}{Rs})} \quad (3.3)$$

$$Y = sCg + \frac{1}{Rg} \quad (3.4)$$

La limitante de este modelo es que no puede considerar el acoplamiento inductivo entre vueltas, el cual es muy importante para el estudio de transitorios rápidos. Para superar esta limitante se desarrolló el modelo de línea multiconductora [36], en el cual cada 'conductor' representa un segmento (una vuelta, en el caso más detallado) del devanado. Para preservar la continuidad del devanado, el final de cada conductor se conecta topológicamente con el inicio del siguiente conductor, resultando en una conexión en zig-zag, como se muestra en la Figura 3.2. De esta forma, el acoplamiento inductivo entre segmentos del devanado está representado por el acoplamiento entre los conductores del modelo.

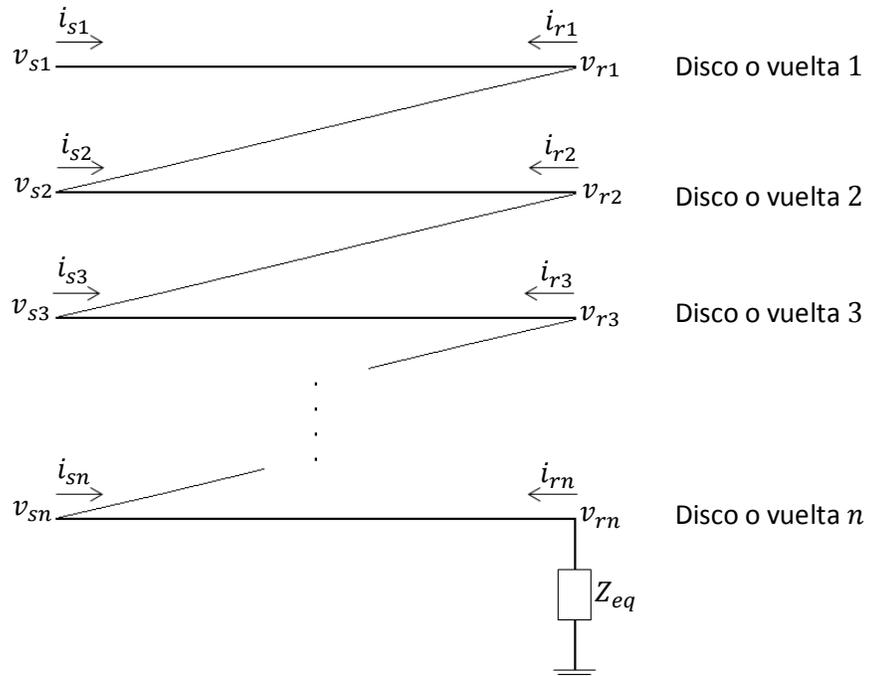


Figura 3.2. Representación de un devanado basado en la teoría de la línea multiconductora

Para la solución de este modelo se parte de las ecuaciones del telegrafista de una línea multiconductora, las cuales pueden resolverse mediante métodos numéricos en el dominio del tiempo o de la frecuencia. Para modelar un transitorio de muy alta frecuencia, cada conductor de la línea tendrá una longitud de una vuelta. Por lo tanto, para un devanado de alta tensión donde existe una gran cantidad de vueltas, (cientos e incluso miles), la solución de este modelo puede requerir tiempos de cómputo elevados debido a las dimensiones de las matrices involucradas.

Al tomar en cuenta lo anterior, se desarrolló otro modelo que combina los modelos de línea monofásica y línea multiconductora [35] se reduce considerablemente el tiempo de cómputo empleado para la solución del sistema. Para este caso se considera que cada bobina (capa o disco del devanado) es un arreglo de línea monofásica y se obtienen los voltajes en los extremos de la línea. Después, se considera a cada bobina como una línea multiconductora para conocer los voltajes internos (voltaje entre vueltas y de cada vuelta a tierra) y de esta manera mantener la precisión en el cálculo sin requerir una solución tan costosa computacionalmente. La Figura 3.3 muestra la combinación entre los modelos de línea de transmisión monofásica y multiconductora.

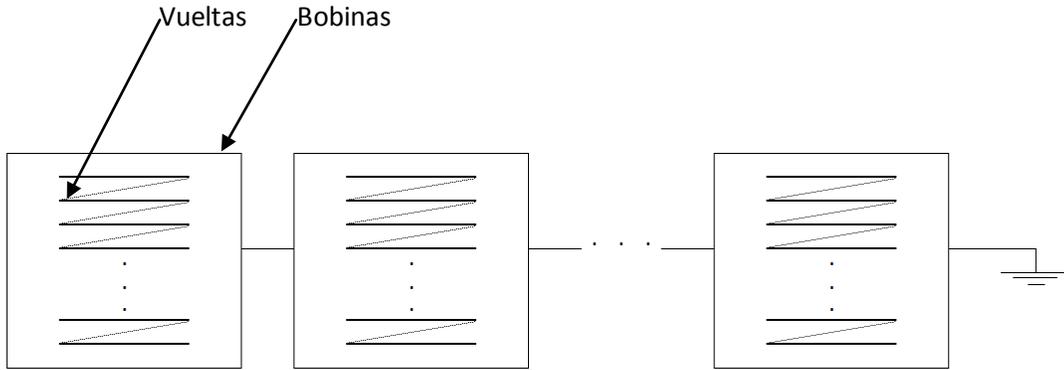


Figura 3.3. Modelo basado en la combinación de las teorías de la línea de transmisión monofásica y multiconductora.

3.4 Modelado de parámetros concentrados

Una alternativa al modelado de parámetros distribuidos, que a diferencia de éste no requiere la solución de ecuaciones diferenciales parciales, es el modelado de parámetros concentrados. Para este enfoque es muy importante considerar adecuadamente la longitud de cada segmento, ya que de esto dependerá la precisión del análisis y el tiempo de cómputo.

El modelo de parámetros concentrados basado en la representación de espacio de estados se basa en un número finito n de segmentos conectados (red en escalera) representado en la Figura 3.4 [35].

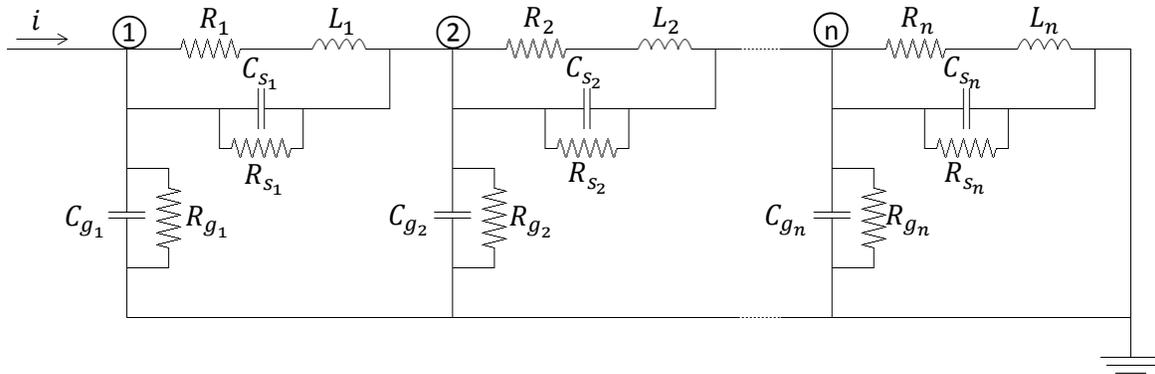


Figura 3.4. Circuito equivalente del devanado de un transformador.

Al analizar por nodos el circuito de la Figura 3.4 se tiene:

$$\hat{\mathbf{C}} \frac{d^2 \hat{\mathbf{v}}(t)}{dt^2} + \hat{\mathbf{G}} \frac{d \hat{\mathbf{v}}(t)}{dt} + \hat{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{v}}(t) = 0 \quad (3.5)$$

donde:

$\hat{\mathbf{C}}$ = Matriz de capacitancia nodal incluyendo el nodo excitado.

$\hat{\mathbf{G}}$ = Matriz de conductancia nodal incluyendo el nodo excitado.

$\hat{\mathbf{I}}$ = Matriz de inductancia inversa nodal incluyendo el nodo excitado.

$\hat{\mathbf{V}}$ = Vector de voltaje nodal incluyendo el nodo excitado.

de la ecuación (3.5) $\hat{\mathbf{I}}$ es:

$$\hat{\mathbf{I}} = \mathbf{KZ}^{-1}\mathbf{K}^t \quad (3.6)$$

y

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L} \quad (3.7)$$

donde \mathbf{R} y \mathbf{L} son las matrices nodales de pérdidas serie y de elementos inductivos respectivamente, y \mathbf{K} es:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

de la ecuación (3.5) se extrae el nodo excitado k –ésimo con tensión $u(t)$ conocida, obteniendo lo siguiente:

$$\mathbf{C} \frac{d^2\mathbf{v}(t)}{dt^2} + \mathbf{G} \frac{d\mathbf{v}(t)}{dt} + \mathbf{I}\mathbf{v}(t) = -\mathbf{C}_k \frac{d^2u(t)}{dt^2} - G_k \frac{du(t)}{dt} - \Gamma_k u(t) \quad (3.9)$$

Se puede observar que este es un sistema dinámico, en el cual están contenidas las variables (variables de estado y salida) que resumen el estado del sistema para cualquier tiempo. Para poder resolver este sistema mediante espacio de estados, se necesitan obtener las matrices $\mathbf{A}(\cdot)$, $\mathbf{B}(\cdot)$, $\mathbf{C}(\cdot)$ y $\mathbf{D}(\cdot)$ y resolver el sistema diferencial de primer orden:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}(t)u(t) \quad (3.10)$$

$$y = \mathbf{C}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}(t)u(t) \quad (3.11)$$

donde:

$\mathbf{X}(t)$ = vector de estado.

$u(t)$ = vector de entrada (excitación).

$y(t)$ = vector de salida.

$\mathbf{A}(\cdot)$, $\mathbf{B}(\cdot)$, $\mathbf{C}(\cdot)$ & $\mathbf{D}(\cdot)$ = matrices de coeficientes constantes.

Se aplica la forma canónica del observador a la ecuación (3.10) y (3.11) (donde s suplanta a la derivada, no significa que esté en el dominio de la frecuencia):

$$\mathbf{C}\ddot{v} + \mathbf{G}\dot{v} + \mathbf{F}v = -\mathbf{C}_k\ddot{u} - \mathbf{G}_k\dot{u} - \mathbf{F}_ku \quad (3.12)$$

$$s^2\mathbf{C}v + s\mathbf{G}v + \mathbf{F}v = -s^2\mathbf{C}_ku - s\mathbf{G}_ku - \mathbf{F}_ku \quad (3.13)$$

de la ecuación (3.13) se despeja v de mayor grado y se factorizan los términos s :

$$v = -(\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_ku) - \frac{1}{s}[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}_ku + \mathbf{G}v)] - \frac{1}{s^2}[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{F}_ku + \mathbf{F}v)] \quad (3.14)$$

al considerar que:

$$X_1 = -\frac{1}{s}[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}_ku + \mathbf{G}v)] - \frac{1}{s^2}[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{F}_ku + \mathbf{F}v)] \quad (3.15)$$

se sustituye la ecuación (3.15) en la ecuación (3.14) se tiene:

$$v = X_1 - (\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_ku) \quad (3.16)$$

al derivar la ecuación (3.15):

$$\dot{X}_1 = -[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}_ku + \mathbf{G}v)] - \frac{1}{s}[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{F}_ku + \mathbf{F}v)] \quad (3.17)$$

de la ecuación (3.17) se considera que:

$$X_2 = -\frac{1}{s}[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{F}_ku + \mathbf{F}v)] \quad (3.18)$$

se sustituye la ecuación (3.18) en la ecuación (3.17) se tiene:

$$\dot{X}_1 = X_2 - [\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}_ku + \mathbf{G}v)] \quad (3.19)$$

al derivar la ecuación (3.18):

$$\dot{X}_2 = -[\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{F}_ku + \mathbf{F}v)] \quad (3.20)$$

se sustituyen las ecuaciones (3.16) y (3.18) en la ecuación (3.17) se obtiene:

$$\dot{X}_1 = X_2 - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{G}_ku - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{G}[X_1 - (\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_ku)] \quad (3.21)$$

y se sustituye la ecuación (3.16) en la ecuación (3.20) se tiene:

$$\dot{X}_2 = -\mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}_ku - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}[X_1 - (\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_ku)] \quad (3.22)$$

al reacomodar las ecuaciones (3.21) y (3.22):

$$\dot{X}_1 = -\mathbf{C}^{-1}\mathbf{G}X_1 + X_2 + \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k - \mathbf{G}_k)u \quad (3.23)$$

$$\dot{X}_2 = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}X_1 + \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{F}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k - \mathbf{F}_k)u \quad (3.24)$$

se tiene que:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}^{-1}\mathbf{G} & 1 \\ \mathbf{C}^{-1}\mathbf{\Gamma} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k - \mathbf{G}_k) \\ \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{\Gamma}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k - \mathbf{\Gamma}_k) \end{bmatrix} u \quad (3.25)$$

$$v = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k u \quad (3.26)$$

donde las matrices $\mathbf{A}(\cdot)$, $\mathbf{B}(\cdot)$, $\mathbf{C}(\cdot)$ y $\mathbf{D}(\cdot)$ son:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}^{-1}\mathbf{G} & 1 \\ \mathbf{C}^{-1}\mathbf{\Gamma} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{G}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k - \mathbf{G}_k) \\ \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{\Gamma}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k - \mathbf{\Gamma}_k) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0] \quad (3.29)$$

$$\mathbf{D} = -\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}_k \quad (3.30)$$

Se puede observar que se ha convertido la ecuación (3.9) de 2do grado en una ecuación de 1er grado, con solución:

$$X(t) = e^{\mathbf{A}t}X(0^-) + \int_{0^-}^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)\mathbf{B}x(\tau)} d\tau \quad (3.31)$$

donde $X(0^-)$ es el vector de estado en $t = 0^-$ y se considera cero. Esta ecuación se puede resolver mediante algún método de integración numérica. Este método de espacio de estados está definido en el dominio del tiempo [37].

Sin embargo, en este trabajo se utilizó el modelado de parámetros concentrados a partir del análisis de redes en el dominio de la Laplace. La ecuación (3.9) se puede representar en el dominio de Laplace como [34] [38]:

$$s\mathbf{C}\mathbf{V}(s) + \mathbf{G}\mathbf{V}(s) + \frac{\mathbf{\Gamma}}{s}\mathbf{V}(s) = -s\mathbf{C}_k\mathbf{U}(s) - \mathbf{G}_k\mathbf{U}(s) - \frac{\mathbf{\Gamma}_k}{s}\mathbf{U}(s) \quad (3.32)$$

La ecuación (3.32) puede describirse de la siguiente manera:

$$\mathbf{I}(s) = \mathbf{Y}(s)\mathbf{V}(s) \quad (3.33)$$

$\mathbf{Y}(s)$ es la matriz de admitancia nodal del circuito y esa dada por:

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{G} + j\omega\mathbf{C} + \mathbf{\Gamma} + \mathbf{G}_{con} \quad (3.34)$$

donde:

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{K}\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{K}^t \quad (3.35)$$

En la ecuación (3.35) \mathbf{Z} es la matriz nodal de impedancias $\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L}$. De la matriz de inductancias y de los parámetros constitutivos del medio se puede obtener la matriz de capacitancias:

$$\mathbf{C} = \mu_0 \varepsilon \mathbf{L}^{-1} \quad (3.36)$$

En la ecuación (3.36) μ_0 es la permeabilidad del vacío y ε es la permitividad del medio. Las pérdidas serie del conductor debidas al efecto de proximidad y el efecto piel se describen por:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{2\omega}{\sigma_c \mu_c}} \mathbf{L} \quad (3.37)$$

donde d es la distancia entre capas del devanado, ω es la frecuencia angular, σ_c es la conductividad del material del devanado y μ_c es su permeabilidad. Las pérdidas dieléctricas representadas por los elementos en derivación están dadas por:

$$\mathbf{G} = (\omega \tan \delta) \mathbf{C} \quad (3.38)$$

donde $\tan \delta$ es la tangente de pérdidas del aislamiento del devanado. \mathbf{G}_{con} es la matriz de conexión (conductancias) entre capas del devanado que traza el camino eléctrico de la distribución de impulso.

Se premultiplica la ecuación (3.33) por $\mathbf{Y}(s)^{-1}$ se obtiene el vector de voltajes:

$$\mathbf{V}(s) = \mathbf{Y}(s)^{-1} \mathbf{I}(s) \quad (3.39)$$

donde $\mathbf{I}(s)$ es el vector de corrientes nodales de inyección y $\mathbf{V}(s)$ es el vector de voltajes nodales. Para obtener la respuesta del devanado en el dominio del tiempo, se utiliza la transformada numérica de Laplace inversa, la cual se describe en el Apéndice A. Este es el modelo empleado en este trabajo de tesis.

4 CAPITULO 4. Determinación de parámetros del transformador a muy altas frecuencias

4.1 Introducción

El cálculo de parámetros del transformador es una parte esencial para una respuesta adecuada del modelo ante transitorios electromagnéticos. Como se mencionó anteriormente, la respuesta del transformador ante un transitorio electromagnético está dada por los campos magnéticos y eléctricos en los devanados; estos campos se acoplan entre vueltas y devanados, representados por capacitancias e inductancias mutuas y propias.

La determinación de parámetros es independiente del modelado del transformador; esto quiere decir que se pueden utilizar diferentes modelos del transformador con los mismos parámetros.

Existen 3 formas comunes para el cálculo de parámetros [35]:

1. Aplicación de expresiones sencillas obtenidas de geometrías simplificadas o ecuaciones empíricas.
2. Determinación de parámetros a partir de pruebas de laboratorio.
3. Simulaciones de campos electromagnéticos.

Para la determinación de parámetros mediante las formas 1 y 3 es necesario conocer de manera precisa la geometría interna del transformador (núcleo-bobinas). Por lo general, esta información sólo está disponible para los fabricantes de transformadores, por lo que puede ser muy difícil o imposible de obtener.

En este trabajo, como se detallará en los siguientes subcapítulos, el cálculo de parámetros se realiza a partir de la geometría interna del devanado, se considera que cada segmento del modelo es una vuelta del devanado. Mediante un cálculo numérico se obtienen las matrices de inductancias, capacitancias y pérdidas.

4.2 El método de elemento finito

El método de elemento finito (MEF) es un método numérico ampliamente investigado y utilizado en diferentes áreas de investigación (acústica, térmica, campos electromagnéticos, reacciones químicas, análisis estructural, etc.). El MEF es una herramienta muy poderosa para modelar fenómenos con respuestas gobernadas por ecuaciones diferenciales. Una gran ventaja es que puede resolver problemas con geometrías muy complejas en medios homogéneos y no homogéneos [39].

Para resolver cualquier problema en 2 o 3 dimensiones este método se basa en los siguientes 4 pasos [40]:

1. Discretizar la región de solución en un número finito de subregiones o elementos.
2. Definir de las ecuaciones que rigen al elemento representativo.
3. Ensamblar todos los elementos de la región de solución.
4. Resolver el sistema de ecuaciones obtenidas.

El punto 1 se refiere al número de elementos (no empalmados entre sí) en los que se discretiza la región de análisis. La Figura 4.1 muestra una región de dominio irregular dividida en 6 elementos y 9 nodos.

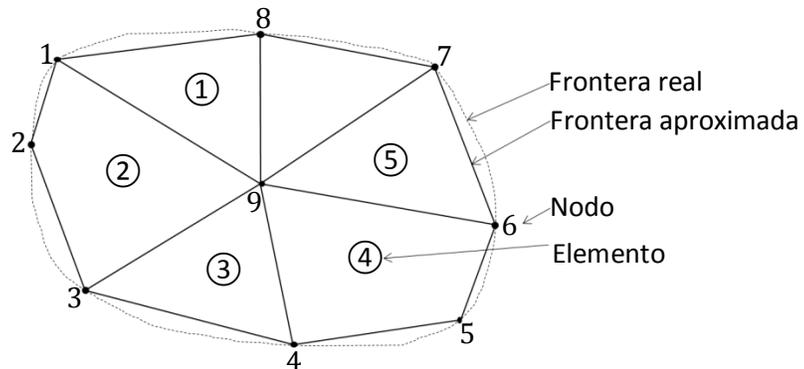


Figura 4.1. Elementos del MEF en la región de análisis.

En un programa comercial basado en MEF, la distribución de elementos en la región de solución se realiza mediante una subrutina acompañada con gráficas computacionales, lo que facilita la inspección visual del análisis. Esto es de gran ayuda para aminorar el tiempo de cómputo y evita errores humanos en la inserción de datos al programa. Al conjunto de elementos dentro de la región de análisis se le conoce como mallado.

En la Figura 4.2 a) se muestra un corte transversal en 2 dimensiones de la geometría de 5 conductores dentro de la ventana del núcleo de un transformador con un mallado muy grueso, mientras que en b) se muestra la misma geometría con un mallado más fino.

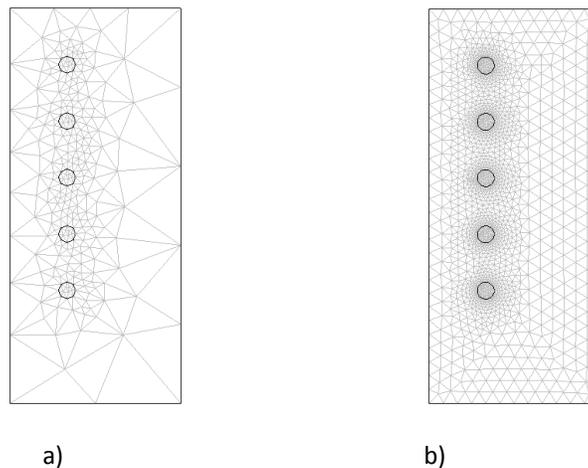


Figura 4.2. a) Mallado muy grueso b) Mallado muy fino en la misma geometría.

De la Figura 4.2 se puede observar que mientras más elementos se tengan, habrá más nodos calculados, lo que significa una solución más precisa pero con más tiempo de computo. El mallado estará determinado por la complejidad de la geometría y qué tan preciso se requiere el resultado. Es posible que de un mallado “fino” a uno “muy fino” el resultado varíe un porcentaje tan bajo que no es necesario utilizar un mallado “muy fino”; esto dependerá del criterio del usuario.

Las ecuaciones a las que se refiere el punto 2 son particulares para cada caso de estudio; éstos se dividen en módulos de acuerdo al paquete computacional utilizado. En COMSOL se tienen módulos térmicos, acústicos, de plasma, AC/DC, de transferencia del calor, etc. Dentro de estos módulos existen subdivisiones. Por ejemplo, para nuestro caso (electromagnetismo) el módulo AC/DC cuenta con las subdivisiones estático eléctrico y magnético, cuasi-estático eléctrico y magnético, electromecánico, máquinas rotatorias e interacción electro-térmica. En este trabajo se utilizó el modulo estático debido a que en el caso de las inductancias a muy alta frecuencia, la penetración de flujo magnético en los elementos conductores (devanado y núcleo) es prácticamente cero y sólo está presente la inductancia geométrica, mientras que para el caso de las capacitancias sólo están presentes las capacitancias a tierra (núcleo) y entre vueltas del devanado.

Dado el alto grado de precisión del MEF, en este trabajo se utilizó este método para validar los resultados del cálculo numérico realizado para obtener las matrices de parámetros eléctricos.

4.3 Comportamiento del núcleo

Para lograr una alta eficiencia en el núcleo de un transformador, éste se construye normalmente con acero de grano orientado y, de acuerdo al proceso de manufactura y tipo de material, se obtienen propiedades magnéticas óptimas (alta permeabilidad). Cuando el transformador opera a frecuencia nominal (50 - 60 Hz), el flujo magnético en el núcleo es muy elevado debido a su alta permeabilidad, pero a frecuencias altas su comportamiento es diferente [13].

Para conocer el comportamiento del núcleo se considera la geometría del transformador mostrada en la Figura 4.3 con dimensiones en cm, donde se muestra un corte transversal del núcleo que contiene 5 vueltas. Para simular la densidad de flujo magnético en el caso magnetostático se excita una vuelta aleatoriamente; la selección del número de vuelta no es determinante en el resultado.

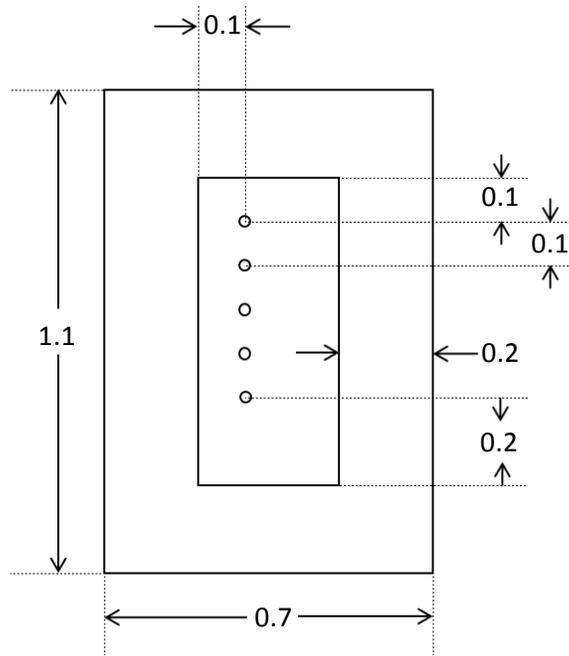


Figura 4.3. Geometría dentro de la ventana del núcleo de un transformador con 5 vueltas.

La densidad de flujo magnético B en por unidad de longitud está dada por:

$$B = \frac{\mu_0 \mu_r i}{l} \quad (4.1)$$

donde:

μ_0 = permeabilidad del vacío

μ_r = permeabilidad relativa

w = ancho del núcleo

l = longitud promedio de la trayectoria del flujo magnético

Se integra B para obtener la inductancia L .

$$\Phi = \int_s \mathbf{B} ds = Li \quad (4.2)$$

donde:

Φ = Flujo magnético

s = Superficie

L = Inductancia

i = Corriente

De (4.1) y (4.2) se obtiene:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r W}{l} \quad (4.3)$$

Al aplicar la ecuación (4.3) en la Figura 4.3 o cualquier geometría donde a y b son el ancho y alto total de la ventana interna del núcleo del transformador, se puede decir que la longitud promedio de la trayectoria del flujo (l) es:

$$l = 2(a + b) + 4w \quad (4.4)$$

se sustituye la ecuación (4.4) en (4.3) la inductancia L es:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r W}{2(a + b) + 4w} \quad (4.5)$$

Estas formulaciones serian para un caso ideal en el que la distribución del flujo es uniforme a lo ancho del núcleo, pero la Figura 4.4 (obtenida mediante el MEF) muestra que en realidad no es así.

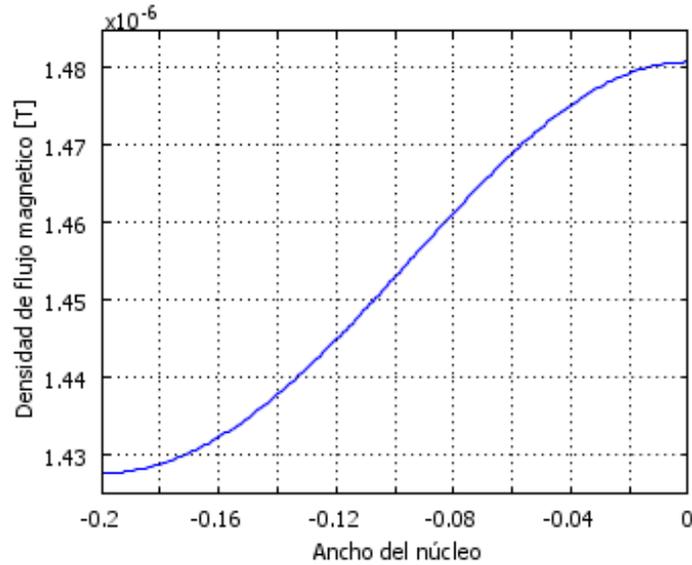


Figura 4.4. Densidad de flujo longitudinal en el núcleo. [13]

Dado que la distribución de flujo no es uniforme, en [13] se propone la siguiente ecuación:

$$B(x) = \frac{\mu_0 \mu_r i}{l(x)} \quad (4.6)$$

donde $l(x)$ es el la longitud promedio de la trayectoria del flujo dependiente de x , y se define por:

$$l(x) = 2(a + b) + 4x \quad (4.7)$$

se repite el proceso de integrar $B(x)$ para obtener la inductancia L y se obtiene:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{4} \ln \left(\frac{a + b + 2w}{a + b} \right) \quad (4.8)$$

Debido al efecto *piel* en el núcleo, la penetración de flujo es inversamente proporcional a la frecuencia para cualquier resistividad mayor a cero. Si la ecuación (4.8) se multiplica por $j\omega$ se puede obtener de manera simple la impedancia del núcleo en función de la frecuencia. Sin embargo, el ancho w ya no es constante, sino que se considera un ancho δ que represente la disminución de la penetración de flujo en el núcleo conforme la frecuencia incrementa. Al aplicar el concepto de profundidad de penetración compleja se puede definir la inductancia del núcleo dependiente de la frecuencia:

$$L = \frac{\text{imag}(Z)}{j\omega} \quad (4.9)$$

donde:

$$Z = \frac{j\omega\mu_0\mu_r}{4} \ln \left[\frac{a + b + 2\delta \tan\left(\frac{w}{\delta}\right)}{a + b} \right] \quad (4.10)$$

y la profundidad de penetración δ es:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{j\omega\mu_0\mu_r\sigma_n}} \quad (4.11)$$

De la ecuación (4.11) se puede observar que la profundidad de penetración del flujo magnético es inversamente proporcional a la frecuencia. Se ha demostrado en [9] que a frecuencias mayores a 1 MHz la penetración de flujo en el núcleo es despreciable. También se considera que el comportamiento del núcleo es lineal en la curva de saturación, dado que la densidad de flujo es inversamente proporcional a la frecuencia.

La principal consideración para el cálculo de parámetros del transformador en este trabajo se basa en que el núcleo actúa como una barrera ante el flujo magnético originado por transitorios de muy alta frecuencia.

En la Figura 4.5 se muestra el comportamiento de un núcleo a muy altas frecuencias, se utiliza la geometría de la Figura 4.3 y se excita el conductor número 1.

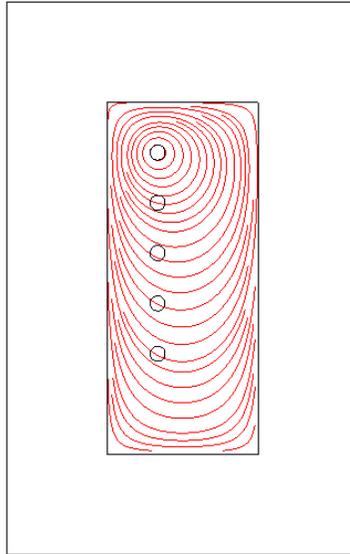


Figura 4.5. Distribución del flujo magnético dentro de la ventana del núcleo en altas frecuencias.

Como se muestra en la Figura 4.5, el flujo magnético se adapta a la forma de ventana interna del mismo y es tangencial a sus paredes.

4.4 Cálculo de inductancias

La inductancia geométrica L es una propiedad de la disposición física del transformador. Esto quiere decir que su valor sólo depende de la configuración geométrica del transformador.

El cálculo de inductancias a muy altas frecuencias depende de la penetración del flujo magnético en el núcleo, por lo que en este trabajo se considera que el núcleo se comporta como un blindaje magnético y el flujo magnético se moldea a la forma del núcleo.

Para este cálculo se analizan 3 métodos: método de enlaces de flujo, método de la energía y método de imágenes. El método de imágenes está basado en el método de enlaces de flujo, pero se explica con más profundidad pues es el método que se emplea para el cálculo de inductancias en este trabajo y se verifica mediante MEF.

Para el caso de transformadores existen 2 regiones de cálculo de inductancia: dentro y fuera de la ventana del núcleo. La inductancia total se obtiene como una suma ponderada de los componentes en ambas regiones, en la Figura 4.6 se puede observar la región de cálculo fuera de la ventana, la cual dependerá de la longitud de cada vuelta.

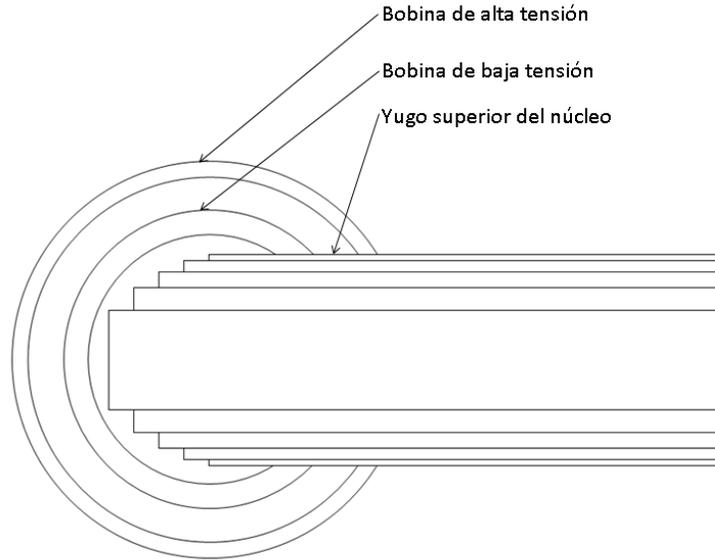


Figura 4.6. Disposición de 2 devanados en vista de planta.

Por otro lado, la región de cálculo dentro de la ventana está debajo del yugo superior y será menor en por ciento que la región externa. Definir el cálculo para estas 2 regiones es muy importante porque el valor de inductancia por unidad de longitud es diferente en ambos casos.

4.4.1 Método de enlaces de flujo

El flujo de enlace es aquel flujo que contribuye a la inducción de voltaje, esto es, que si una cierta cantidad de flujo corta a un conductor N veces entonces el flujo de enlace será N veces el valor de la cantidad original de flujo. De la ley de Faraday se tiene [41] [40]:

$$\oint \bar{E} \, dl = -\frac{\partial \Psi}{\partial t} \quad (4.12)$$

al aplicar la definición del potencial escalar eléctrico V :

$$V = -\oint \bar{E} \, dl \quad (4.13)$$

se sustituye la ecuación (4.12) en (4.13) se tiene:

$$V = \frac{\partial \Psi}{\partial t} \quad (4.14)$$

donde Ψ es el flujo de enlace igual a $N\phi$ para una bobina

$$V = N \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (4.15)$$

de la teoría de circuitos se tiene que:

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (4.16)$$

se igualan las ecuaciones (4.15) y (4.16):

$$N \frac{\partial \phi}{\partial t} = L \frac{di}{dt} \quad (4.17)$$

se integra en el tiempo y se despeja la inductancia:

$$N\phi = LI \quad (4.18)$$

al despejar L de la ecuación (4.18) se tiene:

$$L = \frac{N\phi}{I} = \frac{\Psi}{I} \quad (4.19)$$

donde L es la inductancia de una vuelta de una bobina excitada con una corriente I . De aquí se puede obtener la inductancia mediante enlaces de flujo Ψ [9].

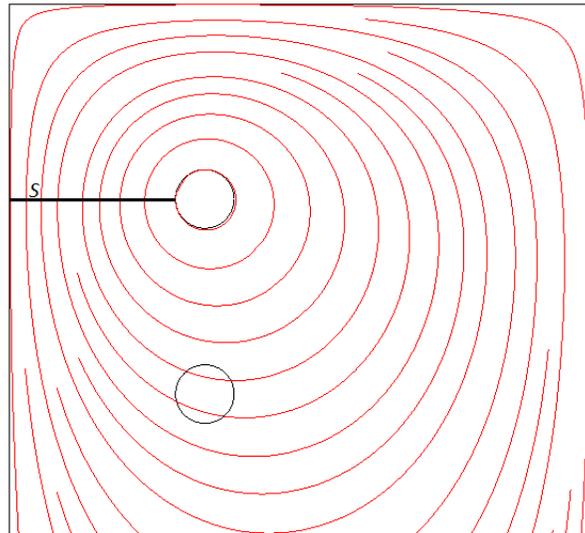


Figura 4.7. Superficie de integración s en un conductor

En la Figura 4.7 se muestra el campo magnético generado por el conductor y la superficie de integración s (por unidad de longitud), se considera que no existe penetración de flujo magnético en el núcleo y que el flujo dentro de la ventana del núcleo se adapta a la forma del núcleo. Por lo tanto, la superficie de integración es del conductor al núcleo:

$$\Psi = \int_s B ds = LI \quad (4.20)$$

si se considera que esta vuelta esta excitada con 1 A, se tiene:

$$L = \int_s B ds \quad (4.21)$$

Este valor corresponde a la inductancia propia o autoinductancia L_{ii} , dado que en la Figura 4.7 se muestra sólo un conductor excitado y una superficie de integración que corresponde al flujo de enlace en la vuelta i debido a la corriente en la vuelta i .

$$L_{ii} = \frac{\Psi_i}{I_i} \quad (4.22)$$

Por otro lado, para el cálculo de la inductancia mutua L_{ij} se considera que el flujo de enlace en la vuelta j debido a la corriente en la vuelta i .

$$L_{ij} = \frac{\Psi_{ij}}{I_i} \quad (4.23)$$

debe notarse que en todo sistema físico se cumple que:

$$L_{ij} = L_{ji} \quad (4.24)$$

De esta manera se crea la matriz de inductancias completa. Para obtener la matriz correspondiente a la geometría mostrada en la Figura 4.3 se consideran los contornos de integración (S_n) mostrados en la Figura 4.8. Realizar este cálculo mediante MEF puede ser muy costoso computacionalmente para devanados con un gran número de vueltas.

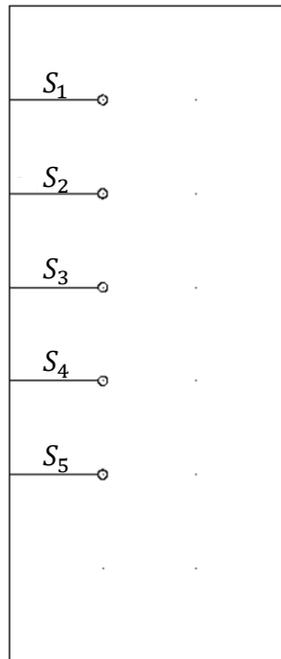


Figura 4.8. Superficies de integración

4.4.2 Método de la energía

La inductancia puede considerarse una medida de la cantidad de energía magnética W_m almacenada en un inductor y se expresa como [41] [40]:

$$W_m = \frac{1}{2}LI^2 \quad (4.25)$$

se despeja la inductancia L de la ecuación (4.25), para el caso de inductancia propia L_{ii} se tiene:

$$L_{ii} = \frac{2W_{m,i}}{I_i^2} \quad (4.26)$$

para el caso de inductancias mutuas L_{ij} , la energía total en el campo magnético es la suma de las energías debidas a L_i, L_j y L_{ij} (o L_{ij}), es decir:

$$W_m = W_i + W_j + W_{ij} \quad (4.27)$$

lo que en términos de inductancia es:

$$W_{m,ij} = \frac{1}{2}L_{ii}I_i^2 + \frac{1}{2}L_{jj}I_j^2 + L_{ij}I_iI_j \quad (4.28)$$

de la ecuación (4.28) se despeja la inductancia mutua y se obtiene:

$$L_{ij} = \frac{1}{I_iI_j} \left[W_{m,ij} - \frac{1}{2}(L_{ii}I_i^2 + L_{jj}I_j^2) \right] \quad (4.29)$$

De la ecuación (4.29) se puede observar que para obtener la inductancia mutua se requieren previamente los valores de inductancia propia y energía mutua. Esto es aún más costoso computacionalmente que el método de enlaces de flujo.

Para la geometría mostrada en la Figura 4.3, el cálculo de la matriz de inductancias mediante MEF requiere primero de la obtención de la matriz diagonal de inductancias (inductancias propias) y con estos valores y la energía mutua es posible obtener las inductancias mutuas. Los valores obtenidos son los siguientes:

$$L = 10^{-6} * \begin{bmatrix} 0.6604 & 0.1119 & 0.0347 & 0.0117 & 0.0040 \\ 0.1119 & 0.6948 & 0.1235 & 0.0387 & 0.0129 \\ 0.0347 & 0.1235 & 0.6988 & 0.1247 & 0.0387 \\ 0.0117 & 0.0387 & 0.1247 & 0.6988 & 0.1235 \\ 0.0040 & 0.0129 & 0.0387 & 0.1235 & 0.6950 \end{bmatrix} \left[\frac{H}{m} \right] \quad (4.30)$$

4.4.3 Método de imágenes

"El método de imágenes es un método que establece que una configuración de carga dada sobre un plano conductor perfecto e infinito conectado a tierra puede reemplazarse por la propia configuración de carga, su imagen y una superficie equipotencial en sustitución del plano conductor" [40].

El cálculo de inductancias mediante el método de imágenes se basa en reemplazar una frontera con una fuente o conjunto de fuentes que simulen la distorsión del campo magnético debido a dicha frontera [9].

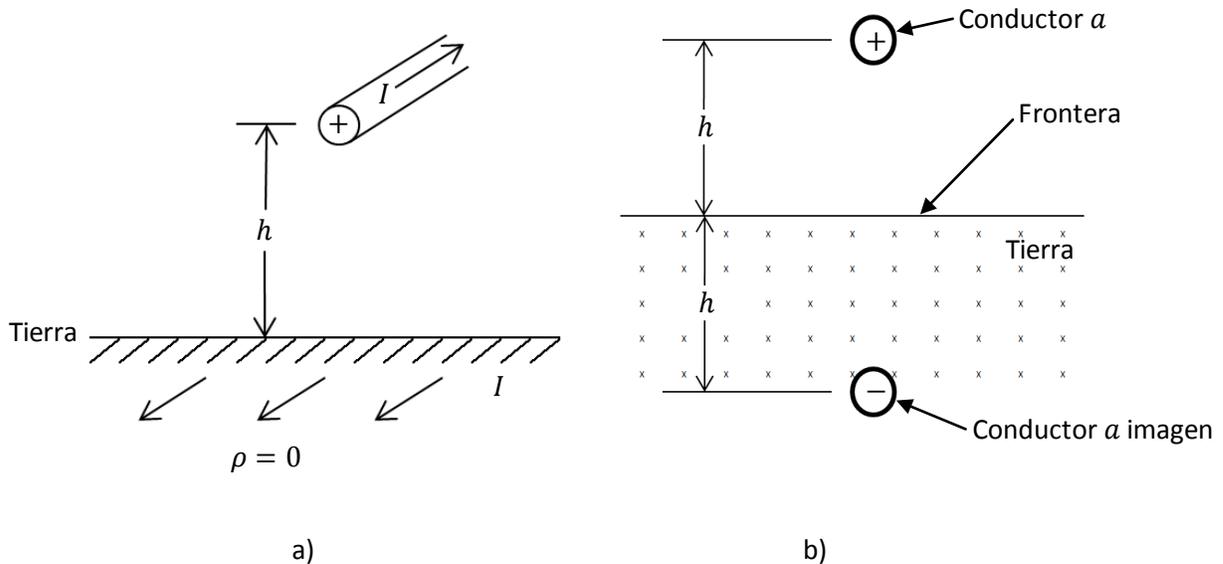


Figura 4.9. a) Representación de un conductor a tierra b) Representación del conductor imagen

En la Figura 4.9 a) se muestra un conductor que contiene una corriente I sobre un plano conductor (tierra). En la Figura 4.9 b) se reemplaza el plano por un conductor imagen que contiene una corriente $-I$ a una distancia simétrica respecto al plano.

El método de imágenes crea una frontera ficticia mediante el arreglo de conductores imágenes para simular el núcleo (o frontera) que actúa como barrera magnética. El cálculo de inductancias se realiza mediante enlaces de flujo considerando la contribución del conductor y la(s) imagen(es).

Como se explicó anteriormente y se mostró en la Figura 4.5, a frecuencias muy altas el núcleo del transformador se comporta como un aislamiento magnético (la penetración del flujo magnético es mínima). Por lo tanto, el método de imágenes se utiliza en este trabajo para moldear el flujo a la forma del núcleo del transformador.

4.4.3.1 Inductancia fuera de la ventana del núcleo

El primer caso de estudio es la región fuera de la ventana del núcleo; en este caso la pierna del núcleo se puede representar como un plano vertical infinito correspondiente a la frontera de aislamiento magnético.

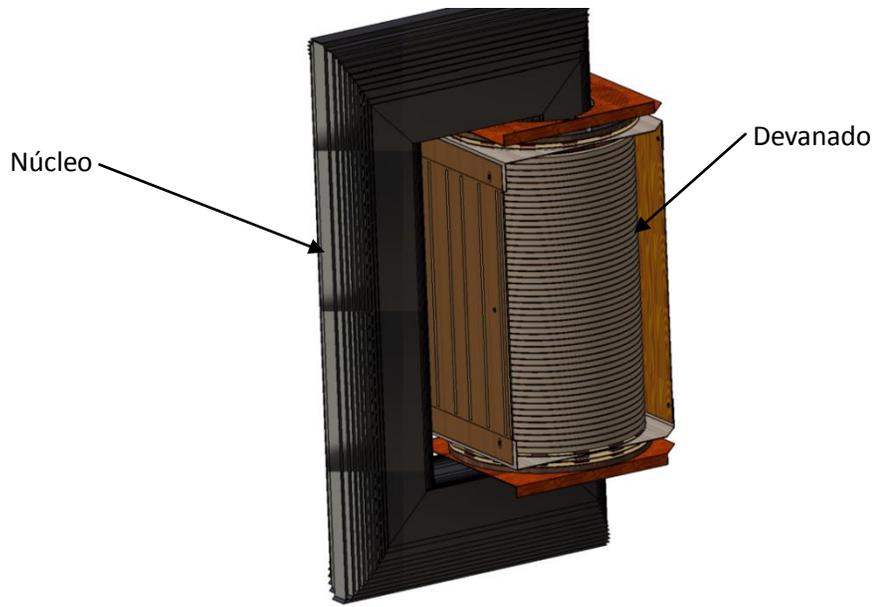


Figura 4.10. Conjunto núcleo-bobinas de un transformador tipo columnas de 2 piernas

En la Figura 4.10 se muestra el conjunto núcleo bobinas de un transformador con un solo devanado. En la Figura 4.11 se muestra un corte donde se pueden observar las dos regiones de análisis.

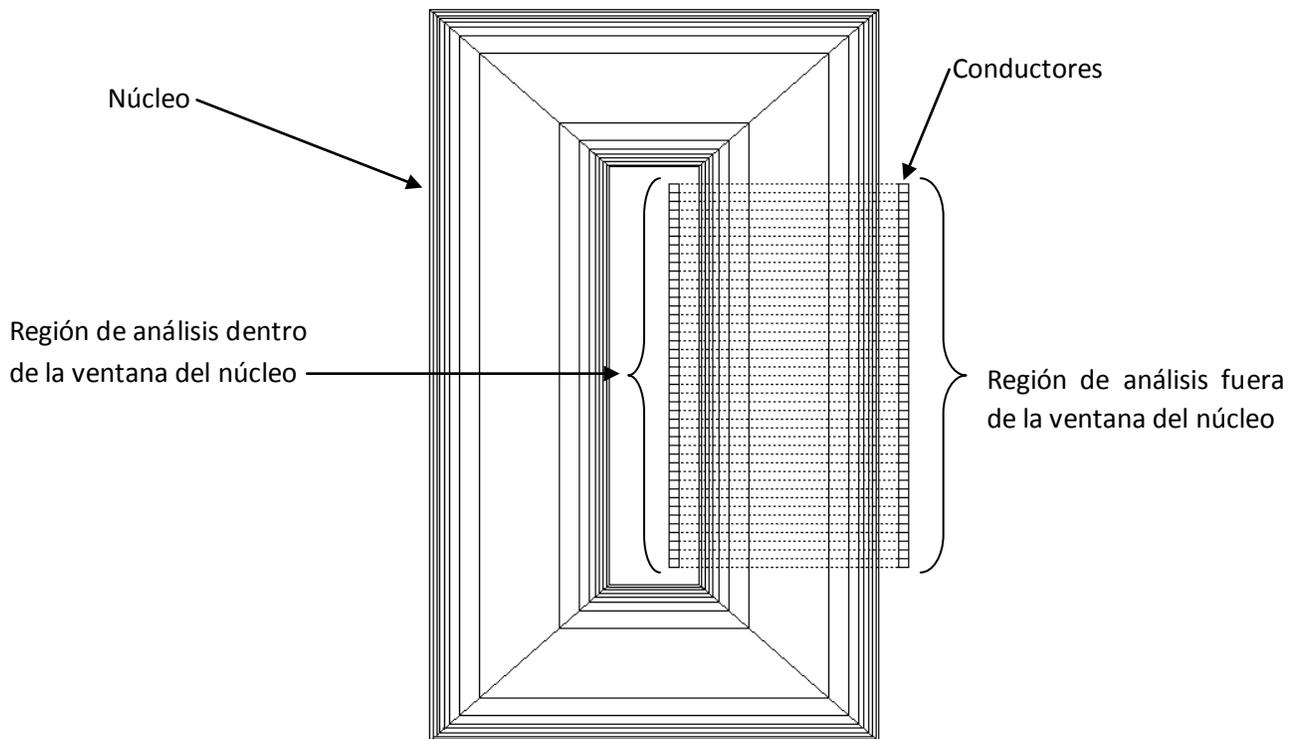


Figura 4.11. Corte del núcleo-bobinas que muestra las dos regiones de análisis para el cálculo de inductancias.

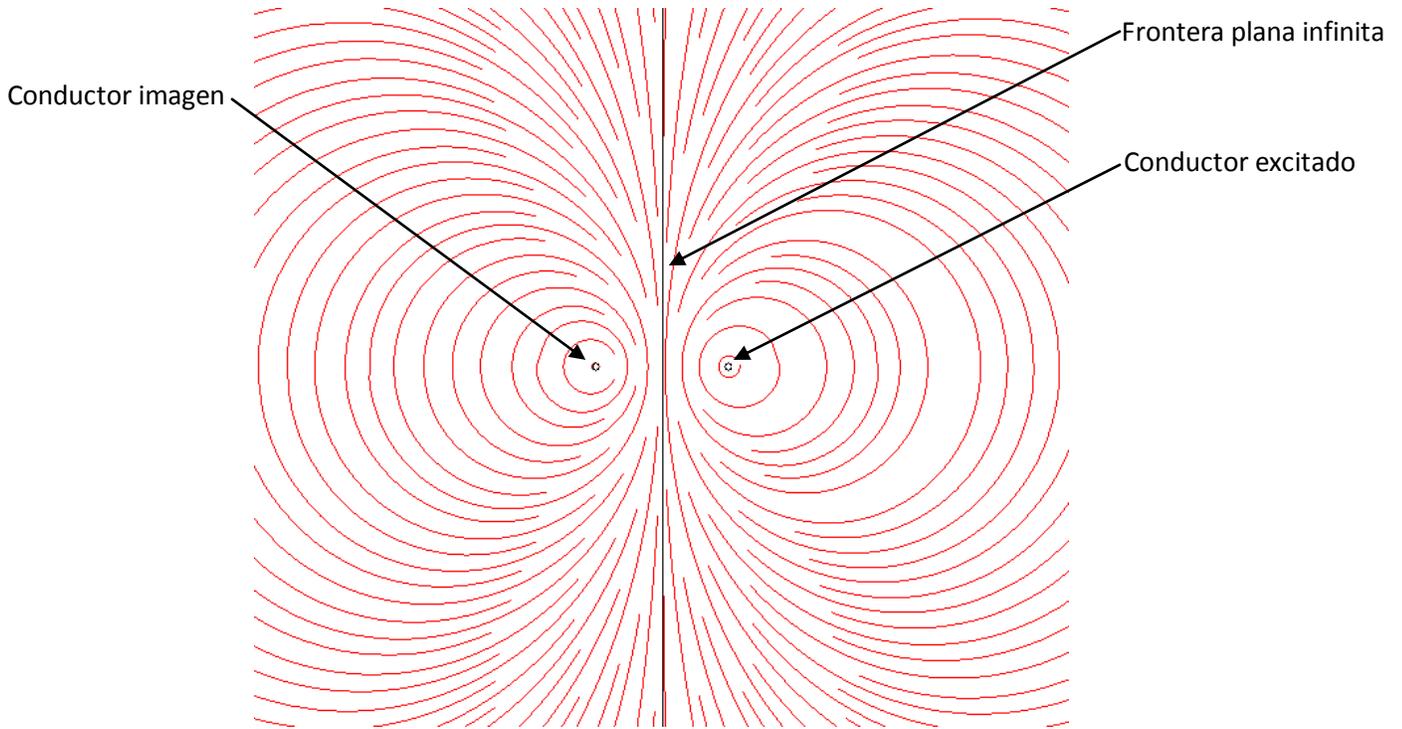


Figura 4.12. Reemplazo de una frontera plana infinita mediante un conductor imagen.

En la Figura 4.12 se puede observar un conductor y su imagen que simula una frontera plana. Se excita cualquier conductor a con una corriente I este tipo de fronteras planas infinitas pueden ser representadas por un conductor b que contiene una corriente $-I$ situado en un punto simétrico al conductor a respecto a la frontera. La corriente debe de ser igual y opuesta para generar la distribución de flujo magnético equivalente a la frontera.

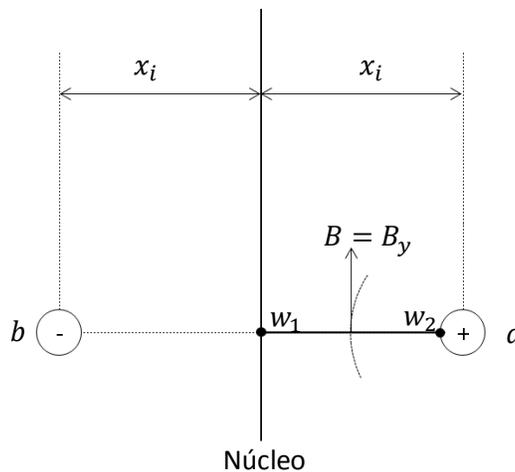


Figura 4.13. Método de imágenes para el cálculo de la inductancia propia fuera de la ventana del núcleo [9].

La Figura 4.13 muestra un conductor a y su imagen (conductor b); ambas generan una densidad de flujo B en una línea horizontal que se enlaza entre el conductor a y la frontera (pierna del

núcleo). De igual manera que el método de enlaces de flujo, para obtener la inductancia (propia o mutua) se integra el total de flujo de enlace en el conjunto delimitado por w_1 a w_2 .

Si se considera un conductor con área transversal circular de radio r por el cual fluye una corriente I , la componente vertical de la densidad de flujo magnético está dada por:

$$B_y = \frac{\mu_0 I}{2\pi x} \cos \theta \quad (4.31)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del vacío, θ (cero para este caso) es el ángulo tangente al punto de integración y $2\pi x$ representa la variación del perímetro del flujo magnético a lo largo del contorno de integración limitado por w_1 y w_2 .

$$\Psi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \int_{w_1}^{w_2} \frac{\cos \theta}{x} dx \quad (4.32)$$

de la ecuación (4.32) se puede obtener la inductancia propia de la i -ésima vuelta:

$$\Psi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \left(\frac{2x_i - r}{r} \right) \quad (4.33)$$

al aplicar la ecuación (4.18) de enlaces de flujo se obtiene la inductancia propia (L_p) en por unidad de longitud [9]:

$$L_p = \frac{\Psi}{I} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2x_i - r}{r} \right) \quad (4.34)$$

El cálculo de la inductancia mutua entre vueltas i y j se considera la misma línea de integración con el conductor a' pero con el conductor a excitado, como se muestra en la Figura 4.14.

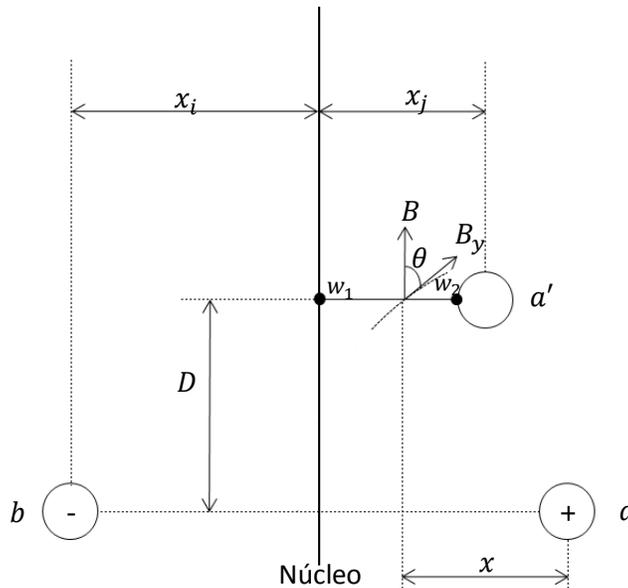


Figura 4.14. Método de imágenes para el cálculo de la inductancia mutua fuera de la ventana del núcleo [9].

Al considerar el enlace de flujo entre el conductor a y su imagen b se tiene lo siguiente [9]:

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left[\frac{(x_i + x_j - r)^2 + D^2}{(x_i - x_j + r)^2 + D^2} \right] \quad (4.35)$$

4.4.3.2 Inductancia dentro de la ventana del núcleo

El segundo caso de estudio es la región dentro de la ventana del núcleo; en este caso se tienen que representar las cuatro paredes que rodean al conductor.

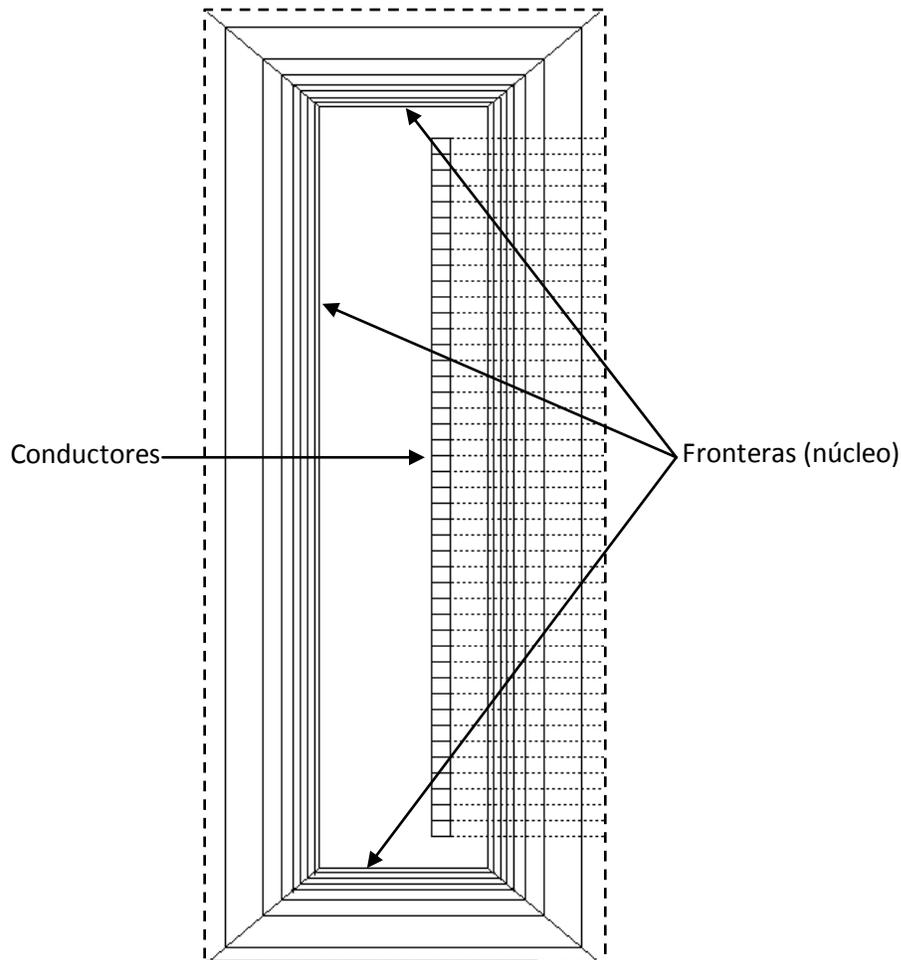


Figura 4.15. Región de estudio dentro de la ventana del núcleo.

La Figura 4.15 muestra que para cualquier conductor dentro de la ventana del núcleo existen 4 fronteras denotadas por el propio núcleo; para esto se reemplazan las 4 paredes mediante un arreglo de imágenes. Se considera que por un conductor a fluye una corriente I . Las imágenes b, c, d y g contienen una corriente $-I$ cada una. Estas imágenes simulan las 4 paredes del núcleo, es decir, obligan a que la distribución del flujo magnético en las paredes sea tangencial. Las

imágenes e, f, h y k contienen una corriente I que simulan las 4 esquinas del núcleo, es decir, “jalan” la distribución del flujo magnético hacia las esquinas.

La inductancia propia del i -ésimo conductor está definida por la suma de los flujos que aportan cada una de las imágenes y el propio conductor a . De la ecuación (4.32) se puede definir la componente de flujo que aporta cada imagen y el conductor:

$$\Psi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left(\frac{d_1}{d_2}\right) \quad (4.36)$$

para obtener la inductancia se sustituye la ecuación (4.18) en (4.36):

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{d_1}{d_2}\right) \quad (4.37)$$

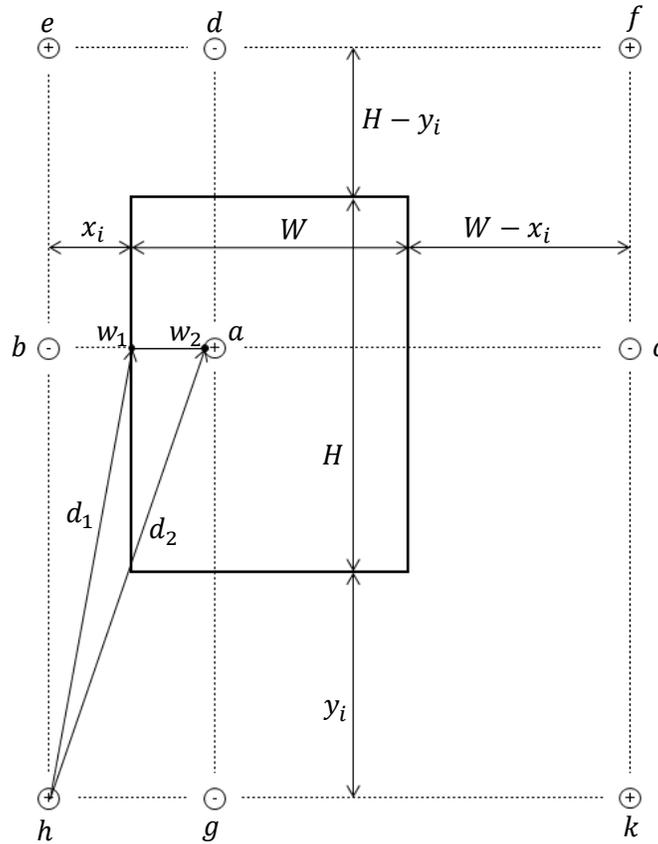


Figura 4.16. Método de imágenes para el cálculo de la inductancia propia dentro de la ventana del núcleo.

donde d_1 y d_2 son las distancias del centro del conductor a los puntos w_1 y w_2 , respectivamente. Las distancias están definidas en general por:

$$d_1 = \sqrt{(x_i - x_{w_1})^2 + (y_i - y_{w_1})^2} \quad (4.38)$$

$$d_2 = \sqrt{(x_i - x_{w_2})^2 + (y_i - y_{w_2})^2} \quad (4.39)$$

en las ecuaciones (4.38) y (4.39) las coordenadas (x_{w_1}, y_{w_1}) y (x_{w_2}, y_{w_2}) son los puntos de ubicación de w_1 y w_2 . De la

Figura 4.16 se puede observar que estos puntos dependen de la posición del conductor.

Al aplicar las ecuaciones (4.38) y (4.39) de forma general en la ecuación (4.37) para la geometría descrita en la Figura 4.16, se obtienen las siguientes ecuaciones [9]:

$$L_a = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{x_i}{r} \quad (4.40)$$

$$L_b = -\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{x_i}{2x_i - r} \quad (4.41)$$

$$L_c = -\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2W - x_i}{2W - 2x_i + r} \quad (4.42)$$

$$L_d = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_i^2 + 4(H - y_i)^2}{r^2 + 4(H - y_i)^2} \quad (4.43)$$

$$L_e = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_i^2 + 4(H - y_i)^2}{(2x_i - r)^2 + 4(H - y_i)^2} \quad (4.44)$$

$$L_f = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{(2W - x_i)^2 + 4(H - y_i)^2}{(2W - 2x_i + r)^2 + 4(H - y_i)^2} \quad (4.45)$$

$$L_g = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_i^2 + 4y_i^2}{r^2 + 4y_i^2} \quad (4.46)$$

$$L_h = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_i^2 + 4y_i^2}{(2x_i - r)^2 + 4y_i^2} \quad (4.47)$$

$$L_k = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{(2W - x_i)^2 + 4y_i^2}{(2W - 2x_i + r)^2 + 4y_i^2} \quad (4.48)$$

El signo en las inductancias de las imágenes corresponde al sentido de la corriente $-I$. La inductancia propia total L_p se calcula mediante la siguiente formula:

$$L_p = L_a + L_b + L_c + L_d + L_e + L_f + L_g + L_h + L_k \quad (4.49)$$

En la Figura 4.17 la inductancia mutua entre los conductores i y j dentro de la ventana del núcleo se obtiene al calcular el flujo magnético del conductor a y de sus imágenes b, c, d, e, f, g, h y k que cruzan por la línea denotada de w_1 a w_2 .

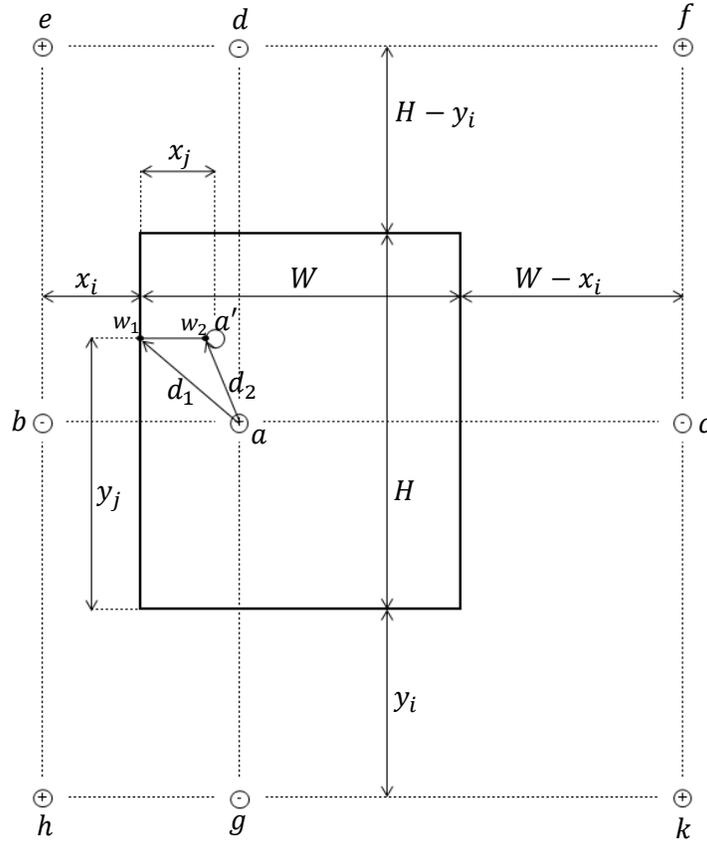


Figura 4.17. Método de imágenes para el cálculo de inductancia mutua dentro de la ventana del núcleo [9].

Las ecuaciones para calcular la inductancia mutua entre el conductor a y a' se definen como [9]:

$$L_{aa} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_j^2 + (y_j - y_i)^2}{(x_j - x_i + r)^2 + (y_j - y_i)^2} \quad (4.50)$$

$$L_{ab} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_j^2 + (y_j - y_i)^2}{(x_j + x_i - r)^2 + (y_j - y_i)^2} \quad (4.51)$$

$$L_{ac} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{(2W - x_j)^2 + (y_j - y_i)^2}{(2W - x_j - x_i + r)^2 + (y_j - y_i)^2} \quad (4.52)$$

$$L_{ad} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_j^2 + (2H - y_j - y_i)^2}{(x_j - x_i + r)^2 + (2H - y_j - y_i)^2} \quad (4.53)$$

$$L_{ae} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_j^2 + (2H - y_j - y_i)^2}{(x_j + x_i - r)^2 + (2H - y_j - y_i)^2} \quad (4.54)$$

$$L_{af} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{(2W - x_j)^2 + (2H - y_j - y_i)^2}{(2W - x_j - x_i + r)^2 + (2H - y_j - y_i)^2} \quad (4.55)$$

$$L_{ag} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_j^2 + (y_j + y_i)^2}{(x_j - x_i + r)^2 + (y_j + y_i)^2} \quad (4.56)$$

$$L_{a,h} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{x_j^2 + (y_j + y_i)^2}{(x_j + x_i - r)^2 + (y_j + y_i)^2} \quad (4.57)$$

$$L_{a,k} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \frac{(2W - x_j)^2 + (y_j + y_i)^2}{(2W - x_j - x_i + r)^2 + (y_j + y_i)^2} \quad (4.58)$$

la inductancia mutua total L_m es:

$$L_m = L_{a,a} + L_{a,b} + L_{a,c} + L_{a,d} + L_{a,e} + L_{a,f} + L_{a,g} + L_{a,h} + L_{a,k} \quad (4.59)$$

4.4.3.3 Inductancias mutuas dentro de la ventana del núcleo mediante imágenes de imágenes

Al aplicar imágenes de un conductor para simular las paredes internas del núcleo, estas imágenes a su vez crean imágenes de ellas mismas y así sucesivamente. El número de imágenes requeridas para obtener los resultados más precisos depende del impacto de cada imagen para reproducir las fronteras correctamente [9].

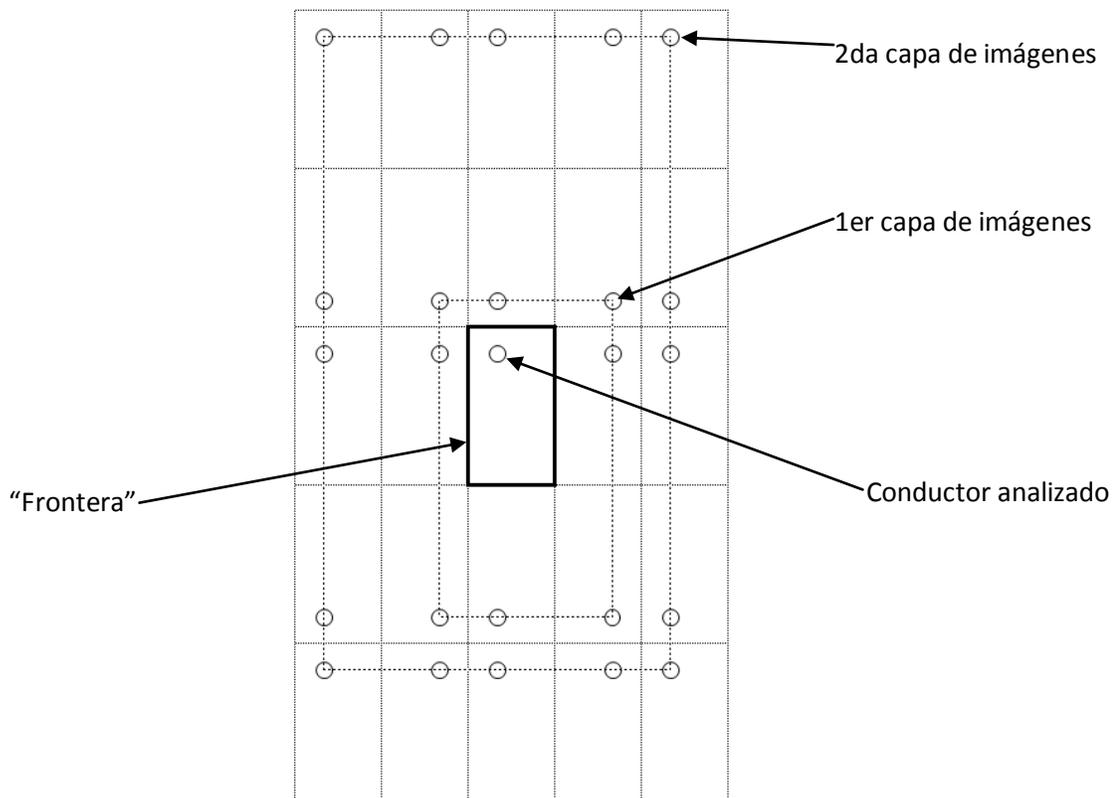


Figura 4.18. Dos capas de imágenes para simular las paredes de un núcleo.

La Figura 4.18 muestra la geometría de una segunda capa de imágenes. Estas imágenes son simétricas respecto a la primera capa de imágenes y a las fronteras (las paredes del núcleo).

También se puede observar que el número de conductores aumenta de manera exponencial de acuerdo con la ecuación:

$$n_{cond} = 4n(n + 1) + 1 \quad (4.60)$$

donde n es el número de capas de imágenes y n_{cond} es el número de conductores imagen totales. De la ecuación (4.60) se puede observar que el cálculo de inductancias al contemplar imágenes de imágenes debe realizarse por medio de un proceso iterativo. Por ejemplo, para 200 capas de imágenes se deben analizar 160801 conductores para calcular solamente una inductancia.

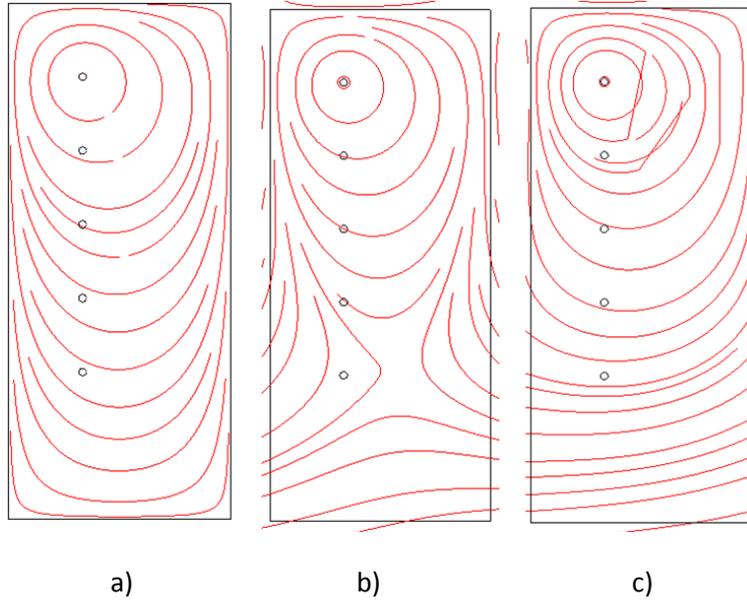


Figura 4.19. Distribución de flujo magnético dentro de la ventana del núcleo. a) Comportamiento real a muy altas frecuencias. b) Frontera ficticia mediante una capa de imágenes. c) Frontera ficticia mediante dos capas de imágenes.

En la Figura 4.19 se muestra la geometría de la Figura 4.3 donde se excita un conductor bajo tres diferentes condiciones. En la Figura 4.19 a) se muestra el comportamiento a muy altas frecuencias donde el flujo magnético no penetra las fronteras (el núcleo). En la Figura 4.19 b) se muestra el reemplazo del núcleo por una capa de 8 imágenes. Se puede observar que estas fronteras ficticias reproducen correctamente el efecto del núcleo en la región cercana al conductor excitado, pero no en los conductores inferiores. En c) se muestra el efecto de 2 capas de imágenes que mejoran notablemente la distribución del campo, pero aun así está lejos de reproducir de manera correcta el efecto de las fronteras de un blindaje magnético.

De la geometría mostrada en la Figura 4.3 se obtiene la matriz de inductancia mediante el método de imágenes con 1 capa de imágenes:

$$L_{1capa} = 10^{-6} * \begin{bmatrix} 0.6616 & 0.1134 & 0.0372 & 0.0147 & 0.0073 \\ 0.1134 & 0.6962 & 0.1251 & 0.0411 & 0.0158 \\ 0.0372 & 0.1251 & 0.7001 & 0.1263 & 0.0411 \\ 0.0147 & 0.0411 & 0.1263 & 0.7001 & 0.1251 \\ 0.0073 & 0.0158 & 0.0411 & 0.1251 & 0.6962 \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

Al comparar los resultados de (4.61) con lo que se obtuvo mediante el método de la energía con el MEF en (4.30), el porcentaje de error por elemento es:

$$\%Error_{1\text{ capa}} = \begin{bmatrix} 0.2121 & 1.4838 & 6.8540 & 24.9279 & 82.3091 \\ 1.4838 & 0.2570 & 1.4436 & 6.0691 & 21.9706 \\ 6.8540 & 1.4436 & 0.2498 & 1.3686 & 5.9785 \\ 24.9279 & 6.0691 & 1.3686 & 0.2455 & 1.3533 \\ 82.3091 & 21.9706 & 5.9785 & 1.3533 & 0.2027 \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Se calcula la inductancia con 19 capas de imágenes y se compara con (4.30) y se obtiene el siguiente porcentaje de error:

$$\%Error_{19\text{ capas}} = \begin{bmatrix} 0.1036 & 0.3808 & 0.5938 & 0.6100 & 0.8185 \\ 0.3808 & 0.1527 & 0.3987 & 0.6066 & 0.6201 \\ 0.5938 & 0.3987 & 0.1623 & 0.3889 & 0.6134 \\ 0.6100 & 0.6066 & 0.3889 & 0.1665 & 0.4023 \\ 0.8185 & 0.6201 & 0.6134 & 0.4023 & 0.2068 \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Se puede observar que para inductancias propias es suficiente con solo una capa de imágenes. También se puede observar que al calcular con un número mayor de capas de imágenes el porcentaje de error en inductancias mutuas decrece considerablemente y se obtienen resultados con mayor precisión. El número de capas de imágenes requerido para cada inductancia mutua puede ser diferente, ya que mientras más lejanos estén los conductores, se requerirán más capas.

Para analizar la efectividad del método, se presenta un arreglo con 20 conductores de región transversal circular de 2mm de radio (las dimensiones en metros). Los resultados para este caso y su comparación con el método de energía (basados en COMSOL) se muestran en la Tabla 4.1.

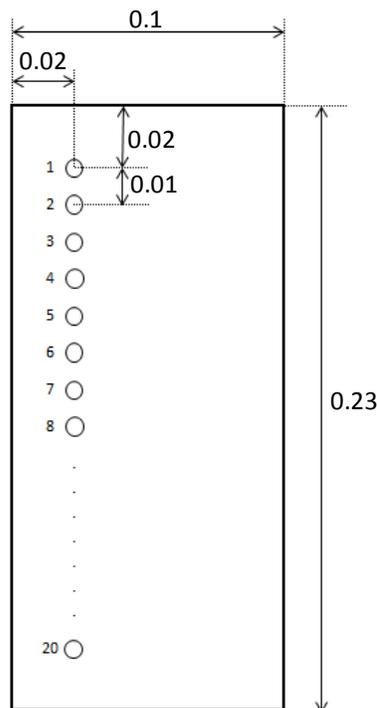


Figura 4.20. Geometría dentro de la ventana del núcleo de un transformador con 20 vueltas.

Tabla 4.1. Porcentaje de diferencia en la inductancia fuera de la ventana del núcleo a) propia y b) mutua.

Inductancia propia L_i	FEM COMSOL μH	Metodo de imágenes
		1 capa de imag. %Error
L _{1,1}	0.5948	1.001
L _{2,2}	0.5908	0.318
L _{3,3}	0.5898	0.156
L _{4,4}	0.5894	0.089
L _{5,5}	0.5892	0.053
L _{6,6}	0.5891	0.033
L _{7,7}	0.5890	0.020
L _{8,8}	0.5890	0.012
L _{9,9}	0.5889	0.007
L _{10,10}	0.5889	0.004
L _{11,11}	0.5889	0.004
L _{12,12}	0.5889	0.007
L _{13,13}	0.5890	0.012
L _{14,14}	0.5890	0.020
L _{15,15}	0.5891	0.033
L _{16,16}	0.5892	0.053
L _{17,17}	0.5894	0.089
L _{18,18}	0.5898	0.156
L _{19,19}	0.5908	0.319
L _{20,20}	0.5948	1.001

a)

Inductancia mutua L_i	FEM COMSOL μH	Metodo de imágenes
		1 capa de imag. %Error
L _{1,2}	0.2813	4.102
L _{1,3}	0.1632	6.960
L _{1,4}	0.1043	8.653
L _{1,5}	0.0709	9.692
L _{1,6}	0.0507	10.308
L _{1,7}	0.0376	10.682
L _{1,8}	0.0289	10.939
L _{1,9}	0.0228	11.162
L _{1,10}	0.0185	11.400
L _{1,11}	0.0152	11.685
L _{1,12}	0.0128	12.033
L _{1,13}	0.0109	12.459
L _{1,14}	0.0094	12.973
L _{1,15}	0.0082	13.588
L _{1,16}	0.0072	14.317
L _{1,17}	0.0065	15.185
L _{1,18}	0.0058	16.219
L _{1,19}	0.0053	17.460
L _{1,20}	0.0048	18.984

b)

En la Tabla 4.1 a) y b) los valores obtenidos mediante el MEF son considerando que el núcleo del transformador es de un blindaje magnético, y al calcular los valores de inductancias propias y mutuas por el método de la energía. En el cálculo numérico se utiliza solamente 1 conductor imagen para simular una frontera plana dado que no existe otra frontera que distorsione la reflexión del conductor.

Tabla 4.2. Porcentaje de diferencia en la inductancia propia dentro de la ventana del núcleo.

Inductancia propia	FEM COMSOL	Metodo de imágenes			
		1 capa de imag.	50 capas de imag.	100 capas de imag.	200 capas de imag.
L_{ii}	μH	%Error			
$L_{1,1}$	0.5247	0.229	0.167	0.161	0.157
$L_{2,2}$	0.5513	0.725	0.355	0.361	0.365
$L_{3,3}$	0.5636	0.660	0.317	0.323	0.326
$L_{4,4}$	0.5695	0.577	0.267	0.273	0.276
$L_{5,5}$	0.5725	0.509	0.235	0.241	0.244
$L_{6,6}$	0.5740	0.454	0.218	0.224	0.227
$L_{7,7}$	0.5748	0.408	0.208	0.214	0.217
$L_{8,8}$	0.5752	0.373	0.204	0.209	0.212
$L_{9,9}$	0.5754	0.349	0.201	0.207	0.210
$L_{10,10}$	0.5755	0.337	0.200	0.206	0.209
$L_{11,11}$	0.5755	0.337	0.200	0.206	0.209
$L_{12,12}$	0.5754	0.349	0.201	0.207	0.210
$L_{13,13}$	0.5752	0.373	0.204	0.209	0.212
$L_{14,14}$	0.5748	0.408	0.208	0.214	0.217
$L_{15,15}$	0.5740	0.454	0.218	0.224	0.227
$L_{16,16}$	0.5725	0.509	0.235	0.241	0.244
$L_{17,17}$	0.5695	0.577	0.267	0.273	0.276
$L_{18,18}$	0.5636	0.660	0.317	0.323	0.326
$L_{19,19}$	0.5513	0.725	0.355	0.361	0.365
$L_{20,20}$	0.5247	0.229	0.167	0.161	0.157

Tabla 4.3. Porcentaje de diferencia en la inductancia mutua dentro de la ventana del núcleo

Inductancia mutua	FEM COMSOL	Metodo de imágenes			
		1 capa de imag.	50 capas de imag.	100 capas de imag.	200 capas de imag.
L_{ii}	μH	%Error			
$L_{1,2}$	0.2300	4.158	3.062	3.047	3.039
$L_{1,3}$	0.1241	4.460	6.137	6.110	6.096
$L_{1,4}$	0.0734	5.219	8.063	8.017	7.994
$L_{1,5}$	0.0458	4.734	9.322	9.248	9.211
$L_{1,6}$	0.0297	2.958	10.108	9.994	9.937
$L_{1,7}$	0.0198	0.285	10.588	10.418	10.332
$L_{1,8}$	0.0135	5.362	10.897	10.649	10.523
$L_{1,9}$	0.0094	12.915	11.136	10.779	10.598
$L_{1,10}$	0.0066	23.966	11.382	10.875	10.618
$L_{1,11}$	0.0047	40.083	11.700	10.987	10.626
$L_{1,12}$	0.0033	63.623	12.156	11.160	10.654
$L_{1,13}$	0.0024	98.124	12.817	11.431	10.727
$L_{1,14}$	0.0017	148.898	13.778	11.855	10.876
$L_{1,15}$	0.0012	224.040	15.174	12.506	11.147
$L_{1,16}$	0.0009	336.420	17.182	13.470	11.577
$L_{1,17}$	0.0006	507.358	20.148	14.943	12.287
$L_{1,18}$	0.0004	776.806	24.652	17.223	13.429
$L_{1,19}$	0.0003	1231.485	32.075	21.072	15.447
$L_{1,20}$	0.0002	2112.617	46.529	28.852	19.807

En las Tablas 4.2 y 4.3 se muestran los valores de inductancia propia y mutua dentro de la ventana del núcleo y el porcentaje de error con 1, 50, 100 y 200 capas de imágenes. En la Tabla 4.3 se puede observar que el cálculo de inductancias propias al calcular 1 sola capa de imágenes arroja valores muy precisos (0.229% de error) y también se puede observar que el incremento de capas de imágenes mejora los valores en un porcentaje muy bajo, por lo que se concluye que para el cálculo de inductancias propias dentro de la ventana se puede considerar una capa de imágenes. De esta forma se obtienen resultados muy precisos y el tiempo de cómputo se reduce considerablemente.

En la Tabla 4.3 se muestra que el cálculo de inductancia mutua dentro de la ventana del núcleo con una capa de imágenes arroja resultados aproximados para los conductores más cercanos, pero para los conductores más alejados el porcentaje de error es muy grande (hasta 2112.617% de error). Al incluir más capas de imágenes se observa que el porcentaje de error decrece considerablemente; esto se puede analizar gráficamente para observar cómo se comporta el valor de inductancia con la adición de capas de imágenes.

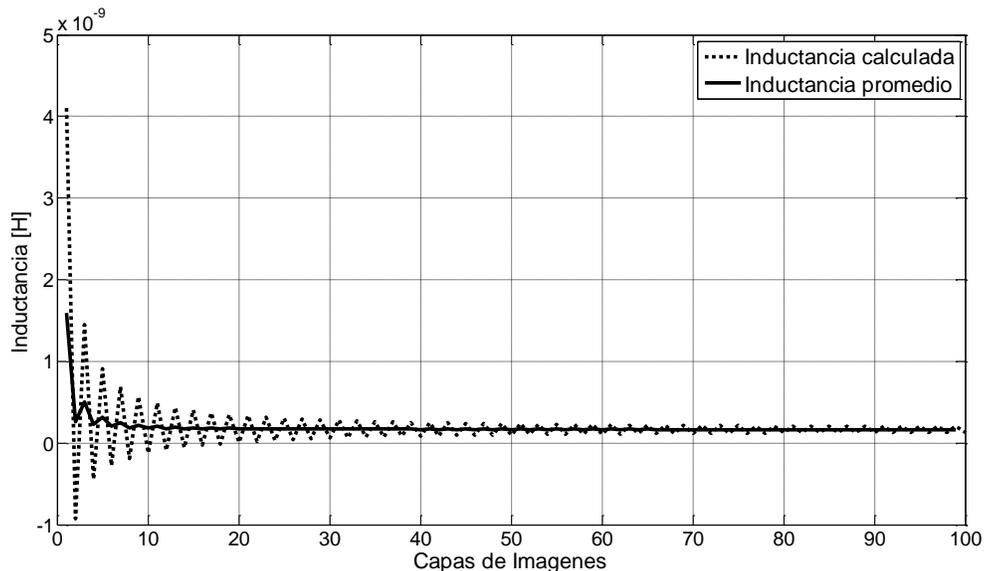


Figura 4.21. Inductancia mutua $L_{1,20}$ ante el aumento del número de capas de imágenes.

En la Figura 4.21 se muestra el valor de inductancia mutua entre los conductores 1 y 20 por cada capa de imágenes y su valor promedio. Se puede observar que el valor de la inductancia oscila desde la primera capa de imágenes. A medida que se incrementan las capas de imágenes la oscilación decrece; sin embargo, no deja de oscilar, por lo que se consideró un promedio entre el valor de inductancia L_{i-1} y L_i para acelerar la convergencia. Este valor promedio es el valor utilizado en el cálculo de inductancias.

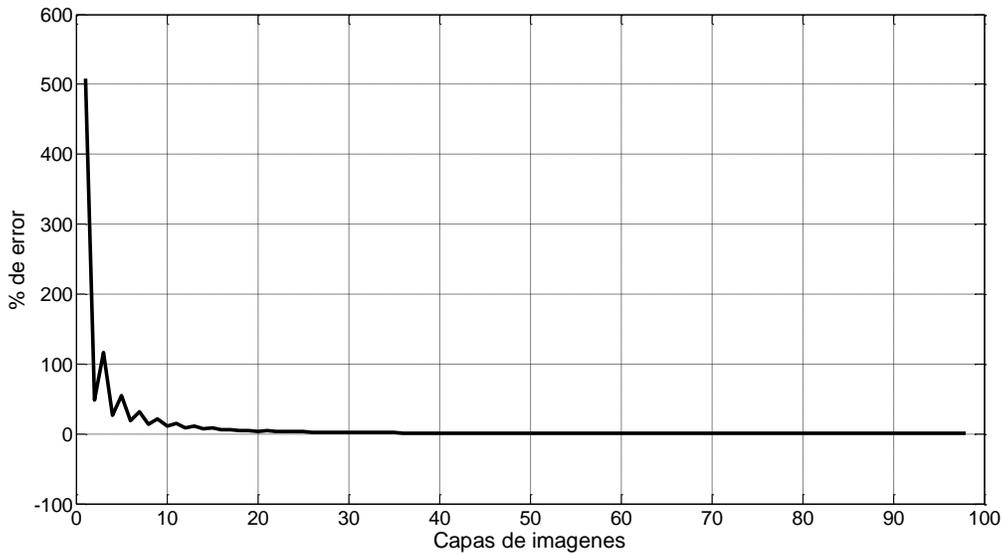


Figura 4.22. Por ciento de error en inductancias mutuas $L_{1,20}$ por capas de imágenes.

En la Figura 4.22 se muestra el por ciento de error entre cada cálculo de inductancias L_{i-1} y L_i , se muestra que existe un punto en que el cálculo de imágenes se puede detener, cuando el por ciento de diferencia entre L_{i-1} y L_i es menor a un porcentaje definido. Este algoritmo es individual para cada inductancia mutua y dependerá de la geometría y la distancia entre los conductores. En este trabajo se definen el número de capas de manera uniforme para todos los valores de la matriz de inductancias.

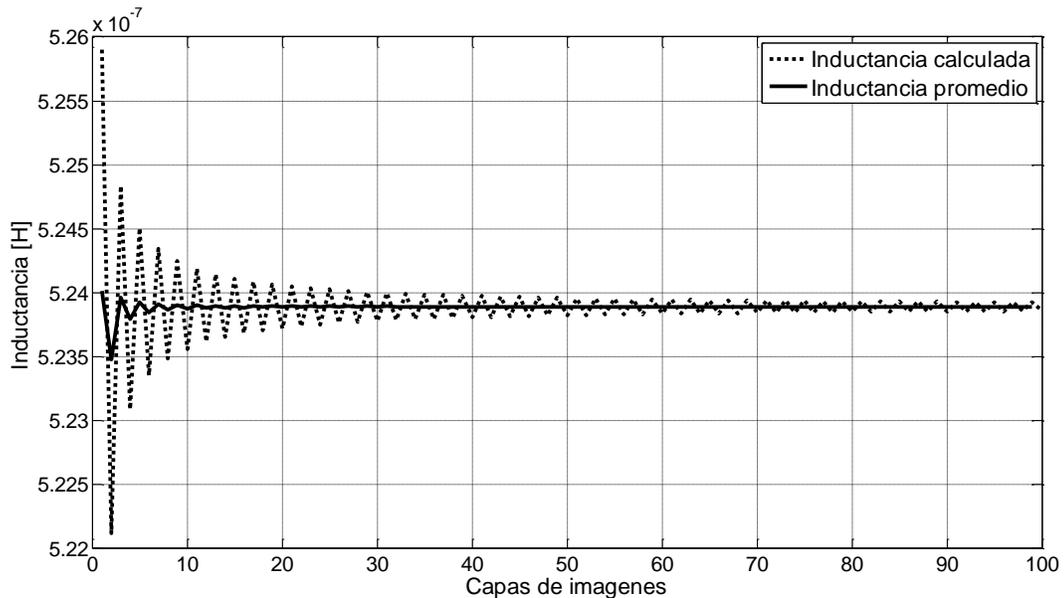


Figura 4.23. Inductancia propia $L_{1,1}$ por capa de imagen.

En la Figura 4.23 se muestra que los valores de inductancia propia también oscilan y cambian su valor para cada capa de imágenes. Sin embargo, la variación es muy pequeña, como se demostró en la Tabla 4.3.

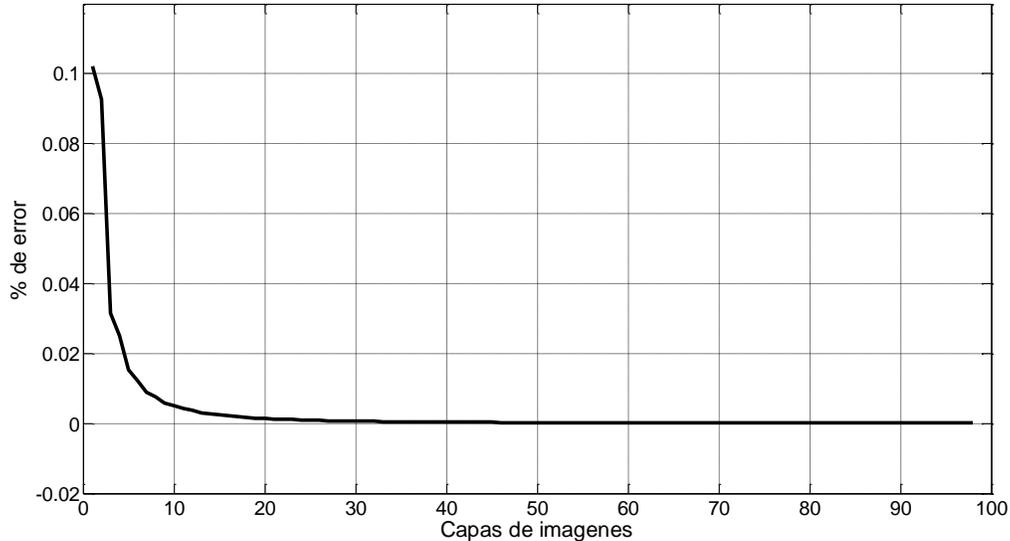


Figura 4.24. Porcentaje de error en la inductancia propia $L_{1,1}$ por capas de imágenes.

En la Figura 4.24 se muestra que el porcentaje de error en el cálculo de inductancias por capas de imágenes es muy pequeño. Por lo tanto, como se había comentado anteriormente, para el cálculo de inductancias propias dentro de la ventana del núcleo solo se requiere una capa de imágenes.

Como se mostró mediante los resultados anteriores y su comparación con el MEF, el cálculo de inductancias por medio del método de imágenes se puede hacer tan preciso como se requiera (aumentando el tiempo de cómputo). A pesar de que se definieron ecuaciones particulares para calcular la inductancia en las dos regiones del núcleo (externa e interna), el algoritmo implementado en este trabajo de tesis mediante el método de imágenes calcula la geometría del núcleo y los conductores en un plano cartesiano, y mediante normas de vectores se calculan las distancias de forma general para todos los conductores.

4.5 Cálculo de capacitancias

La capacitancia es una propiedad de una configuración geométrica de dos (o más) conductores separados por un medio aislante. Estos conductores son portadores de cargas de signos contrarios. También es la medida de cuanta carga se puede almacenar cuando se aplica una diferencia de potencial y posteriormente es removida. La expresión matemática es:

$$Q = CV \tag{4.64}$$

Si se considera la geometría de placas paralelas, la capacitancia C es:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} \quad (4.65)$$

donde ε_0 es la permitividad del vacío, ε_r es la permitividad relativa del dieléctrico entre las placas, d es la distancia entre las placas y A es su área transversal. Sin embargo, la ecuación (4.65) no considera el efecto borde (fringe), el cual es importante para el cálculo preciso de capacitancias. Por lo tanto, en este trabajo se considera el cálculo de capacitancias entre vueltas del devanado del transformador mediante simulaciones de campos electrostáticos empleando el MEF, para lo cual puede aplicarse el método de voltaje forzado, el método de carga fija o el método de la energía. Finalmente, de forma análoga el cálculo de inductancias, las capacitancias también se pueden calcular mediante el método de imágenes.

La matriz de capacitancias \mathbf{C} (4.66) se construye de manera similar a una matriz de admitancia nodal, donde los elementos de la diagonal C_{ii} (capacitancias propias) son todos los elementos capacitivos conectados al nodo i , y los elementos fuera de la diagonal C_{ij} (capacitancias mutuas) son el negativo de los elementos capacitivos que conectan del nodo i al nodo j .

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_{22} & \dots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

4.5.1 Método de voltaje forzado

El método de voltaje forzado aplica la ecuación (4.64) para calcular las capacitancias \mathbf{C} mediante la excitación del vector de tensión \mathbf{V} :

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ \vdots \\ Q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & C_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n1} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

Al excitar el i -ésimo conductor, el MEF calcula la carga Q_i y de esta manera se obtienen los valores de C_{ni} . Para obtener la matriz de capacitancias completa se requiere excitar todos los conductores de forma individual.

4.5.2 Método de carga fija

Si la ecuación (4.63) se premultiplica por \mathbf{C}^{-1} se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ \vdots \\ V_{n1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & C_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n1} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Q_{11} \\ \vdots \\ Q_{n1} \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

De manera inversa al método de voltaje forzado, en el método de carga fija se define el valor de carga en el i -ésimo conductor del vector \mathbf{Q} . El MEF calcula la tensión V_i y de esta manera se obtiene la matriz de capacitancias inversa.

4.5.3 Método de la energía

La capacitancia también puede obtenerse de la energía eléctrica almacenada W_{elec} mediante la expresión:

$$W_{elec,ii} = \frac{1}{2} C_{ii} V_i^2 \quad (4.69)$$

la ecuación (4.69) se aplica para capacitancias propias, mientras que para capacitancias mutuas se tiene:

$$W_{elec,ij} = C_{ij} V_i V_j + \frac{1}{2} (C_{ii} V_i + C_{jj} V_j) \quad (4.70)$$

4.5.4 Método de imágenes

De la ecuación (4.64) se deduce que:

$$V = PQ \quad (4.71)$$

donde P es la matriz de coeficientes de potencial dada por $P = C^{-1}$.

El método de imágenes para calcular capacitancias es análogo al cálculo de inductancias. Se considera 1 sólo conductor imagen fuera de la ventana del núcleo que simula un plano infinito y un juego de conductores imágenes para simular las fronteras dentro de la ventana, donde el número de capas depende del porcentaje de error entre el resultado con i capas de imágenes e $i + 1$ capas de imágenes. En forma general el cálculo de los elementos de la matriz de coeficientes de potencial está dado por:

$$P = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{d_1}{d_2}\right) \quad (4.72)$$

Al considerar la Figura 4.17 para el cálculo dentro de la ventana del núcleo, d_1 y d_2 son las distancias del centro del conductor a los puntos w_1 y w_2 denotados por la región de integración s . La matriz de capacitancias es:

$$C = P^{-1} \quad (4.73)$$

Para comprobar esto, del arreglo de la Figura 4.3 se calcula analíticamente la matriz de capacitancias por el método de imágenes con una capa de imágenes y 200 capas de imágenes, y se compara con resultados obtenidos mediante el MEF se aplica el método de voltaje forzado, el método de carga fija y el método de la energía. Esto se muestra en las Tabla 4.4 y Tabla 4.5.

Tabla 4.4. Por ciento de error en valores de capacitancia calculados con una capa de imágenes

Elemento capacitivo	Metodo			
	Imágenes	Voltaje forzado	Carga fija	Energia
	C (pF)	% Error	% Error	% Error
C11	1.33957	0.187	0.187	0.187
C12	-0.16940	1.571	1.571	1.571
C13	-0.03139	10.330	10.330	10.328
C14	-0.00927	50.248	50.248	50.231
C15	-0.00543	261.281	261.281	261.259

De manera similar al cálculo de inductancias mutuas, el cálculo de capacitancias mutuas mediante el método de imágenes muestra que mientras más lejanos estén los conductores analizados, se requerirán más capas de conductores imágenes para simular las fronteras de manera adecuada. La Tabla 4.4 muestra que, como una sola capa de imágenes, el porcentaje de error se incrementa a medida que se calculan capacitancias mutuas de conductores más alejados.

También se puede observar que los métodos de voltaje forzado, carga fija y energía empleados en el MEF arrojan valores prácticamente iguales, lo que da veracidad a los cálculos.

En la Tabla 4.5 se muestra el porcentaje de error al calcular las capacitancias con 200 capas de imágenes. Se puede apreciar que el error es muy bajo (máximo 1.399%), lo cual indica precisión en el cálculo y que el método de imágenes para el cálculo de capacitancias es totalmente análogo al cálculo de inductancias.

Tabla 4.5. Por ciento de error en valores de capacitancia calculados con 200 capas de imágenes

Elemento capacitivo	Metodo			
	Imágenes	Voltaje forzado	Carga fija	Energia
	C (pF)	% Error	% Error	% Error
C11	1.34306	0.073	0.073	0.073
C12	-0.16604	0.441	0.441	0.441
C13	-0.02820	0.860	0.860	0.862
C14	-0.00612	0.848	0.849	0.859
C15	-0.00148	1.393	1.393	1.399

4.6 Pérdidas en el dieléctrico

Las pérdidas en el dieléctrico o pérdidas en derivación se calculan directamente de la matriz de capacitancias, se hace uso del factor $\tan\delta$ [38]:

$$G = \omega \tan \delta C \quad (4.74)$$

De la Figura 3.1, los elementos G_{ii} corresponden a la suma de los elementos $1/R_s$ y $1/R_g$ conectados al nodo i , mientras que los elementos G_{ij} son los elementos $1/R_s$ en negativo conectados entre los nodos i y j . De la ecuación (4.74) se puede observar que la matriz de conductancias está en función de la frecuencia y del factor de pérdidas $\tan\delta$ del medio aislante, como puede ser el barniz o el papel impregnado en aceite.

5 CAPITULO 5. Simulaciones y mediciones en un devanado experimental

5.1 Introducción

Como se mencionó en el Capítulo 2, el efecto de una descarga parcial puede ser simulado mediante un pulso rápido de corriente en cualquier punto del devanado. En este capítulo se reproducen los efectos que se obtienen en un devanado ante este tipo de excitación.

El programa que calcula la respuesta transitoria del devanado mediante el análisis de redes (modelo de parámetros concentrados) tiene la flexibilidad de que se puede excitar cualquier punto o puntos del devanado, por lo que se puede simular la “fuente de descargas parciales” en cualquier punto a lo largo del devanado. Esta excitación puede ser una señal de cualquier magnitud, duración y forma (un escaló unitario, una señal de impulso por rayo, etc.). Para el caso de descargas parciales se utilizarán pulsos cuadrados de corta duración y magnitud unitaria.

En el caso concreto de transformadores con presencia de descargas parciales, no se tiene información de donde está la fuente de descargas parciales y solamente se tiene acceso a los 2 extremos del devanado en las terminales de las boquillas. Al considerar esta limitante, en las simulaciones se inyecta un pulso rápido (que simula la descarga parcial) en cualquier punto del devanado (se supone que no se sabe dónde está este pulso), y mediante un análisis en el tiempo de la medición de las dos señales de tensión en los extremos del devanado, se aproxima la ubicación de este pulso.

Los modelos descritos en esta sección están basados en el modelo de parámetros concentrados, el cual está aterrizado en el extremo del devanado, como lo indica la Figura 3.4. Adicionalmente, se reproducen resultados considerando al devanado con ambos extremos flotantes.

El cálculo de parámetros se realiza mediante el método de imágenes para obtener los elementos inductivos y capacitivos. Las pérdidas serie se obtienen de la matriz de inductancias y las pérdidas en derivación se obtienen de la matriz de capacitancias.

Es importante recordar que el cálculo de parámetros contempla el efecto del núcleo, vueltas propias y el acoplamiento entre vueltas únicamente de un devanado. No se está considerando el efecto de otros devanados, ni del tanque, ni del aceite. En [6] se expone que el efecto del tanque influye en la disminución de capacitancia en derivación, mientras que las capacitancias serie se mantienen constantes. Esto deriva en que las oscilaciones de la respuesta transitoria sean menores. El efecto del aceite influye en la velocidad de propagación, tal como se indica en [42] y [43], esto se debe a que la permitividad del dieléctrico en el aceite es diferente que la del aire.

Como se explicó en el Capítulo 4, el cálculo de parámetros se realiza considerando que la geometría del núcleo es tipo columna.

En general, la respuesta transitoria en las terminales del modelo, se desarrolla en la Figura 5.1.

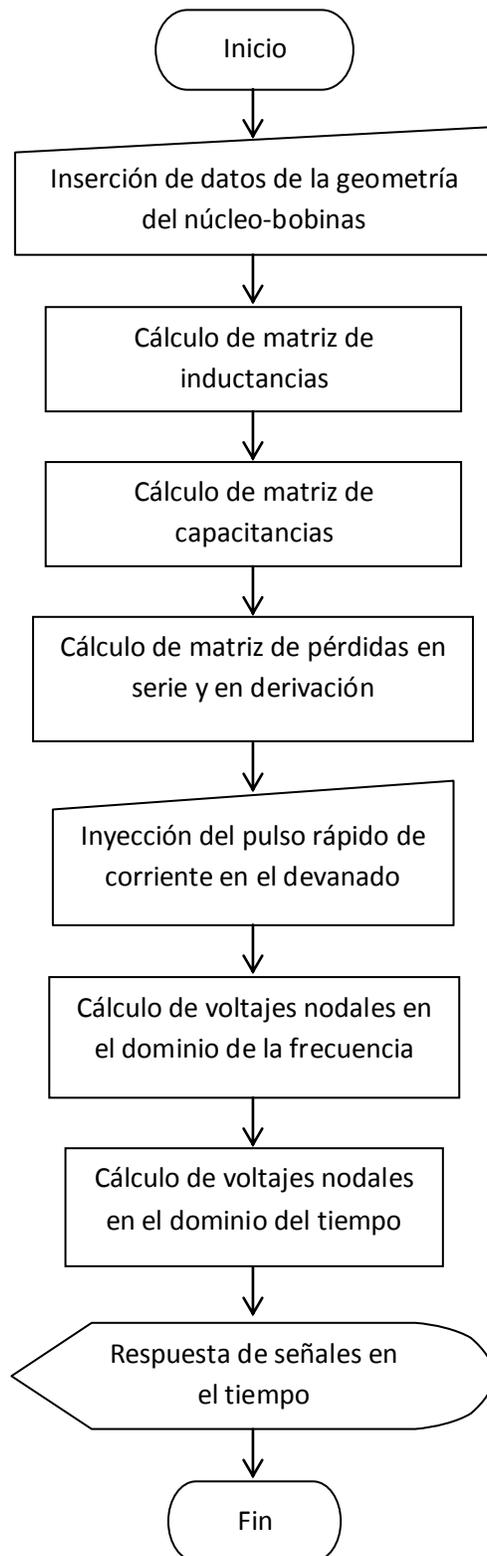


Figura 5.1. Diagrama de flujo del cálculo de respuestas transitorias en las terminales del modelo.

5.2 Precisión del modelo

Como se explicó en el Capítulo 4, para calcular de manera precisa la respuesta transitoria en un devanado se deben de considerar correctamente todos los parámetros que influyen en el modelo que lo representa.

El cálculo de parámetros de un devanado con numerosas vueltas conlleva un tiempo de cómputo elevado para generar matrices llenas de gran tamaño y, en ciertos casos, los valores correspondientes a los conductores más alejados son despreciables. Una manera sencilla de obtener los parámetros de un transformador simétrico (en el plano y) mediante el MEF con los conductores en disposición vertical, como lo muestra la Figura 5.2, es calculando las capacitancias de los primeros conductores, al considerar sólo algunos conductores adyacentes. Para conductores en la parte interna del devanado los valores propios i e $i + 1$ serán muy similares (esto no aplica para los conductores iniciales).

Por lo tanto, para la geometría mostrada la matriz de capacitancias se puede calcular a partir de los valores propios (para las partes interna y externa del devanado) y solamente algunos valores mutuos. Esto es, se contemplan los valores en la diagonal y algunos valores adyacentes a la diagonal y los demás valores de la matriz se desprecian. De manera física, cuando se excita un conductor, los campos magnéticos y eléctricos estarían afectando principalmente a los conductores cercanos. Esto es válido cuando se tienen conductores muy alejados entre sí y estos valores mutuos no afectan la respuesta del modelo.

Se considera un transformador con 51 conductores con 2mm de radio dispuestos verticalmente; esta geometría se muestra en la Figura 5.2. Las dimensiones están dadas en metros.

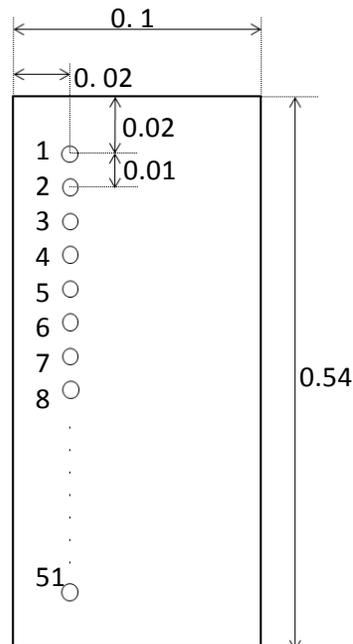


Figura 5.2. Geometría de un modelo de transformador con 51 vueltas

En esta geometría de transformador, la respuesta transitoria considera los parámetros únicamente dentro de la ventana del núcleo, por lo cual este ejemplo es puramente teórico.

Para obtener la respuesta transitoria del devanado con diferentes parámetros eléctricos considerados en el mismo modelo, se le inyecta un pulso cuadrado de corriente al conductor 1 y se mide el valor de tensión en el conductor 8.

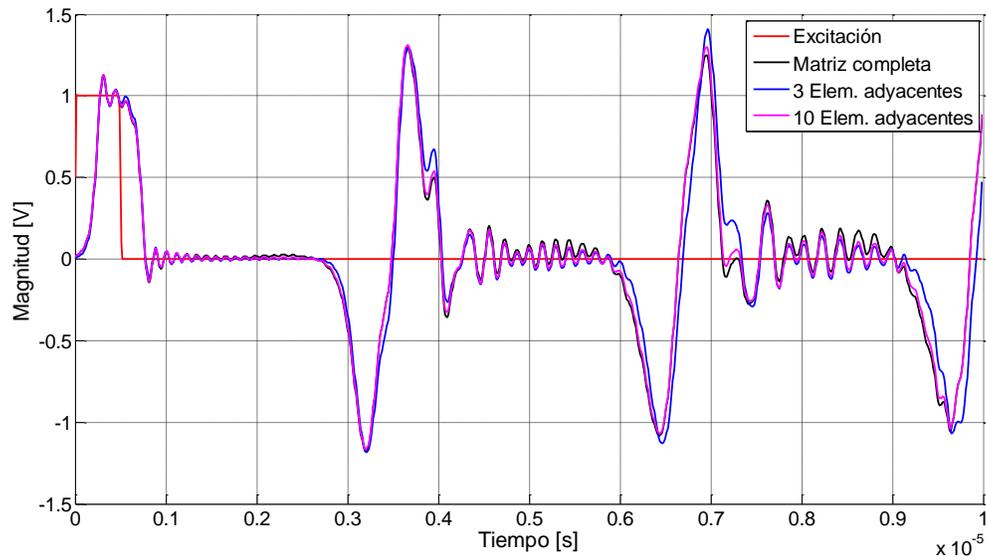


Figura 5.3. Respuesta transitoria bajo 3 condiciones de parámetros diferentes en un modelo de 51 conductores

En la Figura 5.3 se muestran 4 señales: la primera en color rojo es el pulso cuadrado de 500 ns inyectado en la bobina 1; la demás señales muestran la respuesta del conductor 8. La señal en color negro es considerando la matriz de capacitancias C completa, la señal en color azul es considerando los 3 conductores adyacentes al conductor 8 y la señal en color rosa es considerando los 10 conductores adyacentes al conductor 8. Se puede observar que en el caso extremo en el cual sólo se calculan 3 elementos adyacentes al elemento de análisis existe una diferencia respecto a considerar 10 elementos, pero esta diferencia no es considerable. También debe tomarse en cuenta que el devanado que se está analizando es pequeño (51 conductores) y cualquier conductor tiene mayor influencia sobre los demás que en un modelo correspondiente a un devanado con un mayor número de conductores.

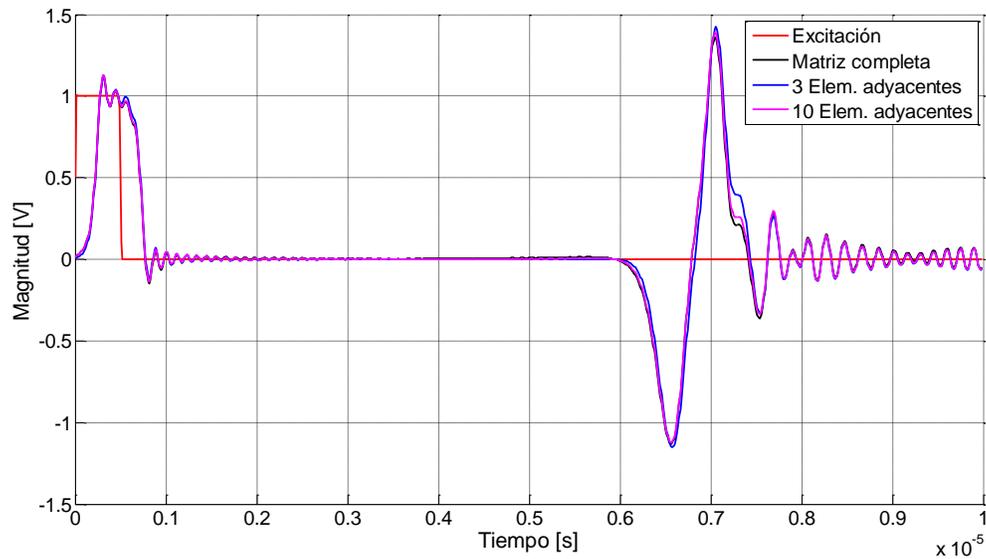


Figura 5.4. Respuesta transitoria bajo 3 condiciones de parámetros diferentes en un modelo de 101 conductores

En la Figura 5.4 se muestran los resultados para el caso de un devanado con 101 conductores dispuestos de manera similar a la geometría de la Figura 5.2, sólo que la ventana del núcleo mide 1.04 m. Se observa que la respuesta transitoria mostrada por las 3 señales es muy similar. Esto es porque los campos magnéticos y eléctricos generados por los conductores más lejanos tienen muy poco efecto en el conductor de análisis.

La validez de aproximar de esta manera el cálculo de los parámetros eléctricos de un modelo depende del fenómeno que se quiera reproducir y del nivel de precisión requerido en los resultados.

En el caso de devanados continuos (sin vueltas intercaladas) donde la disposición de conductores es por medio de “discos”, es preferible que el cálculo de parámetros considere todos los conductores ya que vueltas alejadas físicamente pueden estar cercanas eléctricamente (por ejemplo, acoplamiento entre vueltas de discos diferentes).

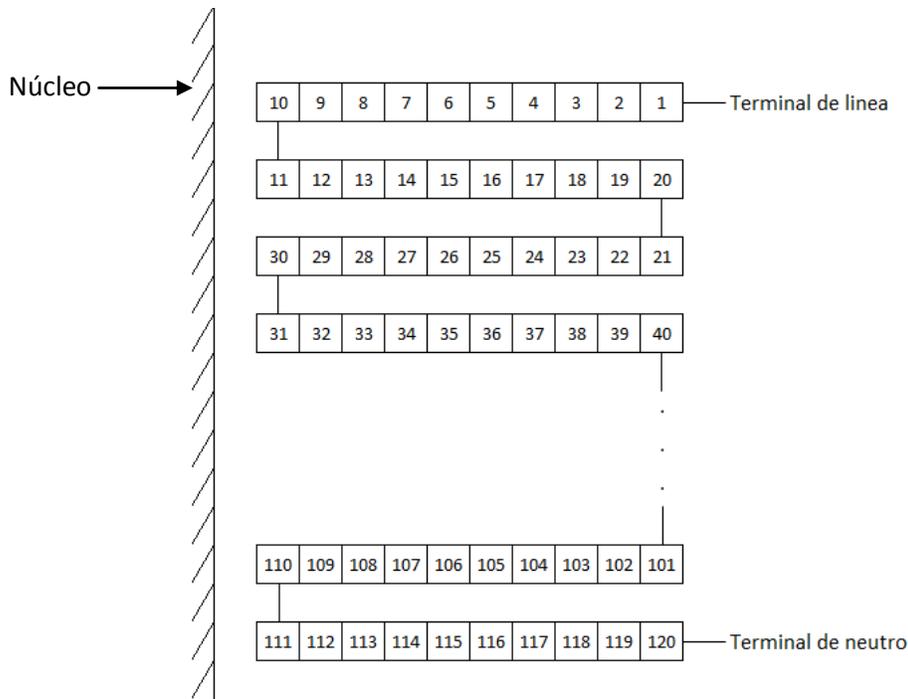


Figura 5.5. Disposición de conductores en un devanado tipo continuo

La Figura 5.5 muestra un devanado continuo con 120 vueltas fuera de la ventana del núcleo. Este tipo de devanado por su configuración geométrica es muy utilizado en el lado de alta tensión en transformadores de potencia.

Para obtener la respuesta transitoria de un devanado continuo, se considera la geometría mostrada en la Figura 5.5, con conductores cuadrados de 4 mm por lado, una distancia horizontal del núcleo al centro del conductor 10 de 10 mm, distancia horizontal entre centros de conductores (conductores adyacentes) de 8 mm y distancia entre vertical entre centros de conductores (entre discos) de 20 mm. Se excita el conductor 1 con un pulso cuadrado de 50 ns y se analizan los conductores 20 y 60.

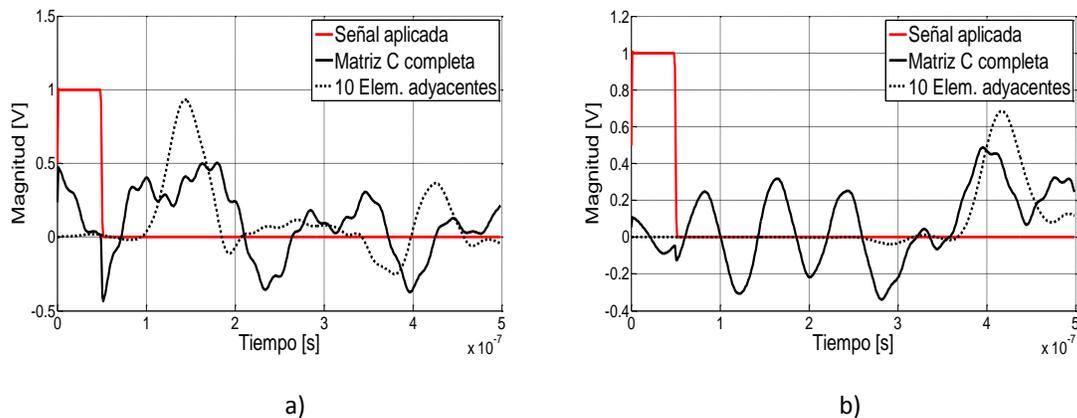


Figura 5.6. a) Respuesta transitoria en la vuelta 20 y b) respuesta transitoria en la vuelta 60

Las Figura 5.6 a) y b) muestran 3 señales cada una. En ambas figuras la señal en rojo es la excitación, mientras que las señales en color negro son las señales de tensión en el conductor 20 y conductor 60, respectivamente. En ambas señales en color negro con línea continua se observa el transitorio al utilizar la matriz de capacitancias C completa y las señales en color negro con línea punteada muestran el transitorio al utilizar 10 valores de la matriz de capacitancias C . En a) y b) se puede observar que las señales (señal continua vs punteada) son muy diferentes entre sí. Esto es porque al considerar hasta las 10 capacitancias adyacentes al conductor, se pierde la información sobre el acoplamiento capacitivo con los conductores de los demás discos. Este acoplamiento es muy importante, en especial hacia los conductores 18, 19 y 20 que son los más cercanos físicamente al conductor 1.

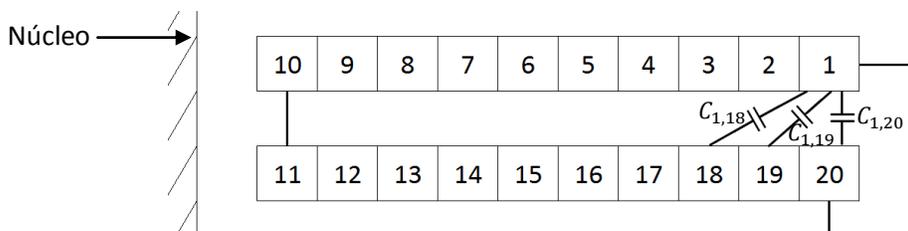


Figura 5.7. Capacitancias que influyen en el conductor 1

En la Figura 5.7 se puede observar que las capacitancias mutuas $C_{1,20}$, $C_{1,19}$ y $C_{1,18}$ tienen más influencia en el conductor 1; están más cerca físicamente y los campos eléctricos son más importantes que los relacionados con las capacitancias $C_{1,10}$, $C_{1,9}$ y $C_{1,8}$. El efecto se puede ver en la Figura 5.6 a), donde la señal considera todos los elementos capacitivos y la respuesta de tensión responde inmediatamente. Sin embargo, cuando sólo se consideran 10 elementos adyacentes de la matriz de capacitancias, la respuesta de tensión responde 100 ns después. Este retardo se debe a que los parámetros considerados no generan la información completa de la disposición física del devanado (es como si los conductores a partir del onceavo estuvieran físicamente muy lejos pero eléctricamente conectados). En el caso de Figura 5.6 b), este problema es aún más notorio, porque el retardo de tiempo es mayor (375 ns). Durante los primeros 300 ns el conductor 60 no está acoplado por ningún campo (capacitancias mutuas), hasta que se empiezan a excitar los conductores 50, 51, etc. empieza a haber respuesta del conductor 60. En la Figura 5.6 b), la línea continua que representa el análisis con la matriz completa, demuestra que existe un pequeño acoplamiento mutuo entre el conductor 1 y el 60, y las oscilaciones subsecuentes se deben al acoplamiento entre los demás conductores.

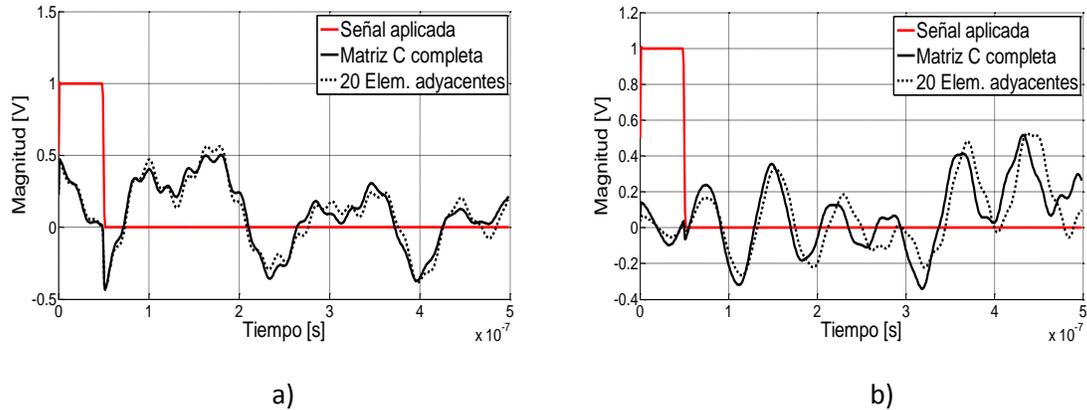


Figura 5.8. a) Respuesta transitoria en conductor 20 y b) respuesta transitoria en conductor 60

Si se consideran ahora 20 elementos adyacentes al conductor analizado, la diferencia en los resultados es notable. Para este caso se excita la vuelta 1 (inicio del devanado) y se obtiene la respuesta en las vueltas 20 y 60. En la Figura 5.8 a) se muestra que las dos señales son muy parecidas; esto se debe a que se considera el acoplamiento entre discos adyacentes. La Figura 5.8 b) muestra que al medir en una vuelta más alejada las dos señales son similares pero muestran más diferencias que en a). Esto es porque no se considera acoplamiento entre vueltas alejadas.

Para comprobar esto, se realizó una prueba experimental en el devanado descrito en el Apéndice B, en el cual se colocó físicamente una vuelta flotante (*vf*) alrededor de la última vuelta (vuelta 1750). Esta vuelta está conectada eléctricamente a la primera vuelta pero aislada de todas las demás, como lo muestra la Figura 5.9.

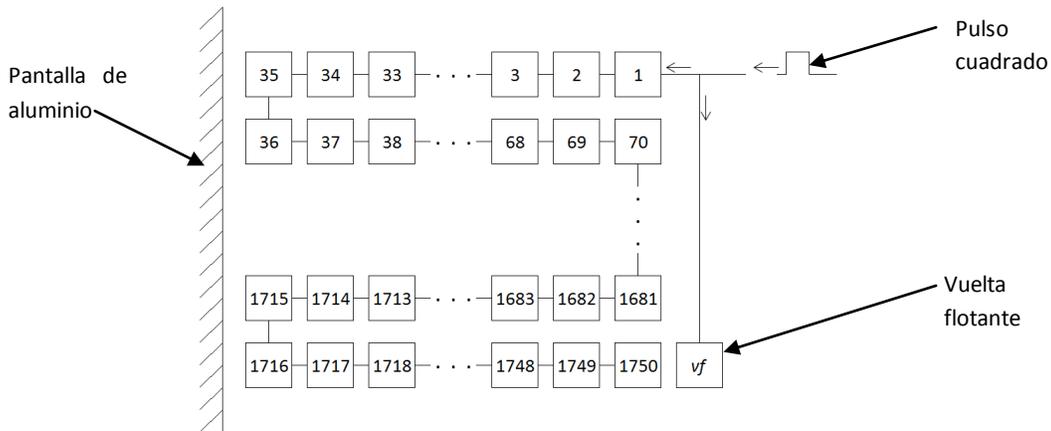


Figura 5.9. Conductor flotante conectado a la primera vuelta del devanado.

Se realizaron 2 pruebas: la primera prueba es sin conectar la vuelta falsa para obtener la respuesta sin el acoplamiento capacitivo entre las vueltas de los extremos y la segunda prueba es con la conexión eléctrica de la vuelta falsa a la primera vuelta. En ambas pruebas se excita con un pulso cuadrado de tensión de 120 μ s de ancho y se mide en la vuelta 1750. Los resultados se muestran en la Figura 5.10.

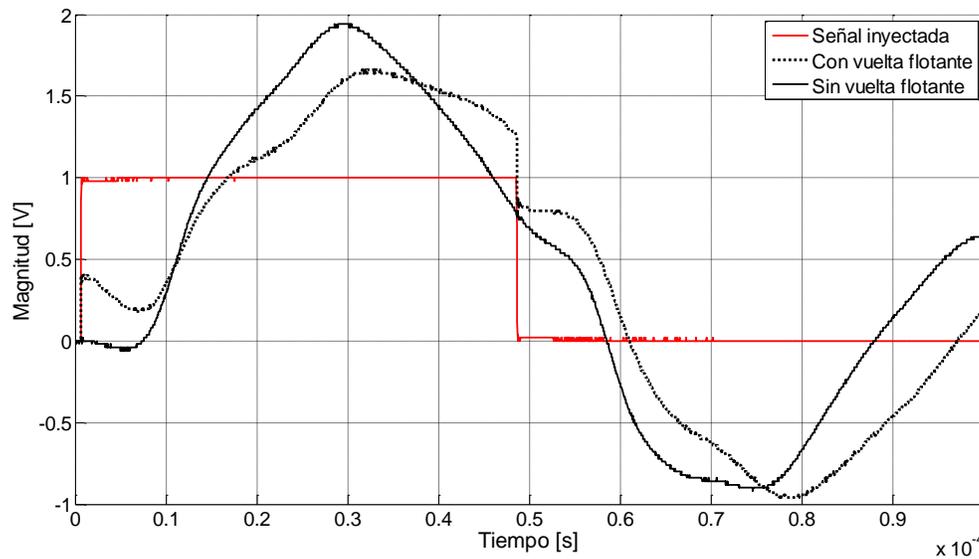


Figura 5.10. Respuesta transitoria en la vuelta 1750 bajo 2 condiciones diferentes.

La Figura 5.10 muestra en color rojo el pulso inyectado y en color negro las respuestas medidas en la última vuelta. La línea continua en color negro es sin la vuelta flotante y la línea negra punteada es con la vuelta flotante. Se puede observar que cuando no está conectada la vuelta falsa existe un lapso de tiempo que tarda en llegar la señal de un extremo del devanado al otro extremo. Sin embargo, cuando está conectada la vuelta falsa a la primera vuelta pero físicamente adyacente a la última vuelta, la señal desde el primer momento de medición indica cierto nivel de tensión debido al acoplamiento capacitivo, incluso antes de que el pulso recorra todo el devanado. Se puede observar que el efecto del pulso tiene aproximadamente el mismo retardo de tiempo en las dos pruebas; sin embargo, las señales son diferentes. En la segunda prueba se pueden observar dos cambios bruscos tanto en el ascenso del pulso como en el descenso. Esto se debe a que en la última vuelta (en la que se está midiendo) existe acoplamiento capacitivo directo a la primera vuelta que es la que recibe el pulso.

En el caso de transformadores de potencia con devanados tipo continuo, los devanados son altos y la distancia entre conductores puede ser tan grande que los acoplamientos mutuos se podrían considerar despreciables (dependiendo de la geometría), pero en el caso de transformadores de distribución con devanados tipo capas, donde cada capa puede tener cientos de vueltas, el acoplamiento magnético y eléctrico es alto entre vueltas lejanas, por lo que es muy importante considerar la matriz de capacitancias \mathbf{C} completa.

Otro punto importante es el enfoque utilizado para el cálculo preciso de todos los elementos de la matriz \mathbf{C} o \mathbf{L} (dependiendo de qué matriz se quiera obtener). Se explicó en el Capítulo 4 que al calcular los elementos de la matriz \mathbf{L} por el método de imágenes, pueden existir grandes errores dependiendo de la geometría del devanado.

Para observar esto de mejor manera se obtiene la respuesta transitoria de la geometría mostrada en la Figura 5.5 con 1 sola capa de imágenes y con 50 capas de imágenes, de acuerdo al método descrito en el Capítulo 4. De esta manera se puede observar de qué forma afecta la precisión en el cálculo de los parámetros eléctricos.

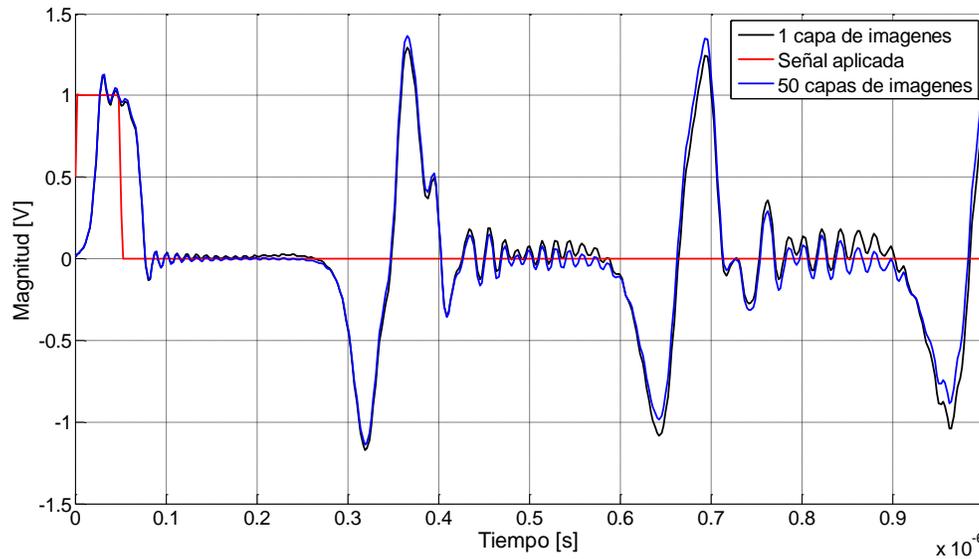


Figura 5.11. Respuesta transitoria (de $1\mu\text{s}$) en el conductor 8

En la Figura 5.11 se reproducen 3 señales: La señal en rojo es la inyección del pulso cuadrado de magnitud unitaria de 50 ns de duración en la vuelta 1. Las dos señales en negro y azul representan el primer microsegundo de la respuesta transitoria de tensión en la vuelta 8. La señal de color negro se obtuvo al considerar 1 capa de imágenes y la señal de color azul con 50 capas de imágenes. Se puede observar que en los primeros instantes ambas señales están superpuestas (son iguales), pero a medida que incrementa el tiempo se empiezan a ver diferencias entre las señales, tanto en magnitud como en forma de onda. Esto se debe a que en el mismo modelo se consideran diferentes parámetros, especialmente en el acoplamiento mutuo entre los conductores más lejanos. Para observar mejor esto, se analiza el mismo caso, pero analizando hasta 2 microsegundos.

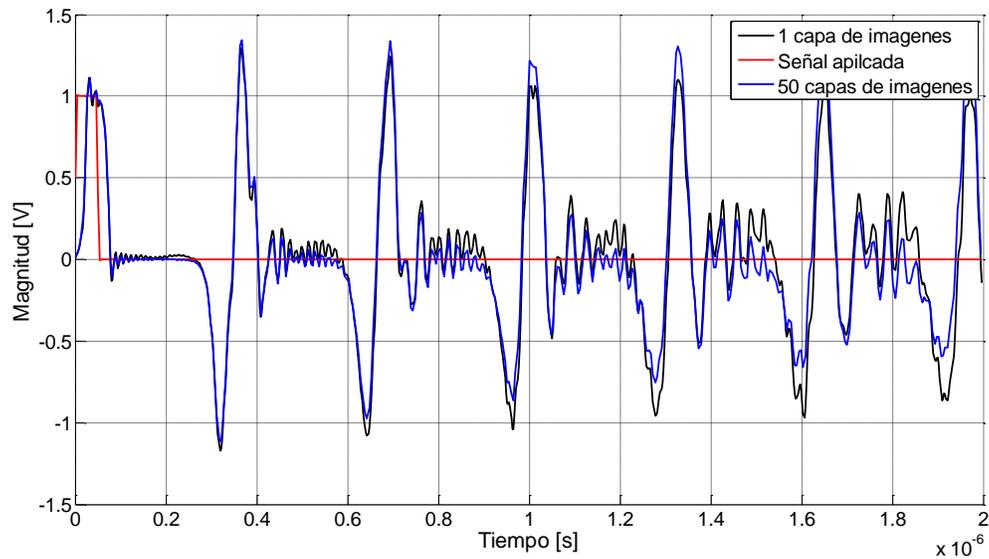


Figura 5.12. Respuesta transitoria (de 2 μ s) en el conductor 8

En la Figura 5.12 se observa de mejor manera que las señales tienden a separarse para tiempos largos. También se puede observar que no existe atenuación en estas señales debido a que hasta este punto no se están considerando las pérdidas.

Se ha demostrado en esta sección que pueden existir variaciones en las respuestas transitorias ya sea por no considerar todos los elementos mutuos o por el nivel de precisión de cálculo. Por lo tanto, en este trabajo se contemplan todos los elementos de la matriz de inductancias \mathbf{L} y también se consideran múltiples capas de imágenes para el cálculo de parámetros.

5.3 Efecto de las pérdidas

Se considera la geometría de devanado mostrada en la Figura 5.2. Se inyecta un pulso cuadrado con magnitud unitaria de 50 ns de duración y se analiza el conductor 8. El resultado se muestra en la Figura 5.13.

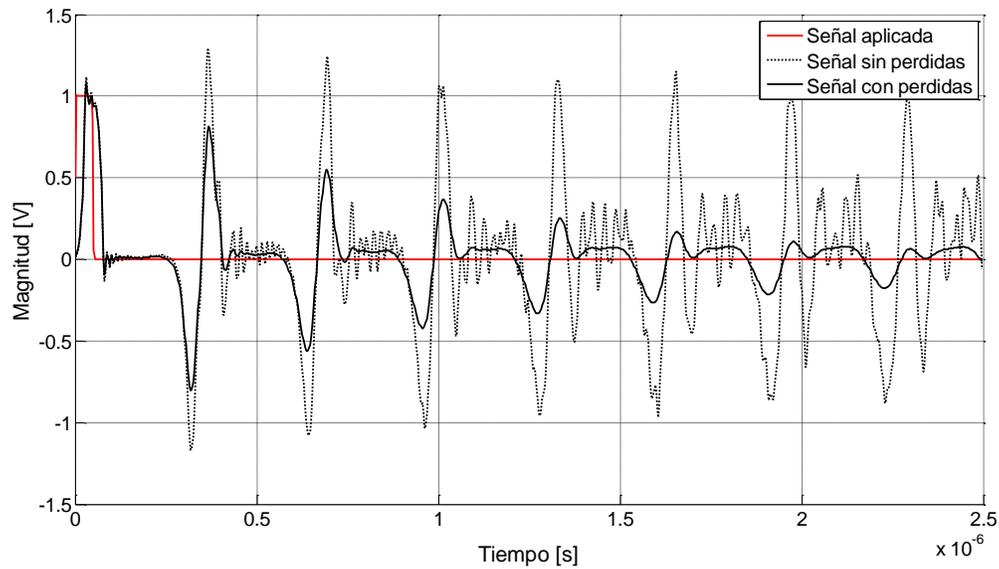


Figura 5.13. Efecto de las pérdidas en un modelo

En la Figura 5.13 se observan 3 señales: la señal roja es el pulso inyectado al conductor 1, la señal negra continua es la señal de tensión medida en el conductor 8 al considerar un modelo con pérdidas en derivación (con valores de pérdidas del papel impregnado en aceite) y la señal negra punteada es la señal de tensión del mismo conductor 8 al considerar un modelo sin pérdidas (caso únicamente teórico). Se puede observar que el efecto de las pérdidas en un transitorio se refleja en la atenuación de la señal. En los primeros instantes de tiempo (3 μ s) las señales se mantienen prácticamente iguales, pero conforme pasa el tiempo los picos se atenúan y las oscilaciones se amortiguan.

5.4 Modelo no aterrizado

Como se muestra en la Figura 3.4, el modelo de parámetros concentrados considera elementos conectados en cascada y el último de ellos conectado a tierra. Las simulaciones mostradas hasta el momento han sido con el último elemento aterrizado, se excita el primer conductor y se obtiene la respuesta en conductores internos del devanado. En un transformador real generalmente no se tiene acceso a conductores internos de un devanado (con excepción de las derivaciones); solamente se tiene acceso a sus terminales. Esto es una limitante en la forma de medición en un devanado, ya que si uno de los extremos está aterrizado, cualquier señal de tensión sería nula.

Por lo tanto, en este trabajo se considera un modelo con la terminal del neutro flotante. De esta manera se pueden obtener valores de tensión en ambas terminales (de línea y neutro).

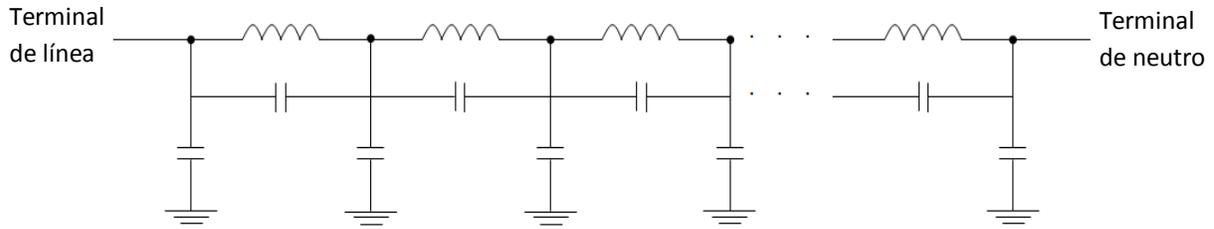


Figura 5.14. Modelo del transformador con neutro flotante

En la Figura 5.14 se muestra el modelo del transformador sin pérdidas con el neutro flotante. Para incluir este efecto, se parte del modelo propuesto en el Capítulo 3, se considera que el elemento inductivo $L_{n,n}$ (último elemento de la matriz \mathbf{L}) tiene un valor de inductancia muy elevado y todos sus acoplamientos mutuos son cero, que simula una impedancia de circuito abierto. Para comprobar esto, al modelo de 101 vueltas de la Figura 5.2 se le aplica un pulso localizado al centro del devanado (en la vuelta 51), se obtiene la gráfica de la Figura 5.15. En esta figura se muestran las 2 señales obtenidas de las terminales de línea y de neutro del devanado. Se muestra que estas señales están superpuestas (son iguales), por lo que se puede decir que el modelo es válido, ya que ambos extremos están efectivamente abiertos.

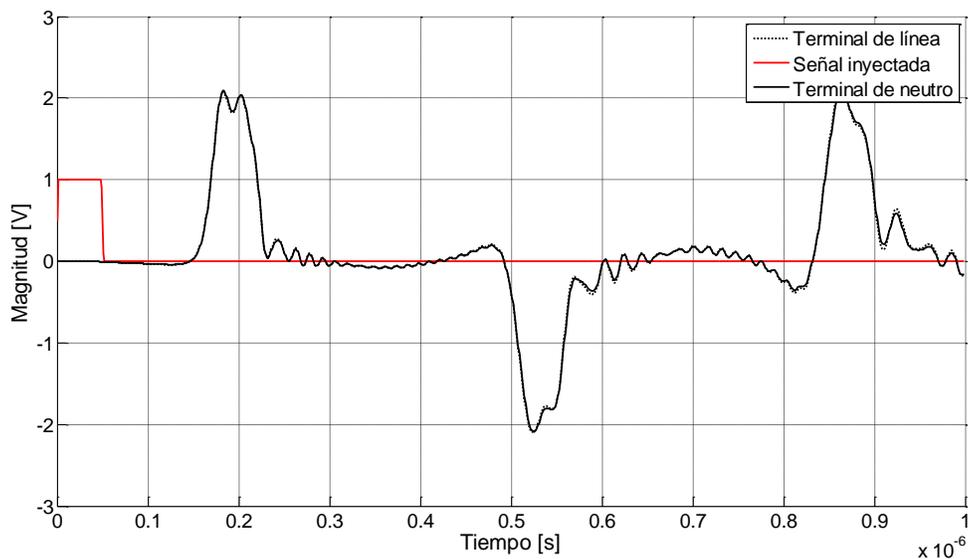
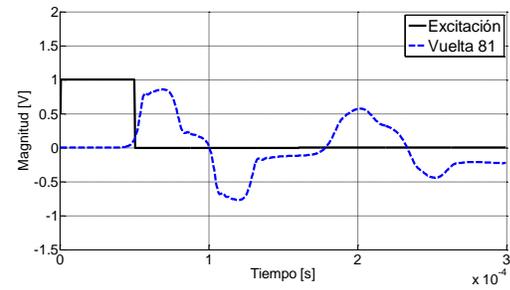
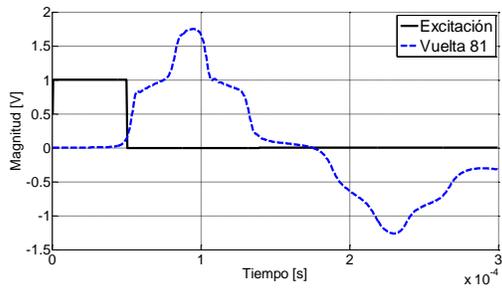
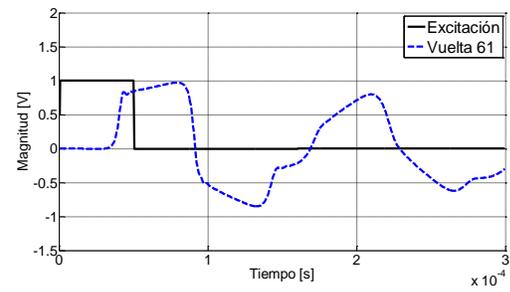
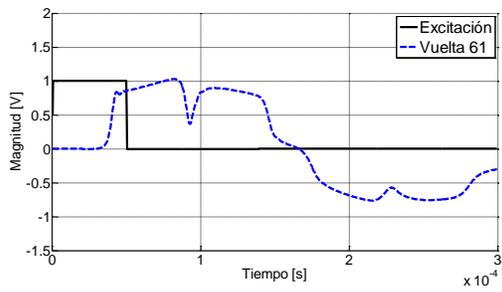
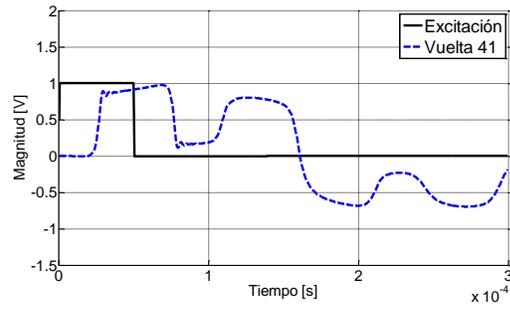
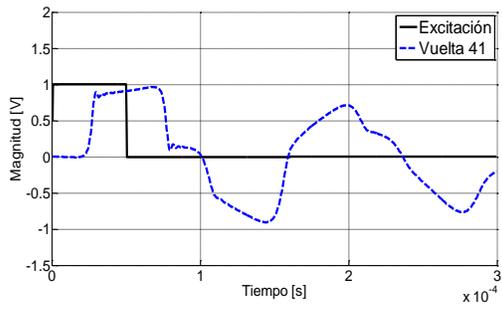
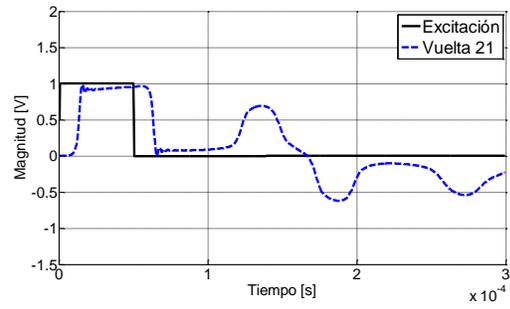
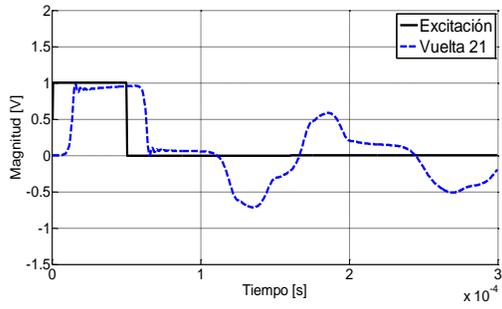


Figura 5.15. Señales de tensión medida en los extremos de un devanado flotante.

El efecto del neutro flotante en el modelo cambia totalmente la respuesta transitoria de tensión en comparación con un modelo aterrizado [6]. Esto se puede ver más claramente si se considera el modelo con neutro flotante de 101 vueltas y se analiza la tensión en diferentes puntos del devanado.



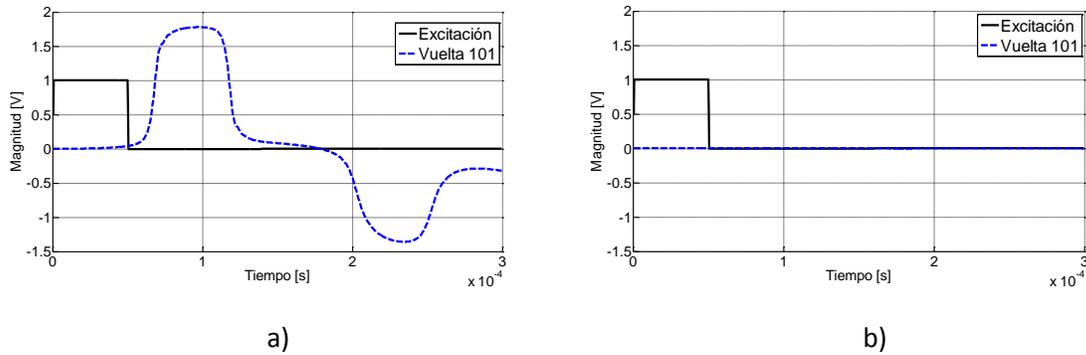


Figura 5.16. Respuestas de un pulso cuadrado a un devanado de 101 vueltas. a) Terminal de neutro flotante y b) terminal de neutro aterrizada.

En la Figura 5.16 se muestra la respuesta transitoria de tensión de un devanado en las 2 condiciones: neutro flotante y aterrizado. En la Figura 5.16 a) donde el devanado está flotando, se puede ver que a medida que se mide la tensión en conductores más cercanos al punto no aterrizado, ésta incrementa, hasta que al final del devanado la tensión llega a su máximo valor. Sin embargo, en la Figura 5.16 b) ocurre lo contrario: la tensión decrece conforme se analizan vueltas más cercanas al neutro hasta llegar a cero (en el punto aterrizado).

Si se observa la Figura 5.16 por cada vuelta analizada a) y b), se observa que (a excepción de la vuelta 101 en (b)) todas las respuestas tienen algo en común: la velocidad de propagación. Esto se debe a que, independientemente de la conexión en terminales, la velocidad de la señal en el medio es la misma (al considerar el mismo devanado).

En este trabajo se utilizaron modelos con neutro aterrizado solamente para validar y comprobar el modelo propuesto, pero para la localización de descargas parciales se utilizarán modelos con neutro flotante.

5.5 Efecto del pulso en la velocidad de propagación de la señal

La velocidad de propagación v de una señal es la distancia que recorre a través de un medio en un tiempo determinado. Matemáticamente se expresa como:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.1)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_r es la permitividad relativa del medio.

Como se mencionó en el Capítulo 2, se puede simular el efecto de una descarga parcial con la inyección de un pulso rápido en cualquier parte del devanado. Pero, ¿qué tipo, forma y duración de pulso? y ¿qué es lo que se va a analizar de la respuesta transitoria? La principal consideración para la localización de descargas parciales en este trabajo es mediante el análisis de la velocidad

de propagación. Por lo tanto, es necesario saber qué efecto tienen diferentes tipos de pulsos en la propagación de la señal.

Se considera un devanado no aterrizado con 101 vueltas, longitud de vuelta de 1 m con permitividad relativa de 1 ($v = c$). Se le inyectan diferentes tipos de pulso a la vuelta 30, y se analizan las respuestas en las terminales de línea y neutro.

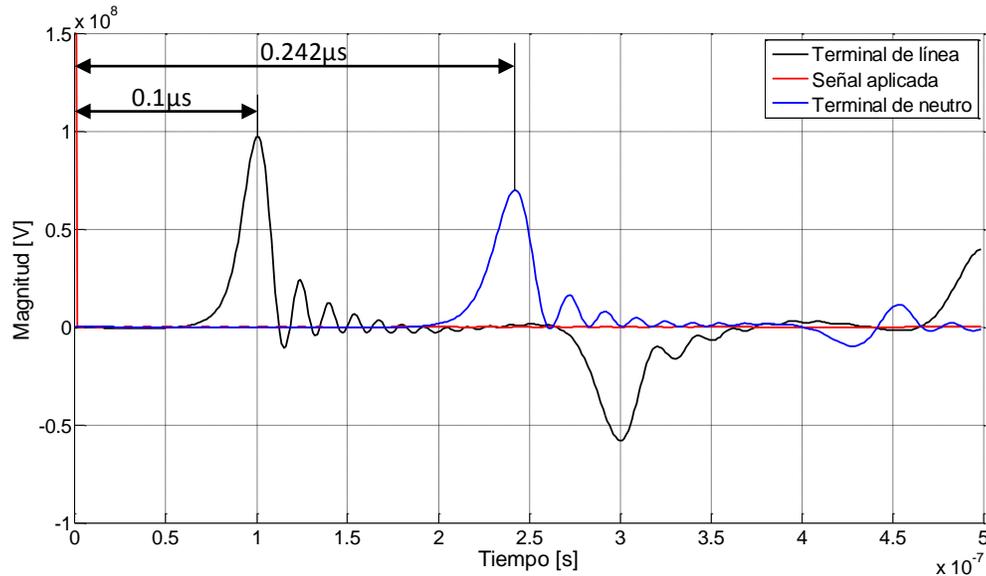
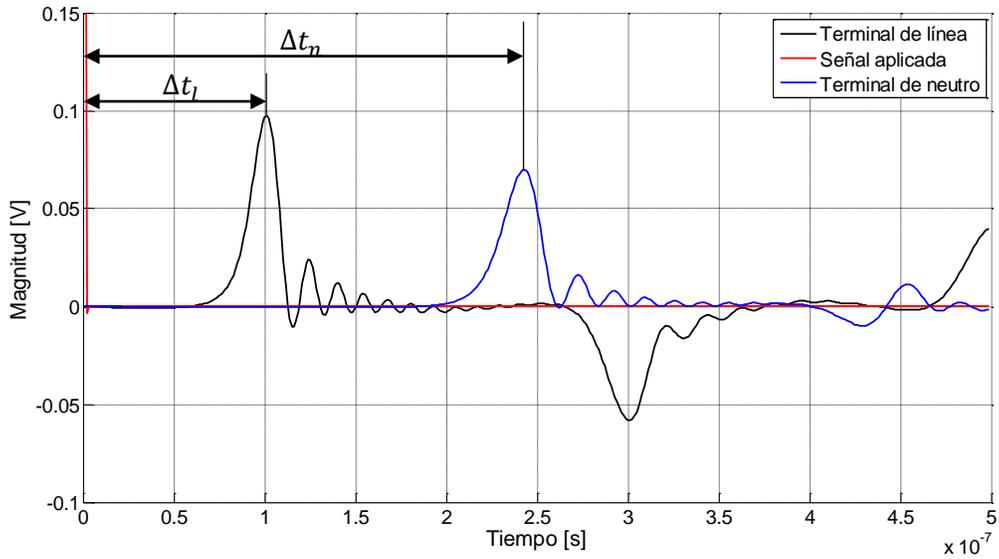


Figura 5.17. Respuesta en las terminales de un modelo excitado con una función Delta de Dirac.

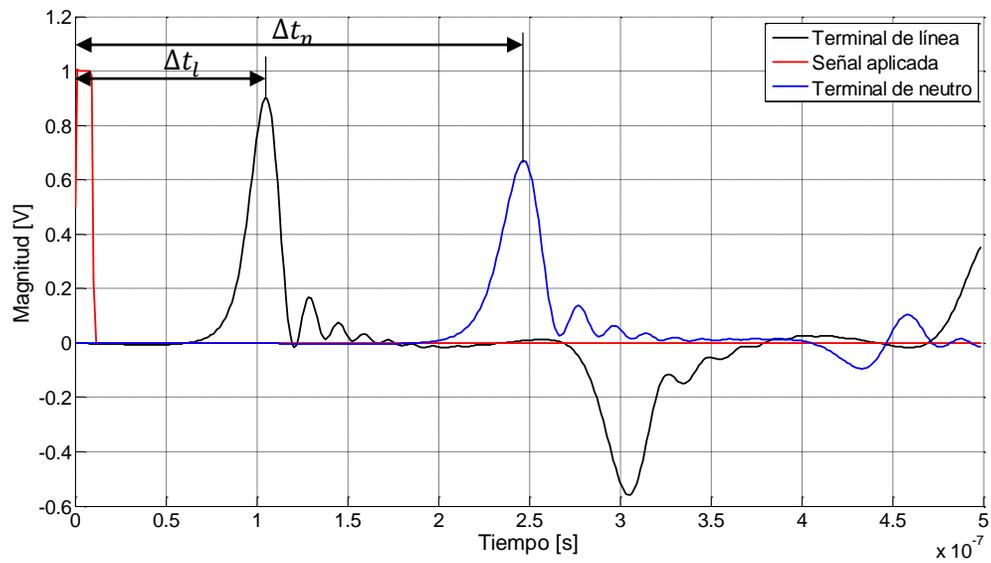
En la Figura 5.17 se muestra la respuesta transitoria en la terminal de línea (en color negro) y de neutro (en color azul) ante la excitación mediante una función Delta de Dirac en el conductor 30. La función Delta de Dirac es un pulso cuya magnitud tiende a infinito y cuyo ancho de pulso tiende a cero. Esta función simula la descarga parcial como un pulso muy rápido.

Si se considera que existen 30 vueltas de 1 m del punto de excitación a la terminal de línea y 71 vueltas de 1 m del punto de excitación a la terminal del neutro, la velocidad de propagación en ambas terminales, como se había supuesto, es aproximadamente de $c = 299800000$ m/s. Aunque la velocidad de propagación es cercana a la velocidad de la luz (en este ejemplo), la señal no se refleja instantáneamente en ambas terminales, sino que existe un retardo de tiempo (en la Figura 5.17 la señal en la terminal de línea se presenta antes que en la terminal de neutro, esto porque el conductor 30 está más cercano al conductor 1 que al conductor 101). Este retardo de tiempo es el tiempo en el cual viaja la señal desde el punto de excitación a lo largo del devanado hasta el punto de medición. En este ejemplo los retardos de tiempo Δt_i desde el instante de excitación t_0 al momento en que la señal llega a las terminales de línea y de neutro son $0.1005 \mu\text{s}$ y $0.2424 \mu\text{s}$, respectivamente, mientras que las magnitudes en las terminales de línea y neutro son proporcionales al pulso inyectado: de 9.754×10^7 V y 6.998×10^7 V, respectivamente.

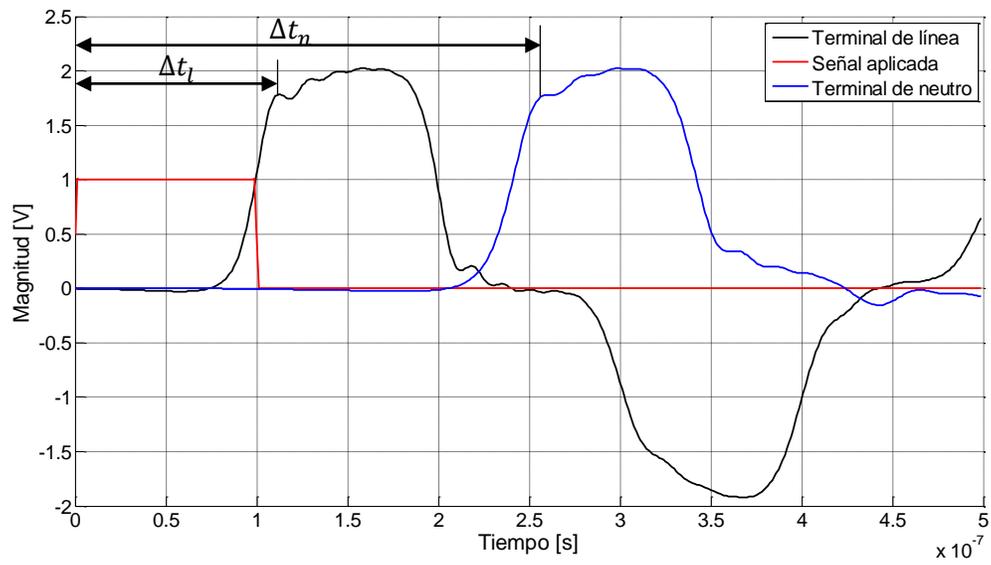
Para conocer en qué afecta el tipo de señal de excitación a la velocidad de propagación, se comparan 7 casos y se obtienen datos de las respuestas, donde Δt_l es el retardo de tiempo medido en la terminal de línea y Δt_n en la terminal del neutro.



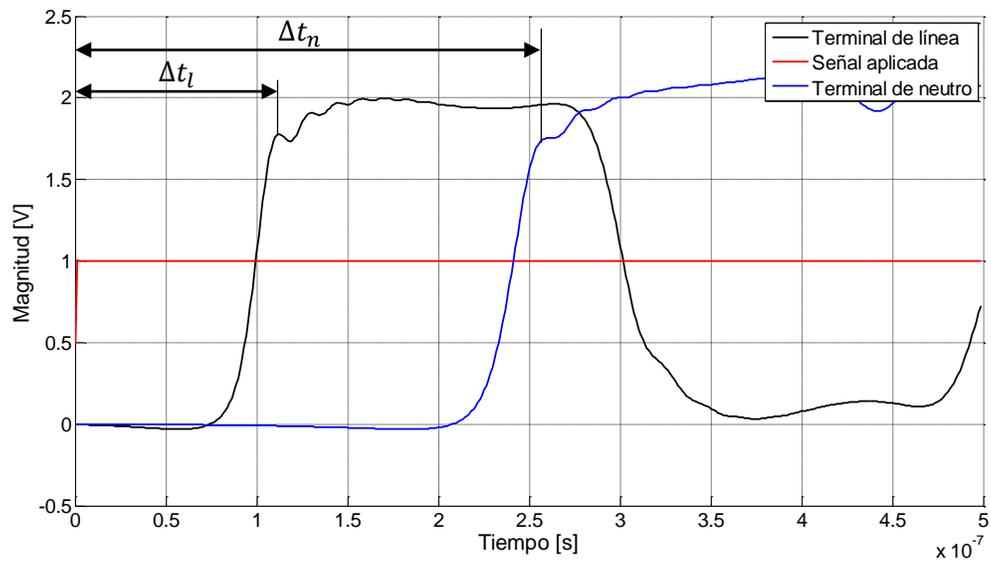
a)



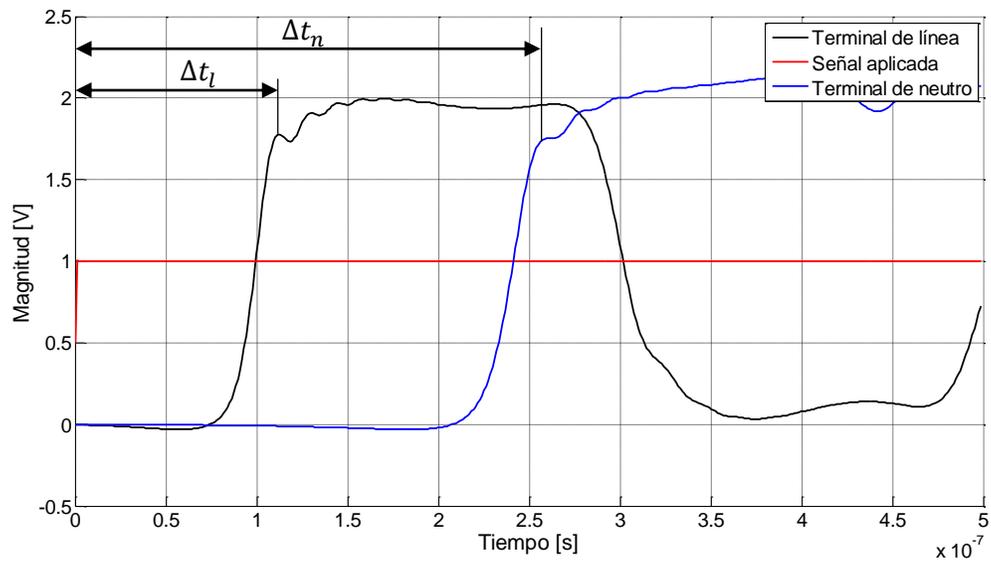
b)



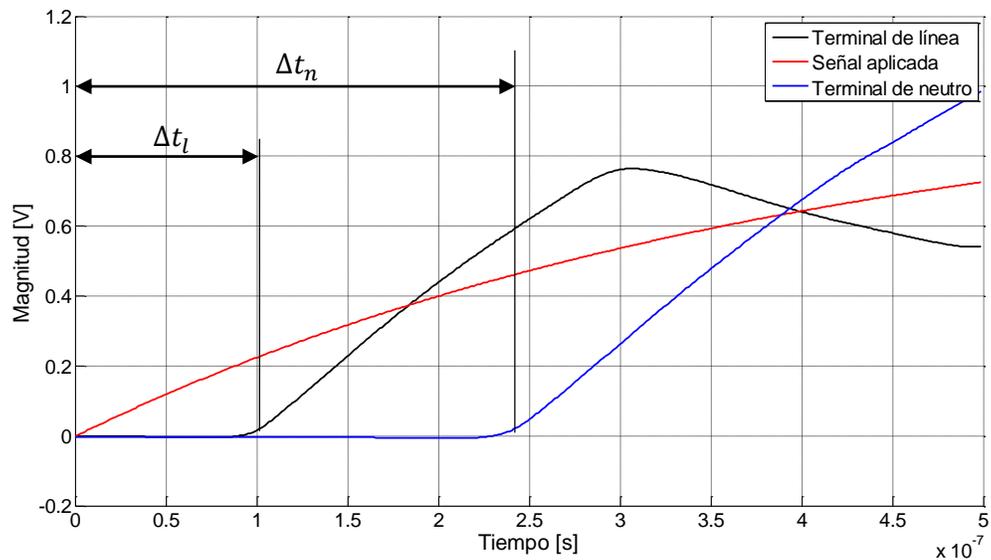
c)



d)



e)



f)

Figura 5.18. Respuesta en las terminales de un modelo excitado con: a) pulso cuadrado de 1ns, b) pulso cuadrado de 10 ns, c) pulso cuadrado de 100 ns, d) pulso cuadrado de 1 μ s, e) escalón unitario y f) impulso 1.2/50 μ s.

La Figura 5.18 muestra diferentes respuestas ante diferentes excitaciones en el mismo modelo empleado, la magnitud en todos los casos es de 1 V. En la Figura 5.18 a) las señales son muy similares en la forma de onda a las señales obtenidas por la excitación Delta de Dirac mostrada en la Figura 5.17. Esto es porque el pulso cuadrado aplicado tiene un ancho muy pequeño (1 ns); sin

embargo, las magnitudes son completamente diferentes porque el pulso es de magnitud 1 y la función Dirac tiene una magnitud mucho mayor.

En las Figura 5.17 y Figura 5.18 a) y b), se puede observar que en la primera oscilación la elevación de la señal es muy rápida, así como la caída, por lo que el retardo de tiempo es identificado fácilmente. En la Figura 5.18 c), d) y e), a pesar de que la elevación es rápida, la señal se mantiene por algunos instantes en su máximo valor de magnitud; esto es porque la señal inyectada es un pulso de mayor duración (100 ns, 1 μ s y un escalón unitario, respectivamente). En estas señales se considera el retardo de tiempo en los primeros instantes de la elevación del pulso. También se puede ver que estas 3 señales son similares, especialmente d) y e), independientemente de que la excitación es diferente. En f) se muestra el caso de excitación mediante un impulso de 1.2/50 μ s. Este pulso, comparado con las funciones Delta de Dirac y pulsos cuadrados, tiene un tiempo de elevación grande. Es importante notar que la mala interpretación en el inicio de la señal puede ocasionar grandes errores en el cálculo del retardo del pulso, el cual se utilizará en la localización de la descarga parcial. En este Capítulo se describirá la gran importancia de la precisión de los datos obtenidos de las gráficas. Para este tipo de casos de un pulso de frente lento, se elige el inicio de la elevación del pulso como el momento en que inicia la señal.

Tabla 5.1. Valores de retardo de tiempo y magnitudes en el mismo modelo al aplicar diferentes formas de excitación.

Figura	Tipo de señal	Terminal de línea		Terminal de neutro	
		Δt_l [μ s]	Magnitud [V]	Δt_n [μ s]	Magnitud [V]
5.17	Delta de Dirac	0.1005	97540000	0.2424	69980000
5.18 a)	Pulso cuadrado 1 ns	0.1011	0.09746	0.2424	0.06995
5.18 b)	Pulso cuadrado 10 ns	0.1015	0.90330	0.2470	0.67140
5.18 c)	Pulso cuadrado 100 ns	0.1140	1.78200	0.2556	1.74900
5.18 d)	Pulso cuadrado 1 μ s	0.1097	1.75100	0.2579	1.74900
5.18 e)	Escalón unitario	0.1109	1.77100	0.2579	1.74900
5.18 f)	Impulso 1.2/50 μ s	0.1023	0.02224	0.2493	0.04385

En la Tabla 5.1 se muestran los valores medidos en las simulaciones y mostrados en las Figura 5.17 y Figura 5.18. Los retardos de tiempo son obtenidos en el instante del ascenso de la señal y la tensión en ese momento. Se puede observar que los valores de tensión dependen de la magnitud y duración de la excitación. También se observa que la velocidad de propagación en ambos sentidos del devanado es muy similar en los 7 casos.

Como se observó en las simulaciones, la velocidad de propagación del pulso es independiente de la forma de la señal aplicada (aunque es más fácil identificar los retardos de tiempo con inyección de señales con valor de ascenso rápido). Sin embargo, el ancho de pulso influye en la magnitud de las oscilaciones hasta cierto límite; después de este límite, aunque se le inyecte un pulso cuadrado de larga duración o un escalón unitario, la señal no tendrá mayor magnitud. Esto se debe al coeficiente de reflexión que observa el devanado en sus extremos. En este caso se tiene una impedancia infinita que produce un valor del doble de la magnitud de la excitación para un escalón

unitario. Para alcanzar la mayor magnitud en las respuestas transitorias, el ancho del pulso dependerá totalmente de los parámetros del modelo bajo prueba.

En este trabajo el parámetro determinante para calcular la ubicación de descargas parciales es el retardo de tiempo de las señales. Como se demostró que la velocidad de propagación es independiente de la forma de señal, los pulsos que se utilizarán para reproducir las descargas parciales serán pulsos cuadrados del ancho necesario para poder reproducir la máxima respuesta transitoria, no necesariamente pulsos de muy corta duración.

5.6 Retardo de tiempo y localización de la descarga parcial

Como se mostró previamente, en un modelo de devanado no aterrizado al ser excitado por un pulso, en las terminales de línea y neutro habrá una respuesta de tensión con un retardo de tiempo a partir del momento de excitación. Este retardo de tiempo contiene información de la ubicación del punto de excitación. Esta información es el tiempo que tarda la señal en llegar desde el punto de excitación a las terminales.

El problema en general se puede ilustrar por medio de la Figura 5.19, donde se muestra el modelo simplificado del devanado de un transformador que contiene descargas parciales. Se observa en las terminales los puntos de medición de tensión de línea V_l y tensión de neutro V_n .

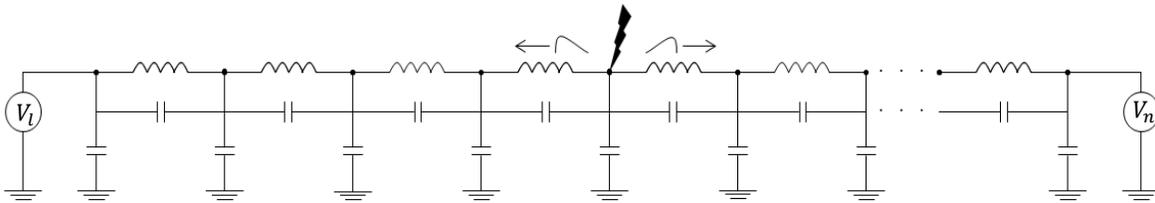


Figura 5.19. Modelo simplificado del devanado de un transformador que contiene descargas parciales.

De manera sencilla se pueden identificar las distancias respecto al punto de ubicación de la descarga parcial, las cuales se utilizan para calcular los retardos de tiempo Δt .

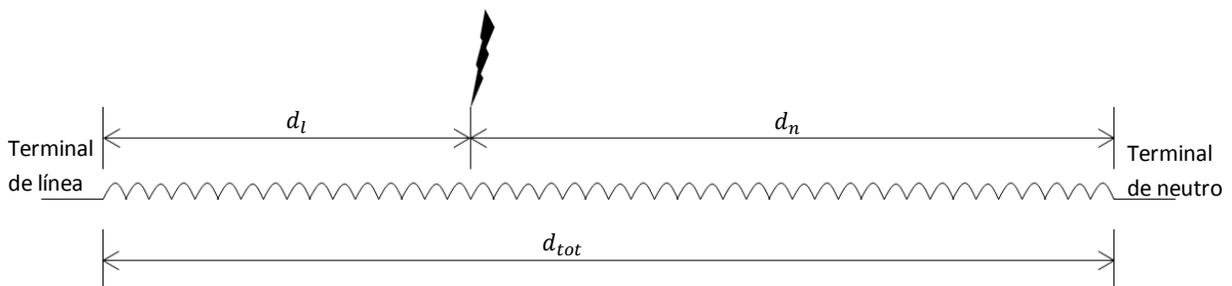


Figura 5.20. Distancias en el devanado respecto a la ubicación de la descarga parcial.

La Figura 5.20 muestra las 3 distancias d_l , d_n y d_{tot} que son las distancias en metros desde la descarga parcial a la terminal de línea, del neutro y la distancia total del devanado respectivamente. El retardo de tiempo está dado por:

$$\Delta t = \frac{d}{v} \quad (5.2)$$

donde v es la velocidad de propagación dada por la ecuación (5.1).

Para calcular la ubicación de la descarga parcial se utiliza el modelo no aterrizado de 101 vueltas, las cuales tienen una longitud de 1 m y el medio tiene una permitividad relativa $\epsilon_r = 1$. Inicialmente se excita la vuelta 22 del modelo con un pulso unitario de 10 ns de ancho (la excitación puede ser en cualquier vuelta y considerando que no se sabe cuál vuelta se excita). En las terminales de medición se obtiene la respuesta mostrada en la Figura 5.21.

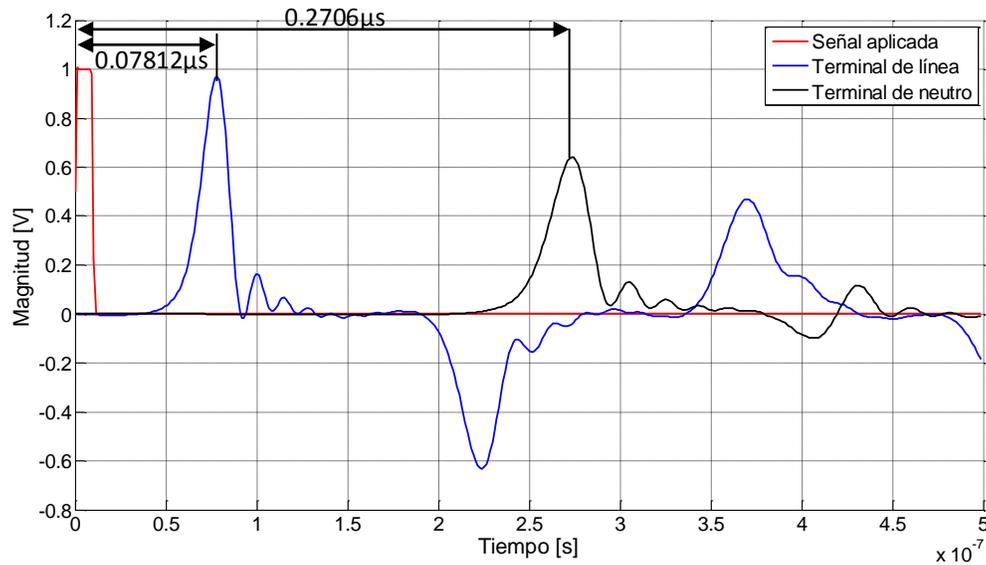


Figura 5.21. Pulso de excitación y respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas.

En la Figura 5.21 se obtienen los siguientes datos: $\Delta t_l = 0.07812 \mu s$ y $\Delta t_n = 0.2706 \mu s$. El devanado consta de 101 vueltas de 1 m de longitud por vuelta. La distancia d está dada por:

$$d_a = v\Delta t_a \quad (5.3)$$

y el retardo de tiempo para cada terminal es:

$$\Delta t_a = \frac{d_a}{v} \quad (5.4)$$

donde v es la velocidad de propagación. En este caso si $\epsilon_r = 1$ se tiene que $v = c$. Al aplicar la ecuación (5.3) para saber a qué distancia se encuentra la fuente de descargas parciales (el punto de excitación), se tiene:

$$d_l = (c)(\Delta t_l) = \left(2.998 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}\right) (0.07812 \mu\text{s}) = 23.42 \text{ m} \quad (5.5)$$

$$d_n = (c)(\Delta t_n) = \left(2.998 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}\right) (0.2706 \mu\text{s}) = 81.12 \text{ m} \quad (5.6)$$

Dado que la suma $d_l + d_n = d_{tot} = 104.54$ es mayor que la longitud total del devanado (101m), se puede considerar el factor de corrección:

$$fc = \frac{d_{total}}{d_l + d_n} \quad (5.7)$$

se sustituye la ecuación (5.7) en (5.5) y (5.6), las distancias corregidas son:

$$d_l = (c)(\Delta t_l)(fdc) = 22.62 \text{ m} \quad (5.8)$$

$$d_n = (c)(\Delta t_n)(fdc) = 78.37 \text{ m} \quad (5.9)$$

La distancia d_l indica que la descarga parcial está aproximadamente a 22.62 m de la terminal de línea. De forma análoga, la distancia d_n dice que la fuente de descargas parciales está aproximadamente a 78.37 m de la terminal de neutro. Para obtener la ubicación de la descarga parcial U_{DP} desde las dimensiones d_l y d_n , se divide entre la longitud por vuelta l_{vuelta} :

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{vuelta}} = \frac{22.62 \text{ m}}{1 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 22.62 \text{ vuelta} \quad (5.10)$$

$$U_{DP_n} = \frac{d_n}{l_{vuelta}} = \frac{78.37 \text{ m}}{1 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 78.37 \text{ vuelta} \quad (5.11)$$

La U_{DP} es la vuelta a partir de la terminal de referencia. Para mayor facilidad (si se considera que la vuelta 1 es la que está conectada a la línea) se puede considerar solamente la U_{DP_l} y este valor indica en qué vuelta está la descarga parcial. Se sabe que la excitación está en la vuelta 22, con este cálculo se tuvo un 2.82% de error.

Sin embargo, en realidad no se conoce la ubicación de la descarga parcial; no se tiene el punto de referencia de donde inicia la descarga y a partir de este punto conocer los retardos de tiempo.

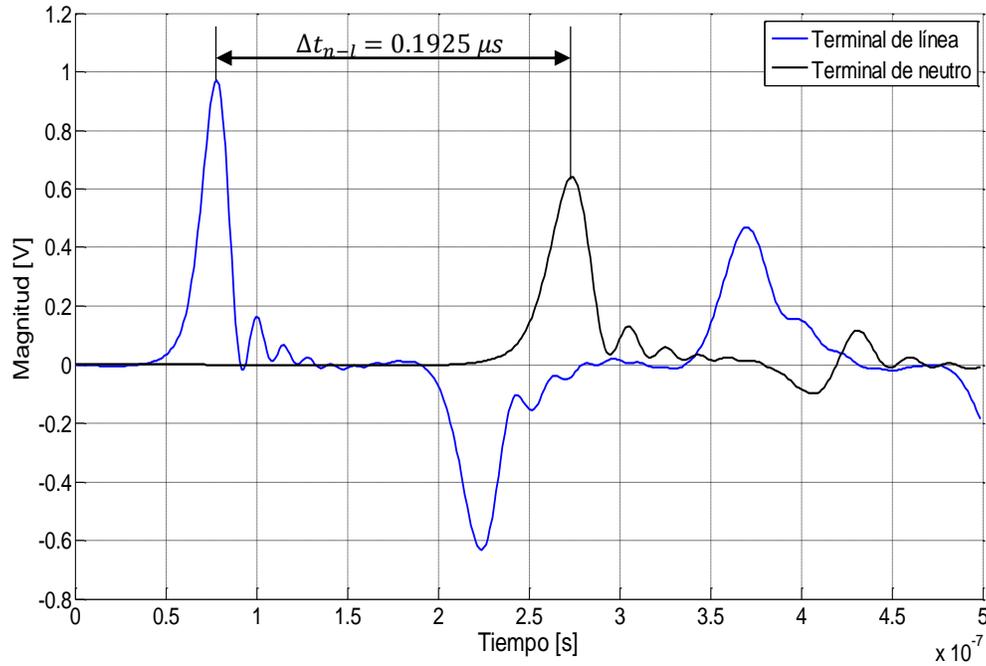


Figura 5.22. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas al excitar el conductor 22.

En la Figura 5.22 solamente se muestran las respuestas de tensión en las terminales de línea y de neutro. No se sabe el instante de tiempo de la descarga parcial, por lo que dicha descarga puede estar unos instantes antes de la señal de línea o muy alejada. De la Figura 5.22 únicamente se puede afirmar que la fuente de descargas parciales está más cerca de la terminal de línea que la del neutro; esto es porque la respuesta es más rápida en la línea que en el neutro. Por lo tanto, se tienen que encontrar los valores de retardos de tiempo y así calcular la ubicación de la descarga parcial.

De la Figura 5.22 el único valor que se tiene es la diferencia de tiempo Δt_{n-l} entre las 2 señales. Se tiene la ecuación:

$$\Delta t_n - \Delta t_l = \Delta t_{n-l} \quad (5.12)$$

Para conocer los valores Δt_l y Δt_n se necesita una ecuación más y de esta forma resolver el sistema.

Se sabe que la velocidad de propagación en este ejemplo es c y que la longitud total del devanado es d_{tot} . A partir de estos parámetros se puede calcular el tiempo Δt_{tot} que tarda un pulso en atravesar el devanado completamente:

$$\Delta t_{tot} = \frac{d_{tot}}{v} \quad (5.13)$$

De la Figura 5.20 se puede deducir que:

$$d_n + d_l = d_{tot} \quad (5.14)$$

para obtener retardos de tiempo, la ecuación (5.14) se divide entre la velocidad de propagación v y se tiene:

$$\Delta t_n + \Delta t_l = \Delta t_{tot} \quad (5.15)$$

la ecuación (5.15) es la segunda ecuación del sistema. De las ecuaciones (5.12) y (5.15) se tiene el siguiente sistema en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta t_{n-l} \\ \Delta t_{tot} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

se resuelve el sistema de ecuaciones (5.16) y se obtienen los retardos de tiempo para calcular la localización del pulso inyectado.

Al continuar el problema mostrado en la Figura 5.22, el tiempo entre las señales es de:

$$\Delta t_d = 0.1925 \mu\text{s} \quad (5.17)$$

para calcular Δt_{tot} , se utiliza la ecuación (5.13):

$$\Delta t_{tot} = \frac{d_{tot}}{v} = \frac{101 \text{ m}}{2.998 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 0.33689 \mu\text{s} \quad (5.18)$$

se sustituyen los valores de las ecuaciones (5.17) y (5.18) en el sistema (5.16):

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.19250 \mu\text{s} \\ 0.33689 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

al resolver el sistema (5.19), los retardos de tiempo son:

$$\Delta t_n = 0.264695 \mu\text{s} \quad (5.20)$$

$$\Delta t_l = 0.072195 \mu\text{s} \quad (5.21)$$

se sustituyen las ecuaciones (5.20) y (5.21) en (5.3) se obtienen las siguientes distancias:

$$d_n = (c)(\Delta t_n) = 79.35 \text{ m} \quad (5.22)$$

$$d_l = (c)(\Delta t_l) = 21.64 \text{ m} \quad (5.23)$$

para conocer la ubicación de la descarga parcial a partir de la terminal de línea se aplica la ecuación (5.10):

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{vuelta}} = \frac{21.64 \text{ m}}{1 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 21.64 \text{ vuelta} \quad (5.24)$$

se sabe que la excitación está en la vuelta 22, el resultado obtenido en la ecuación (5.24) tiene un porcentaje de error de 1.63%.

En este caso ya no es necesario aplicar el factor de corrección, porque la ecuación (5.15) utilizada en el sistema (5.16) limita la distancia Δt_{tot} al valor aproximado del devanado.

Se analiza un segundo caso con el mismo modelo al excitar la vuelta 59. En las terminales se obtienen las formas de onda mostradas en la Figura 5.23.

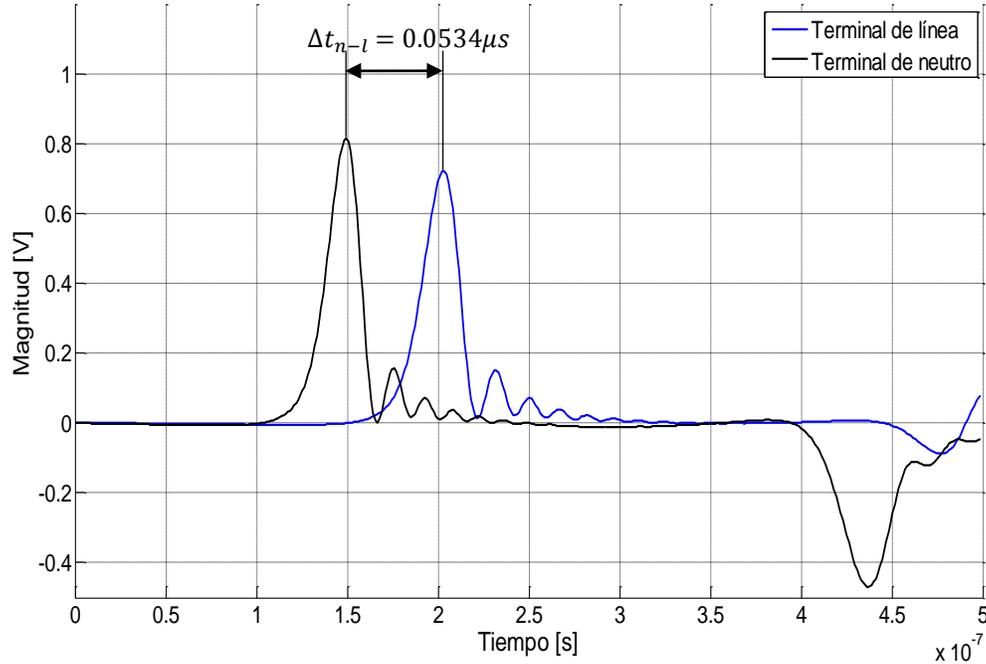


Figura 5.23. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas al excitar el conductor 59.

Se puede observar en la Figura 5.23 que inicialmente la descarga parcial se encuentra más cercana a la terminal de neutro que a la de línea.

Se toma en cuenta que se utiliza el mismo modelo y los mismos parámetros del medio, la velocidad de propagación es la misma que en el caso anterior. De la ecuación (5.18) se tiene que el tiempo total Δt_{tot} en que la señal atraviesa todo el devanado es de $0.33689 \mu\text{s}$. En la Figura 5.23 la diferencia de tiempo Δt_{n-l} entre las señales es de $0.0534 \mu\text{s}$ pero, como lo indica la ecuación (5.12), es el valor positivo de la diferencia al considerar que $\Delta t_n > \Delta t_l$. Dado que en este caso se sabe que el punto de excitación está más cerca de la terminal del neutro, se tiene que $\Delta t_n < \Delta t_l$, por lo que solamente se considera el valor Δt_{n-l} de la Figura 5.23 como negativo.

El sistema de ecuaciones queda de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.05340 \mu\text{s} \\ 0.33689 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

al resolver el sistema (5.25) se tiene:

$$\Delta t_n = 0.141745 \mu\text{s} \quad (5.26)$$

$$\Delta t_l = 0.195145 \mu\text{s} \quad (5.27)$$

se sustituyen las ecuaciones (5.26) y (5.27) en (5.3) se obtienen las siguientes distancias:

$$d_n = (c)(\Delta t_n) = 42.49 \text{ m} \quad (5.28)$$

$$d_l = (c)(\Delta t_l) = 58.50 \text{ m} \quad (5.29)$$

para obtener la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea se divide entre la longitud por vuelta l_{vuelta} :

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{vuelta}} = \frac{58.50 \text{ m}}{1 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 58.5 \text{ vuelta} \quad (5.30)$$

se sabe que la excitación está en la vuelta 59, el resultado mostrado en la ecuación (5.30) da un por ciento de error del 0.85%, lo que indica que este método es muy aproximado.

Se analiza un tercer ejemplo en el que la descarga parcial se localiza en la vuelta 51 (al centro del devanado). En las terminales se obtienen los resultados mostrados en la Figura 5.24.

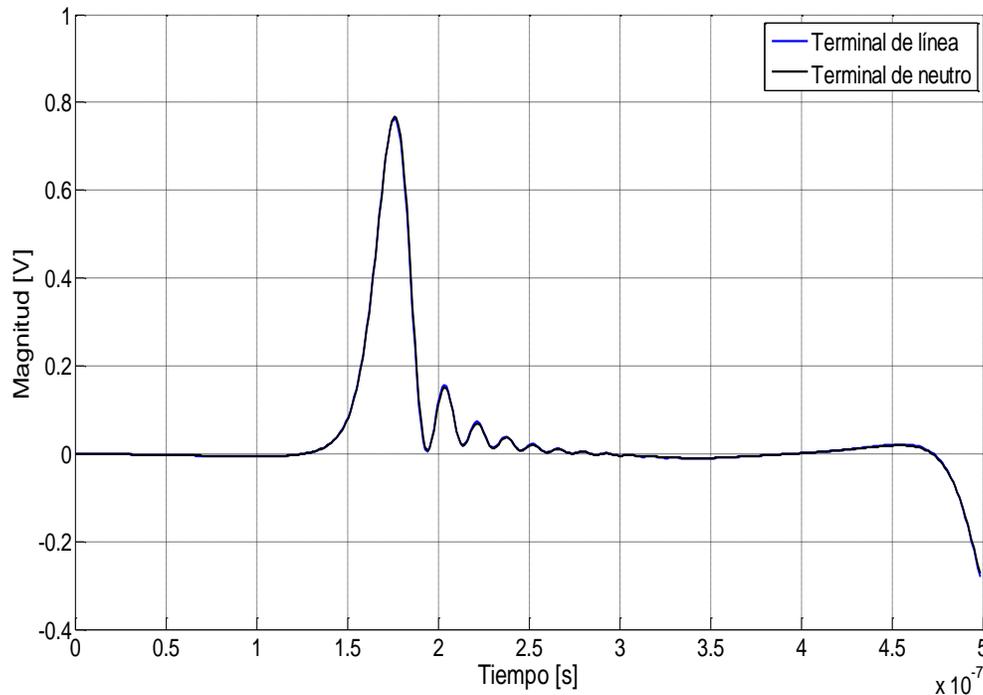


Figura 5.24. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo de 101 vueltas al excitar el conductor 51.

De la Figura 5.24 se puede observar que ambas señales están superpuestas, por lo tanto se puede afirmar que la descarga parcial está al centro del devanado independientemente de los retardos de tiempo. Aun así, este ejemplo se incluye para mostrar la generalidad de las ecuaciones, se toma en cuenta que en este caso $\Delta t_{n-l} = 0$. De la ecuación (5.18) se tiene que $\Delta t_{tot} = 0.33689 \mu\text{s}$; en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \mu s \\ 0.33689 \mu s \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

se resuelve el sistema (5.31) y se obtiene lo siguiente:

$$\Delta t_n = 0.168445 \mu s \quad (5.32)$$

$$\Delta t_l = 0.168445 \mu s \quad (5.33)$$

dado que $\Delta t_n = \Delta t_l$, se sustituye la ecuación (5.32) o (5.33) en (5.3) para calcular la distancia:

$$d_n = d_l = (c)(\Delta t_n) = 50.50 \text{ m} \quad (5.34)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{vuelta}} = \frac{50.50 \text{ m}}{1 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 50.5 \text{ vuelta} \quad (5.35)$$

se sabe que la excitación está en la vuelta 51, el resultado mostrado en (5.35) tiene un porcentaje de error de 0.98%.

En estos 3 ejemplos se mostró que este cálculo es aplicable a cualquier punto de ubicación de la fuente de descargas parciales y el porcentaje de error es muy bajo.

A continuación se analiza un segundo modelo de devanado tipo continuo con conductores de 0.002 m de radio y 0.01 m de separación horizontal entre ellos. Cada vuelta tiene una longitud de 1.8 m y la permitividad relativa es de 2.1 (permitividad del aceite derivado del petróleo).

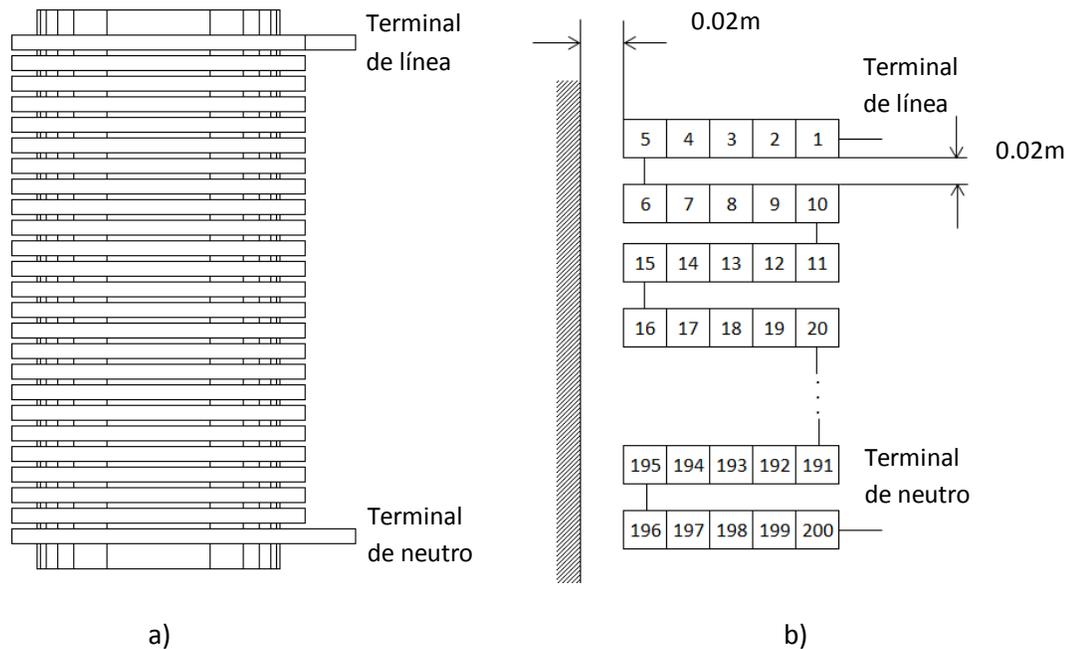


Figura 5.25. a) Núcleo-bobinas de un devanado continuo. b) Disposición física del devanado.

En la Figura 5.25 a) se muestra el modelo del devanado, el cual consta solamente de la pierna del núcleo escalonado (para aproximar una sección transversal circular). En la Figura 5.25 b) se muestra la geometría del devanado.

En el primer ejemplo se excita la vuelta 69. Se supone que no se sabe qué vuelta se excitó, se analizan las respuestas de tensión en las terminales de línea y neutro.

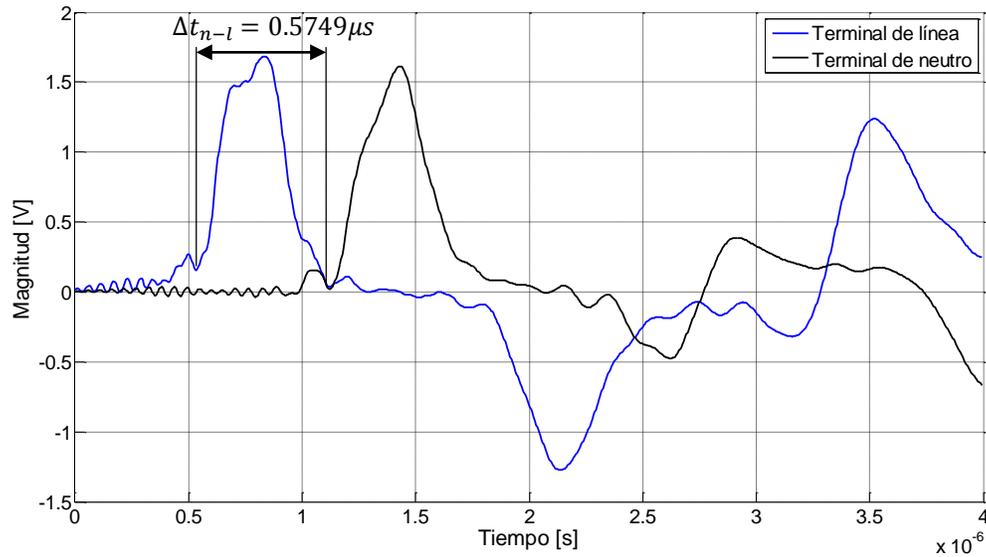


Figura 5.26. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo continuo de 200 vueltas al excitar el conductor 69.

En la Figura 5.26 se muestran los resultados obtenidos al excitar una vuelta específica del devanado. De la gráfica se puede afirmar que la descarga parcial está más cerca de la terminal de línea que de la terminal de neutro.

Este caso es parecido al mostrado en la Figura 5.18 f) porque ambas señales tienen una elevación lenta, por lo que para obtener valores correctos se mide al inicio de la primera oscilación de cada señal.

Inicialmente se calcula la velocidad de propagación v de la ecuación (5.2):

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{2.1}} = 206881654.7 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (5.36)$$

se calcula el tiempo Δt_{tot} en que la señal viaja de la terminal de línea a la terminal de neutro.

$$\Delta t_{tot} = \frac{d_{tot}}{v} = \frac{(200 \text{ vueltas})(1.8 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}})}{206881654.7 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 1.74013 \mu\text{s} \quad (5.37)$$

se aplican los valores en el sistema (5.16) y se tiene:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.57490 \mu\text{s} \\ 1.74013 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

al resolver el sistema (5.38), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 1.157515 \mu\text{s} \quad (5.39)$$

$$\Delta t_l = 0.582615 \mu\text{s} \quad (5.40)$$

se sustituye la ecuación (5.40) en (5.3) y se obtiene la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (206881654.7 \frac{\text{m}}{\text{s}})(0.582615 \mu\text{s}) = 120.53 \text{ m} \quad (5.41)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{\text{vuelta}}} = \frac{120.53 \text{ m}}{1.8 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 66.96 \text{ vuelta} \quad (5.42)$$

se sabe que la excitación está en la vuelta 69, el resultado mostrado en (5.42) tiene un porcentaje de error de 2.95%.

En el último ejemplo, al modelo mostrado en la Figura 5.25 se le aplica un pulso en el conductor 177 y se analizan las respuestas de tensión en las terminales de línea y neutro.

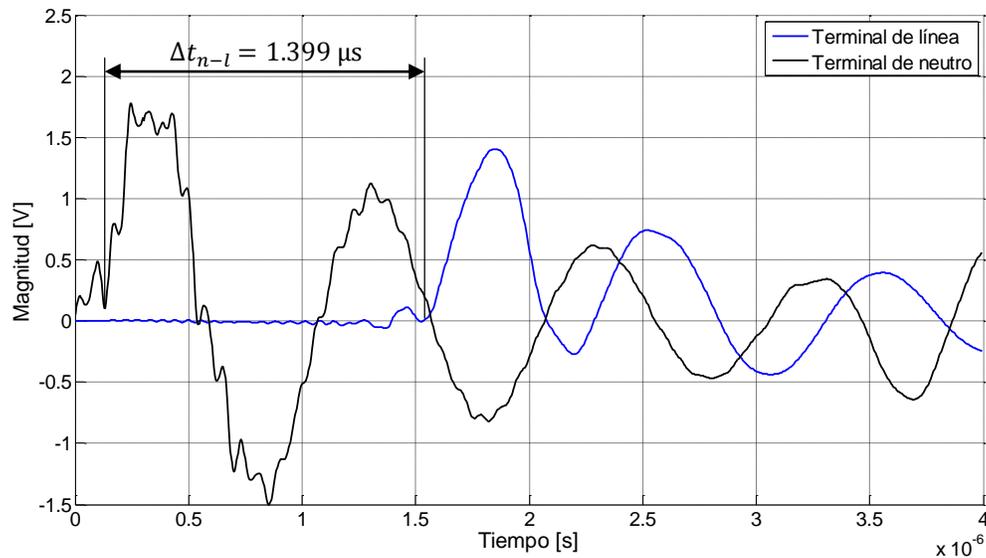


Figura 5.27. Respuesta de tensión en las terminales de un modelo continuo de 200 vueltas al excitar el conductor 177.

En la Figura 5.27 se muestran las señales de tensión en las terminales de línea y de neutro. En este caso, al contrario que en la Figura 5.26, se puede afirmar que la descarga parcial está más cerca de la terminal de neutro que de la terminal de línea. Sin embargo, la señal de la terminal de neutro

muestra oscilaciones antes de su elevación. Como es mostró en el Capítulo 5.4, esto se debe al acoplamiento capacitivo entre vueltas del devanado. En la señal de terminal de línea, a diferencia de las figuras mostradas con el modelo de un devanado con conductores en disposición vertical donde no existen oscilaciones hasta la elevación de la señal, en este modelo existen oscilaciones que van creciendo paulatinamente hasta llegar a su magnitud máxima. En estos dos casos el punto de referencia para la medición de la diferencia de las señales se consideró en el primer instante de la elevación del pulso.

Dado que se considera el mismo modelo que en el caso anterior, el tiempo Δt_{tot} se retoma de la ecuación (5.37) y la diferencia de tiempo de las señales $\Delta t_{n-l} = 1.399 \mu\text{s}$, como se muestra en la Figura 5.27. De acuerdo al sistema (5.16) se tiene:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.399 \mu\text{s} \\ 1.74013 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

al resolver el sistema (5.43), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 0.170565 \mu\text{s} \quad (5.44)$$

$$\Delta t_l = 1.569565 \mu\text{s} \quad (5.45)$$

se sustituye la ecuación (5.44) en (5.3) y se obtiene la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (206881654.7 \frac{\text{m}}{\text{s}})(0.170565 \mu\text{s}) = 324.714 \text{ m} \quad (5.46)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{vuelta}} = \frac{324.714 \text{ m}}{1.8 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 180.39 \text{ vuelta} \quad (5.47)$$

se sabe que la descarga parcial está en la vuelta 177, el resultado mostrado en (5.47) tiene un porcentaje de error de 1.91%.

En general, como se mostró en el cálculo para todos los ejemplos expuestos, el por ciento de error es muy bajo. Además, se necesitan muy pocos datos para calcular la ubicación de la descarga parcial. El mayor reto consiste en interpretar correctamente la señal e identificar el instante de tiempo de elevación en cada una de ellas para, a partir de dicho instante, calcular la diferencia de tiempo Δt_{n-l} entre ellas.

5.7 Mediciones en un devanado experimental y comparación con simulaciones

Hasta el momento se analizaron devanados teóricos en los que solamente se calcularon valores dentro de la ventana del núcleo y de relativamente pocas vueltas en comparación a un devanado

de alta tensión. Sin embargo, el cálculo para un devanado de más vueltas y una geometría diferente es generalmente el mismo.

Para comprobar los resultados obtenidos en este trabajo se utilizó un devanado continuo tipo disco con blindaje interno de un transformador tipo columna de 20 MVA, 115 kV, conexión delta. El conductor del devanado es solera de cobre de dimensiones 1.45 x 14.3 mm y consta de 50 secciones (o discos). El número total de vueltas del devanado es 1750. El núcleo se simuló por medio de un cilindro forrado de aluminio conectado a tierra.

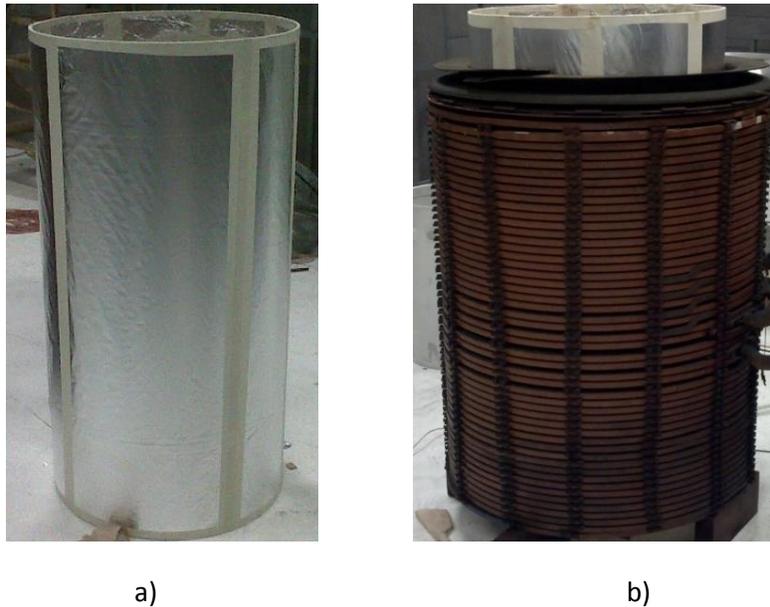


Figura 5.28. a) Cilindro forrado de aluminio para simular al núcleo. b) Devanado experimental y el cilindro de aluminio colocado dentro del devanado.

La Figura 5.28 a) muestra físicamente un cilindro forrado de aluminio (con cinta adhesiva para pegar el aluminio). En la Figura 5.28 b) se muestra físicamente el devanado experimental, en el cual se tiene acceso a los conductores externos de cada disco. Estos conductores corresponden a las vueltas 1, 70, 140,..., 1750. Este devanado contiene vueltas falsas en las primeras y últimas 8 secciones del devanado y un blindaje en la parte superior del devanado (para las pruebas el blindaje no se aterriza). Para implementar este modelo se consideran las dimensiones físicas que se muestran en la Figura 5.29.

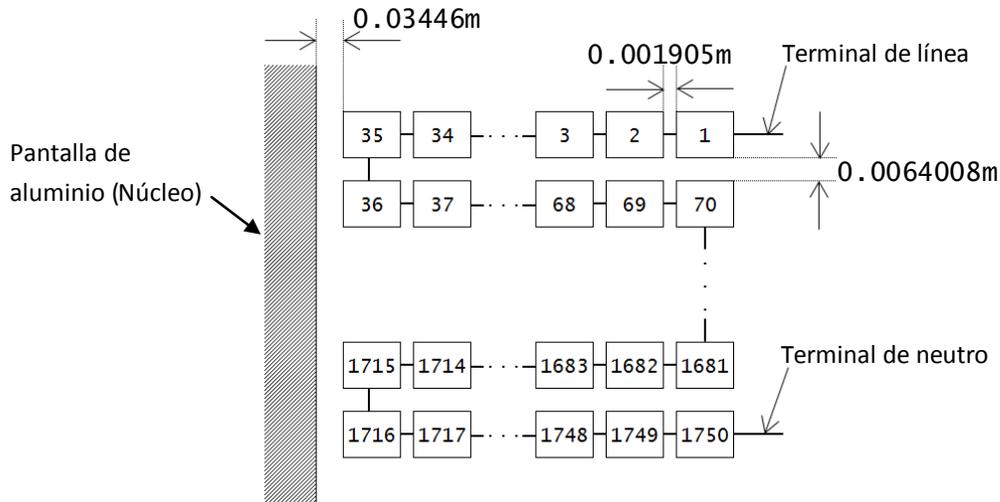


Figura 5.29. Geometría del devanado experimental.

El cálculo de parámetros considera solamente la región del cálculo fuera de la ventana, y por consiguiente se calcula con una sola capa de conductores imágenes. Se calculan todos los elementos de la matriz de inductancias. También se consideran las pérdidas en corriente directa (3.7Ω medidas del modelo), el efecto piel y de proximidad y las pérdidas en el dieléctrico.

Los parámetros generales que se utilizan para el modelo se describen en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2. Parámetros del modelo experimental.

Parámetro	Valor
Permeabilidad del vacío (μ_0)	12.56×10^{-7} H/m
Permitividad del vacío (ϵ_0)	8.854×10^{-12} F/m
Permitividad relativa (ϵ_r)	3.8
Vueltas por disco	35
Número de discos	50
Radio del conductor	0.0007239 m
Vuelta media	2.404 m

En el devanado físico existe una distancia entre discos mayor que las demás (>0.0064008 m), esto entre los discos 22 a 23, 24 a 25, 26 a 27, 28 a 29 y 30 a 31. Esta distancia no se considera en el modelo ni las vueltas falsas.

La obtención de la permitividad relativa ϵ_r de este modelo es a través de mediciones en el devanado. De la ecuación (5.1) se sabe que:

$$\epsilon_r = \left(\frac{c}{v}\right)^2 \quad (5.48)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío (2.998×10^8 m/s) y v es la velocidad de propagación, dada por:

$$v = \frac{d}{t} \quad (5.49)$$

donde d es la distancia total del devanado y t es el tiempo en que un pulso llega de la terminal de línea a la terminal de neutro (o viceversa). Este valor v se puede obtener directamente de una medición.

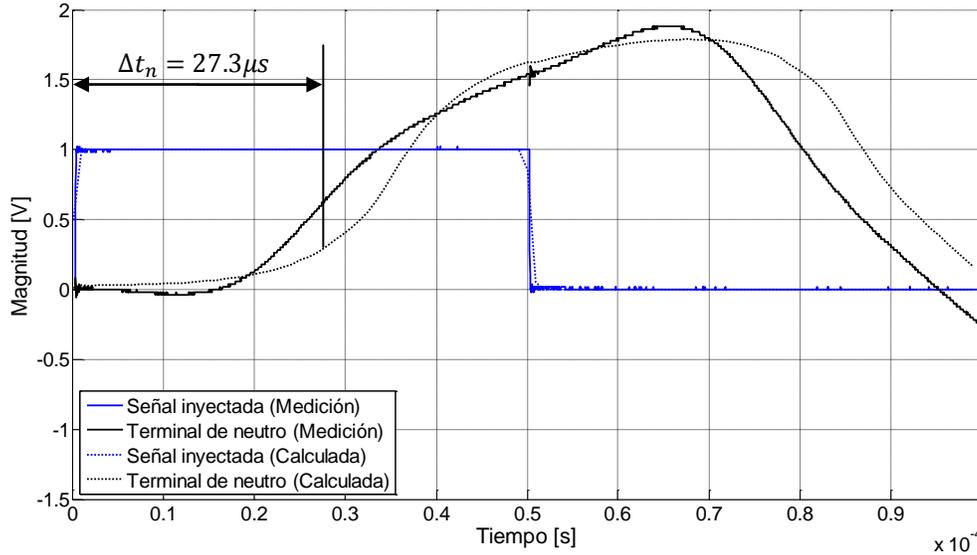


Figura 5.30. Medición de tensión en la terminal de línea al excitar la terminal de neutro con un pulso cuadrado unitario de $50\mu\text{s}$.

En la Figura 5.30 se puede ver que el tiempo que le toma en llegar a la señal de un extremo a otro en el devanado experimental es de aproximadamente $27.3\mu\text{s}$. De aquí se puede calcular la velocidad a la que viaja el pulso:

$$v = \frac{d}{t} = \frac{(1750 \text{ vueltas})(2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}})}{27.3 \mu\text{s}} = 153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (5.50)$$

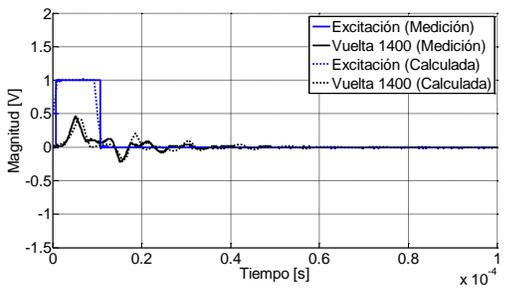
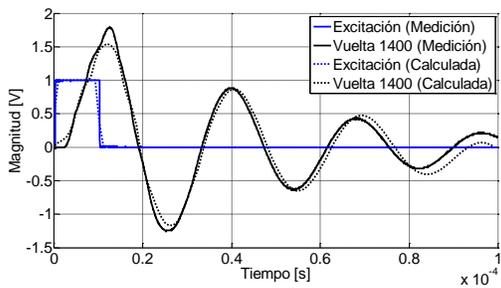
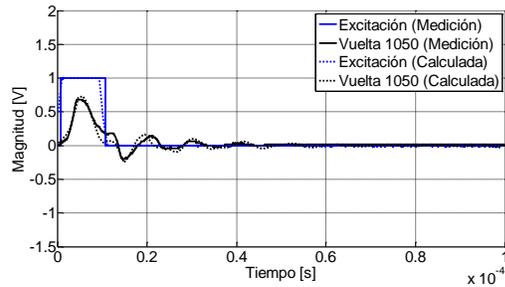
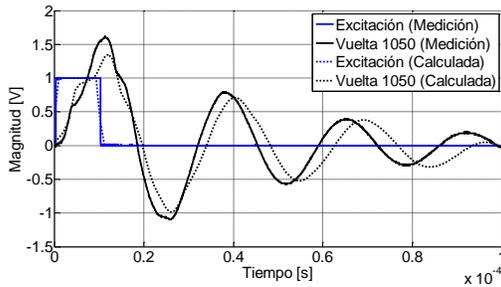
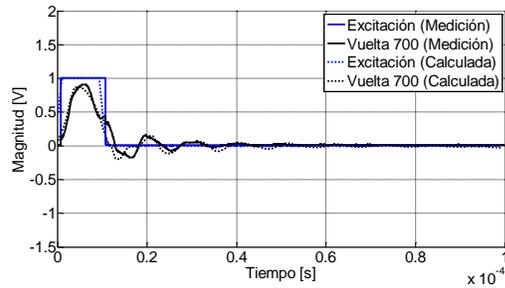
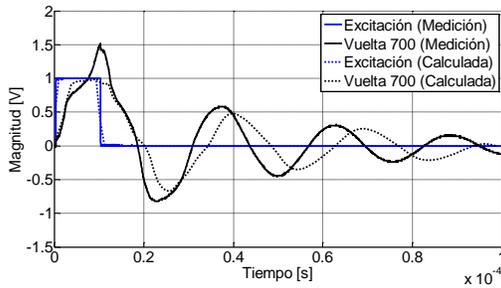
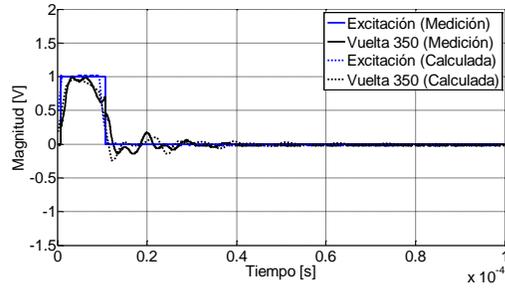
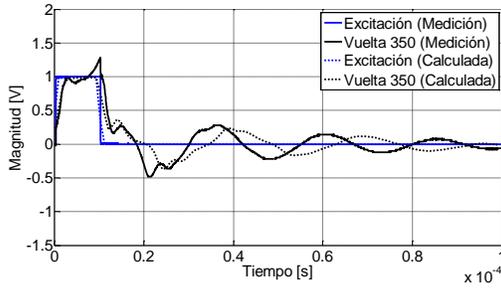
de aquí se puede calcular la permitividad relativa ϵ_r

$$\epsilon_r = \left(\frac{c}{v}\right)^2 = \left(\frac{2.998 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}}}\right)^2 = 3.8 \quad (5.51)$$

5.7.1 Devanado experimental no aterrizado y comparación con simulaciones

Tal como se describió en la sección 5.4, existe la necesidad de trabajar con un modelo con el neutro flotante para poder medir la respuesta transitoria de tensión en las terminales. En el devanado experimental se mide en ambas terminales por dos razones: para validar el modelo y

para comprobar que efectivamente el devanado experimental se comporta como se esperaba. Para esto, al igual que en la Figura 5.16, se muestran los resultados obtenidos en la terminal de línea del devanado bajo dos condiciones: con el neutro aterrizado y con el neutro flotante.



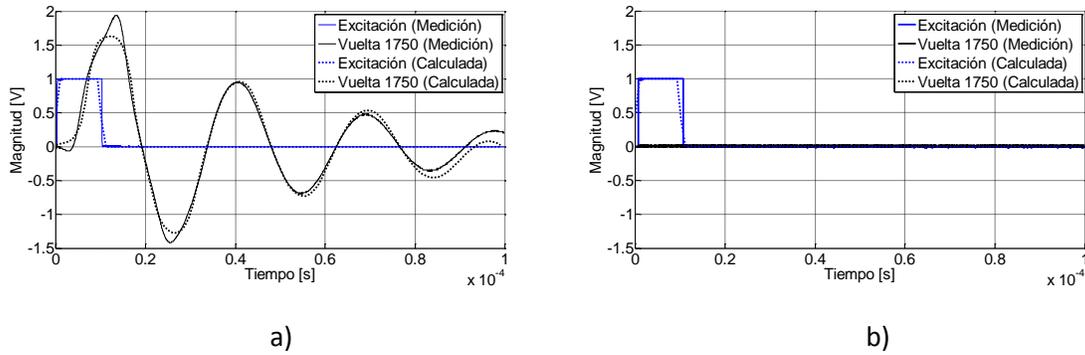


Figura 5.31. Respuestas generadas por un pulso cuadrado (en color azul) en la terminal de línea el devanado experimental. a) Terminal de neutro flotante y b) terminal de neutro aterrizada.

En la Figura 5.31 a) se muestra la medición y simulación del modelo con el neutro flotante. Como se esperaba, a medida que se mide la tensión en vueltas más alejadas de la vuelta excitada, las oscilaciones tienen mayor magnitud hasta llegar a la máxima magnitud en la terminal del neutro. Sin embargo, en la Figura 5.31 b) ocurre lo contrario: la magnitud y las oscilaciones disminuyen a medida que se analizan las vueltas cercanas a la terminal de neutro.

También se puede observar que al excitar la misma vuelta de las dos formas (con neutro aterrizado y no aterrizado) la velocidad de propagación es la misma.

Por lo tanto, se puede concluir que el modelo simula de manera correcta al devanado experimental y además, como se había observado previamente, el devanado tiene diferentes respuestas cuando es aterrizado y cuando no es aterrizado.

5.7.2 Retardo de tiempo y localización de la descarga parcial en el devanado experimental y comparación con simulaciones

Se excita al devanado con un pulso cuadrado unitario de 50 μ s, se sabe que esto no es un factor que influya en el retardo del pulso, y se mide en ambas terminales, obteniendo los resultados mostrados en la Figura 5.32:

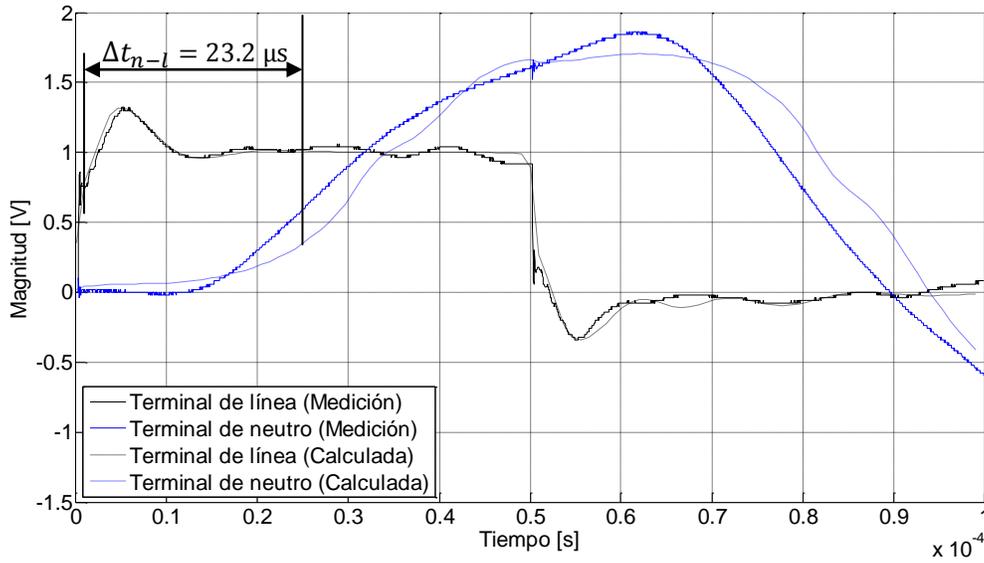


Figura 5.32. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar la vuelta 140.

La Figura 5.32 muestra la respuesta en las terminales del devanado experimental con una línea continua y con línea punteada los resultados de las simulaciones. Para el caso de las terminales de línea, ambas señales están casi superpuestas, lo que quiere decir que el modelo reproduce muy bien los resultados. Por otro lado, en la terminal de neutro las señales difieren un poco entre ellas aunque la forma de onda es similar. Lo más importante es que la velocidad de propagación es casi la misma en ambos casos. En la terminal de línea la decisión de donde inicia la oscilación es fácil, pues la señal inicia casi en cero. Sin embargo, esto es más complicado en la terminal de neutro porque la elevación del pulso es muy lenta y existe una gran posibilidad de instantes a elegir, por lo que se elige cuando la señal empieza a crecer. Para calcular la ubicación de la descarga parcial se aplica el procedimiento descrito en la sección 5.6.

En este devanado experimental se sustituyen los valores del medio en la ecuación (5.1) y se tiene:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2.998 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{\sqrt{3.8}} = 153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (5.52)$$

el tiempo total Δt_{tot} en que una señal atraviesa el devanado está dado por:

$$\Delta t_{tot} = \frac{d_{tot}}{v} = \frac{(1750 \text{ vueltas})(2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}})}{153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 27.35 \mu\text{s} \quad (5.53)$$

al sustituir los valores obtenidos de la Figura 5.32 y la ecuación (5.53) en el sistema de ecuaciones (5.16) se tiene:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 23.20 \mu\text{s} \\ 27.35 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

al resolver el sistema (5.54), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 25.277 \mu\text{s} \quad (5.55)$$

$$\Delta t_l = 2.077 \mu\text{s} \quad (5.56)$$

se sustituye la ecuación (5.56) en (5.3) y se obtiene la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}})(2.077 \mu\text{s}) = 319.43 \text{ m} \quad (5.57)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{\text{vuelta}}} = \frac{319.43 \text{ m}}{2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 132.9 \text{ vuelta} \quad (5.58)$$

Si se toma en cuenta que la vuelta excitada fue la 140, el resultado mostrado en (5.58) tiene un porcentaje de error de 5.07%.

En el segundo ejemplo se excita nuevamente una vuelta arbitraria del devanado (diferente a la del caso anterior) y se obtienen las siguientes mediciones en las terminales de línea y neutro.

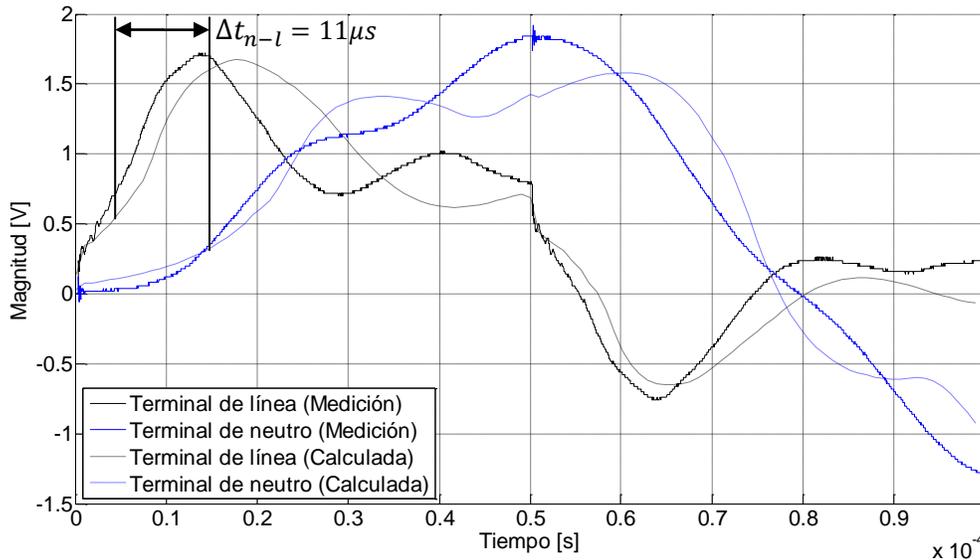


Figura 5.33. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar la vuelta 490.

La Figura 5.33 muestra la respuesta en las terminales del devanado experimental con una línea continua y con línea punteada los resultados de las simulaciones. Se puede observar que al comparar las señales de línea y las de neutro, las formas de onda son similares, sobre todo en relación a los retardos de tiempo. En este caso la selección del punto de donde inicia la señal en ambas terminales es difícil de identificar, porque en la terminal de línea es una pendiente que

aparentemente inicia desde cero y en la terminal de neutro la elevación es muy lenta, por lo que se proponen el instante en que inicia la elevación de cada señal.

Se considera que el tiempo en que tarda en llegar una señal de una terminal a la otra es lo calculado en la ecuación (5.53), y la información obtenida de la Figura 5.33, se sustituyen los valores en el sistema (5.16):

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11.00 \mu\text{s} \\ 27.35 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

al resolver el sistema (5.59), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 19.177 \mu\text{s} \quad (5.60)$$

$$\Delta t_l = 8.177 \mu\text{s} \quad (5.61)$$

se sustituye la ecuación (5.61) en (5.3) para obtener la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}})(8.177 \mu\text{s}) = 1257.63 \text{ m} \quad (5.62)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP_l} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{\text{vuelta}}} = \frac{1257.63 \text{ m}}{2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 523.1 \text{ vuelta} \quad (5.63)$$

Si se toma en cuenta que la vuelta excitada fue la 490, el resultado mostrado en (5.63) tiene un porcentaje de error de 6.76%.

En el tercer ejemplo se excita igualmente al azar en una vuelta arbitraria del devanado y se obtienen las mediciones en las terminales de línea y neutro mostradas en la Figura 5.34.

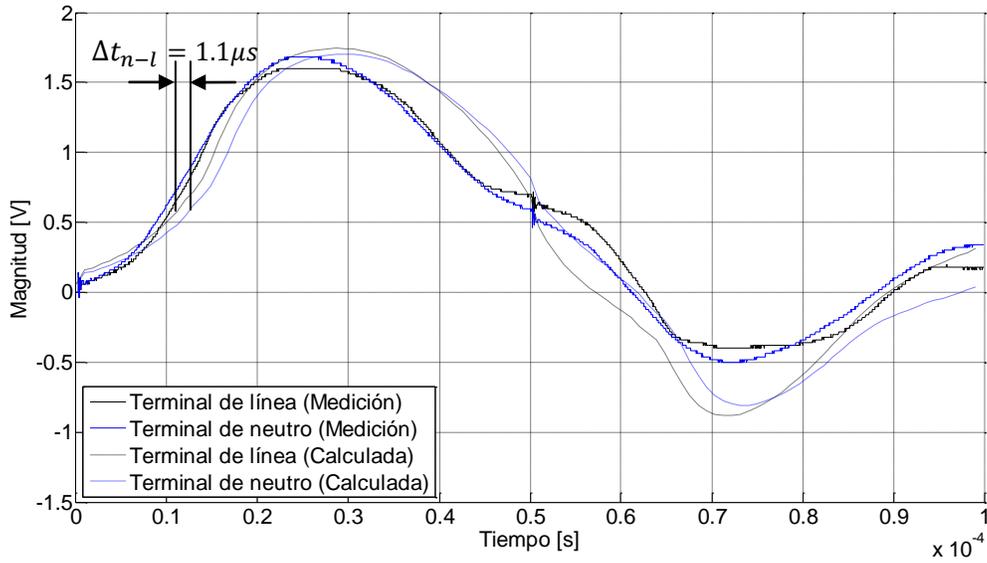


Figura 5.34. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar el conductor 840.

La Figura 5.34 muestra en línea continua la respuesta en las terminales del devanado experimental y en línea punteada los resultados de las simulaciones. Se puede observar que la fuente de descargas parciales se encuentra aproximadamente a la mitad del devanado, dado que en ambas terminales de medición las señales son muy similares. Sin embargo, se ve una ligera diferencia entre las señales, lo cual indica que no está exactamente a la mitad del devanado.

Se considera que el tiempo que tarda en llegar una señal de una terminal a la otra se calcula a partir de la ecuación (5.53), y se emplea la información obtenida de la Figura 5.34, se sustituyen los valores en la matriz (5.16):

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11.00 \mu\text{s} \\ 27.35 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

al resolver el sistema (5.64), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 14.677 \mu\text{s} \quad (5.65)$$

$$\Delta t_l = 12.677 \mu\text{s} \quad (5.66)$$

se sustituye la ecuación (5.66) en (5.3) para obtener la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}})(12.677 \mu\text{s}) = 1949.71 \text{ m} \quad (5.67)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP_l} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{\text{vuelta}}} = \frac{1949.71 \text{ m}}{2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 811 \text{ vuelta} \quad (5.68)$$

Si se toma en cuenta que la vuelta excitada fue la 840, el resultado mostrado en (5.68) tiene un porcentaje de error de 3.45%. En este ejemplo se demuestra que a mayor precisión en la proposición de inicio de cada señal, se obtienen resultados más aproximados.

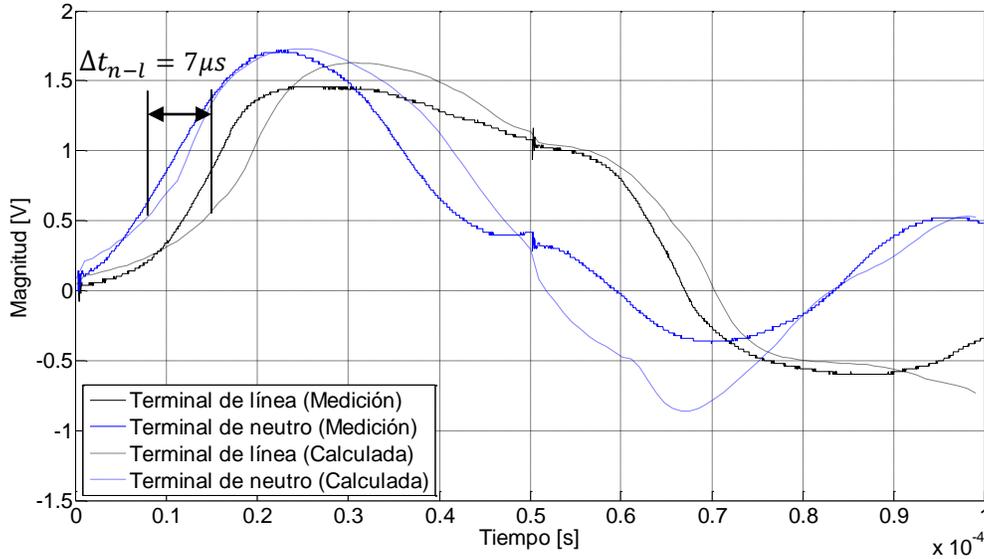


Figura 5.35. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar el conductor 1050.

En el cuarto ejemplo se excita igualmente al azar en una vuelta arbitraria del devanado. En la Figura 5.35 se muestra la respuesta en las terminales del devanado experimental con una línea continua y con línea punteada los resultados de las simulaciones. De la figura se puede afirmar que la fuente de descargas parciales está más cerca de la terminal de neutro que de la terminal de línea, por lo que $\Delta t_{n-l} < 0$.

Para este caso se tiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -7.00 \mu\text{s} \\ 27.35 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

al resolver el sistema (5.69), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 10.177 \mu\text{s} \quad (5.70)$$

$$\Delta t_l = 17.1776 \mu\text{s} \quad (5.71)$$

se sustituye la ecuación (5.71) en (5.3) y se obtiene la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}})(17.177 \mu\text{s}) = 2641.78 \text{ m} \quad (5.72)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{vuelta}} = \frac{2603.8 \text{ m}}{2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 1098.9 \text{ vuelta} \quad (5.73)$$

Si se toma en cuenta que la vuelta excitada fue la 1050, el resultado mostrado en (5.73) tiene un porcentaje de error de 4.66%.

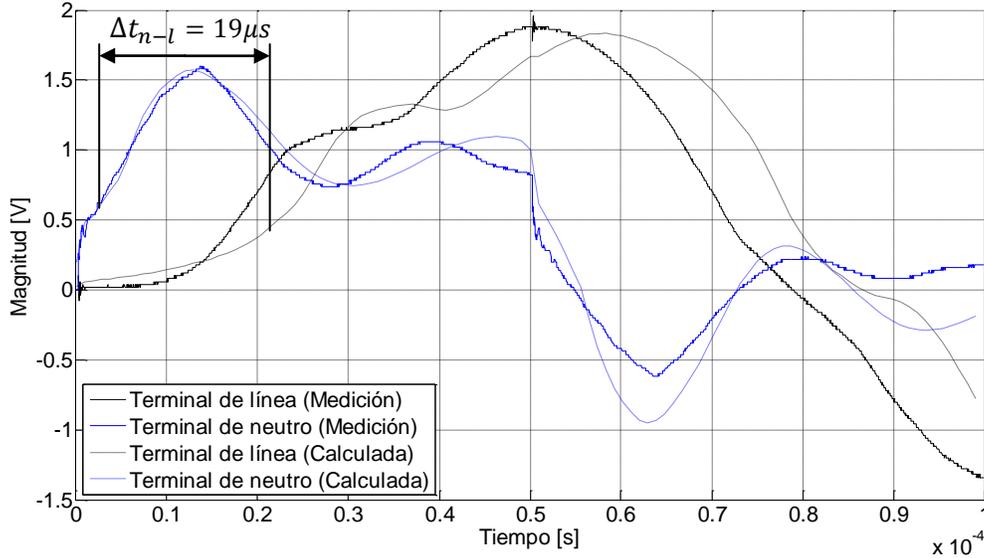


Figura 5.36. Respuesta en las terminales del devanado experimental y del modelo simulado al excitar el conductor 1400.

En el quinto y último ejemplo se excita nuevamente una vuelta del devanado y se obtienen las siguientes mediciones en las terminales de línea y neutro. La Figura 5.36 muestra la respuesta en las terminales del devanado experimental con una línea continua y con línea punteada los resultados de las simulaciones. Este caso es similar al presentado en la Figura 5.32, pues la terminal de neutro es excitada desde el inicio de la medición. La terminal de línea muestra una amplia gama de puntos a proponer como comienzo de la señal. De la figura se puede afirmar que la fuente de descargas parciales está más cerca de la terminal de neutro que de la terminal de línea, por lo que $\Delta t_{n-l} < 0$.

Para ese caso se tiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_n \\ \Delta t_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -19.00 \mu\text{s} \\ 27.35 \mu\text{s} \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

al resolver el sistema (5.74), los retardos de tiempo están dados por:

$$\Delta t_n = 4.177 \mu\text{s} \quad (5.75)$$

$$\Delta t_l = 23.177 \mu\text{s} \quad (5.76)$$

se sustituye la ecuación (5.76) en (5.3) y se obtiene la distancia de la terminal de línea a la descarga parcial:

$$d_l = (v)(\Delta t_l) = (153794155 \frac{\text{m}}{\text{s}})(23.177 \mu\text{s}) = 3564.54 \text{ m} \quad (5.77)$$

la ubicación de la descarga parcial U_{DP} a partir de la terminal de línea es:

$$U_{DP_l} = \frac{d_l}{l_{\text{vuelta}}} = \frac{3564.54 \text{ m}}{2.404 \frac{\text{m}}{\text{vuelta}}} = 1482.8 \text{ vuelta} \quad (5.78)$$

Si se toma en cuenta que la vuelta excitada fue la 1400, el resultado mostrado en (5.73) tiene un porcentaje de error de 5.91%.

En estos 5 ejemplos se comprobó que el modelo calculado reproduce resultados similares al devanado experimental. Esto indica que el cálculo de parámetros y el modelo son correctos. También se mostró que el cálculo de la ubicación de la descarga parcial es aproximado incluso en devanados con muchas vueltas. El porcentaje de error fue bajo en todos los casos y se requirieron relativamente pocos datos para poder calcular este valor (resultados con un error promedio del 5.152%).

6 CAPITULO 6. Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros

Las descargas parciales en transformadores de alta tensión son un efecto derivado de la mala calidad en el sistema aislante. La presencia de descargas parciales es indeseable en los transformadores y en cualquier otro equipo eléctrico, ya que destruyen paulatinamente el aislamiento, pudiendo llevarlo hasta la falla total.

Actualmente existen métodos muy precisos (en campo y en línea) para la medición de descargas parciales, pero cuando existe actividad de descargas parciales internamente en el transformador, la localización se convierte en una tarea compleja. Existen varios métodos para la localización, los cuales se aplican para diferentes condiciones de medición.

En este trabajo de tesis se presenta una opción para la localización de descargas parciales a partir de un modelo que reproduce la propagación de pulsos debidos a descargas parciales y, mediante la comparación de retardos, aproxima la ubicación de la fuente de dichas descargas.

6.1 Conclusiones

Respecto al modelo del transformador

- El modelo de parámetros concentrados es una excelente herramienta para el análisis transitorio en devanados de un transformador. La inserción de datos es muy general porque se maneja un matriz de admitancia nodal que contiene todos los parámetros con los que se requiera hacer el análisis.
- Este modelo da la flexibilidad de trabajar con un modelo aterrizado o no aterrizado.
- Es posible excitar cualquier vuelta del devanado y medir parámetros en cualquier punto del devanado.
- Con el mismo modelo se analizaron 2 tipos de devanados diferentes (disposición vertical y continuo tipo discos). Los resultados del modelo se validaron mediante comparaciones con mediciones realizadas en un devanado experimental, obteniéndose buenos resultados.

Respecto al cálculo de parámetros

- Se demostró que para eventos de altas frecuencias (>1 MHz), el núcleo del transformador se comporta como un blindaje magnético, rechazando el flujo magnético creado por las vueltas del devanado. Este flujo se adapta a la forma del núcleo en la región exterior e interior de la ventana. Por lo tanto, la geometría del núcleo es de vital importancia para calcular correctamente los parámetros. El cálculo de parámetros realizado en este trabajo se basa en esta definición, pues se calcula la energía magnética en superficies delimitadas por el núcleo para obtener las inductancias.

- Se explica y se comprueba mediante el MEF el cálculo de parámetros mediante el método de imágenes. Además, se analizan detalladamente las dos regiones de cálculo (exterior e interior) en un devanado y se explica el procedimiento para calcular ambas regiones y su precisión.
- Un punto muy importante es que para poder obtener los parámetros eléctricos del transformador es necesario conocer detalladamente su geometría interna (conjunto núcleo-bobinas), la cual en ocasiones sólo está disponible para los diseñadores y obtener esta información puede ser complicado. Modelar un transformador en operación es casi imposible sin tener acceso al interior. Por lo tanto, ésta sería una condición necesaria para poder aplicar esta técnica de localización.

Respecto a los resultados con simulaciones y el devanado experimental

- Las simulaciones demuestran que el modelo empleado puede ser tan detallado como se requiera (matrices de parámetros completas, varias capas de conductores imágenes y muchos puntos de solución); sin embargo, el tiempo de computo puede ser muy grande. Se demostró cuanto afecta el nivel de detalle en el cálculo de parámetros para el mismo modelo.
- Se comprobó mediante el elemento finito y mediciones experimentales que el modelo propuesto reproduce de manera correcta los resultados de un pulso rápido (que representa una descarga parcial). También que el modelo es de gran utilidad para analizar retardos de tiempo.
- Se comprobaron las simulaciones con las mediciones del devanado experimental. Los resultados de las simulaciones son muy cercanos a las mediciones, por lo que se concluye que el cálculo de parámetros y el modelo son correctos, a pesar de que el modelo no contempla las vueltas falsas del devanado ni el blindaje (aunque el blindaje quedo flotando en las pruebas).
- En este trabajo solamente se implementaron dos tipos de devanados, pero el modelo y el cálculo de parámetros son capaces de considerar diferentes geometrías según se requiera.

Respecto a la localización de la descarga parcial

- El algoritmo para localizar la fuente de descargas parciales es sencillo y preciso y solamente se necesitan los datos de retardo de tiempo entre terminales, la permitividad relativa del medio y las dimensiones totales del devanado.
- Una vez reproducidas las señales en ambas terminales, obtener la diferencia de tiempo entre ellas es determinante para obtener valores correctos del cálculo. Esto se realiza a partir de la interpretación correcta del inicio de la señal. Como se observó mediante simulaciones y mediciones, la señal puede tener una elevación lenta y el inicio del acenso puede ser considerado en un intervalo de tiempo relativamente largo y, por tratarse de tiempos que son recorridos por señales que viajan a velocidades cercanas a la luz, el error puede ser grande. Por lo tanto, la determinación de la ubicación de la fuente de descargas parciales depende en gran medida de la interpretación y experiencia de cada usuario.

6.2 Aportaciones

- Se implementó un algoritmo capaz de calcular los parámetros completos de devanados para altas frecuencias al considerar únicamente la geometría en dos dimensiones del conjunto núcleo-bobinas.
- Se implementó un modelo con el neutro aterrizado y no aterrizado capaz de ser excitado en cualquiera de sus vueltas y de medir valores de tensión en cualquier punto del devanado. Este modelo solamente necesita valores geométricos del conjunto núcleo-bobinas para reproducir los resultados.
- El cálculo de parámetros puede ser tan detallado como sea necesario pero, considerando que el tiempo de cómputo está relacionado con la precisión, se comparan dos condiciones diferentes:
 1. Cálculo de parámetros contemplando el acoplamiento eléctrico y magnético entre todos los conductores.
 2. Cálculo de parámetros mediante la adición de varias capas de conductores imagen para simular fronteras.
- El modelo implementado se validó mediante mediciones en el devanado de un transformador de potencia tipo columnas de 20 MVA y 115 kV; esto da veracidad al modelo y al cálculo de parámetros. En este devanado experimental no aterrizado (o aterrizado) se tiene la posibilidad de medir y excitar todas las vueltas externas de cada sección.
- Se presenta una alternativa para calcular la ubicación de descargas parciales en transformadores de potencia.

6.3 Recomendaciones para trabajos futuros

- Comparar el modelo de parámetros concentrados con un modelo de parámetros distribuidos basado en la teoría de la línea de transmisión multiconductora y comparar los resultados en la propagación de la señal, la precisión del modelo y el tiempo de cómputo.
- Implementar un modelo que sea capaz de contener 2 o más devanados (como el caso de transformadores monofásicos con 3 devanados: alta tensión, baja tensión y el devanado terciario) sin interconexiones pero acoplados eléctrica y magnéticamente entre si y analizar el modelo bajo condiciones diferentes.
- En devanados de alta tensión tipo columnas, comúnmente se utilizan devanados con vueltas intercaladas para aumentar la capacitancia serie y atenuar la distribución inicial de potencial en la prueba de impulso. Se podría implementar este tipo de devanado y validar las respuestas.
- Implementar un modelo que pueda simular el efecto del tanque y en caso de existir, blindajes y vueltas falsas en el devanado.

Bibliografía

- [1] IEC, IEC Standard 60270 Partial Discharge Measurements. International Electrotechnical Commission (IEC), Geneva, Switzerland: Third, 2000.
- [2] CFE, Especificacion CFE K0000-06, Transformadores de Potencia de 10 MVA y mayores, México, 2004.
- [3] ANCE, NMX-J-284-ANCE-2012 Transformadores y Autotransformadores de Potencia Especificaciones, México, 2012.
- [4] K. Karsai, D. Kerenyi y L. Kiss, Large Power Transformers, Budapest Hungary: ELSEVIER, 1987.
- [5] L. F. Bulme y A. Boyajian, «Abnormal Voltages within Transformers,» *American Institute of Electrical Engineers*, vol. 38, nº 1, pp. 577-620, 1919.
- [6] T. E. Allibone, D. B. McKenzie y F. R. Perry, «The Effects of Impulse Voltages on Transformers Windings,» *IEEE Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 80, nº 482, pp. 117 - 146, 1937.
- [7] P. I. Fergestad y T. Henriksen, «Transients Oscillations in Multiwinding transformers,» *IEEE Transformers Comittee*, vol. 93, nº 2, pp. 500-509, 1973.
- [8] A. Miki, T. Hosoya y K. Okuyama, «A Calculation Method for Impulse Voltage Distribution and Transferred Voltage in Transformer Windings,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 97, pp. 930 - 939, 1978.
- [9] P. Gomez y F. de Leon, «Accurate and Efficient Computation of the Inductance Matrix of Trasformer Windings for the Simulation of Very Fast Transients,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, nº 3, pp. 1423-1431, 2011.
- [10] B. Kallberg, «Location of Partial Discharges in Power Transformers by Computation and Measurement of Capacitively Transmitted Voltage Pulses,» *IEEE Power Apparatus and Systems*, vol. 99, nº 2, pp. 589-596, 1980.
- [11] Z. D. Wang, P. A. Crossley y K. J. Cornik, «A Simulation Model for Propagation of Partial Discharge Pulses in Transformers,» *IEEE International Conference on Power System Technology*, vol. 1, pp. 151 - 155, 1998.
- [12] J. C. Escamilla Sanchez, «Modelado para analisis de la transferencia de sobre tensiones inducidas por descargas atmosfericas en sistemas de distribucion,» de *Tesis de Maestria*,

- Ciudad de México, SEPI ESIME IPN Unidad Zacatenco, 2008.
- [13] P. Gómez, F. P. Espino C. y F. de Leon, «Calculo de la Inductancia del Núcleo del Transformador Mediante el Metodo del Elemento Finito y Fomulaciones Analíticas,» *IEEE Seccion México RVP*, pp. 1-5, 2010.
- [14] M. S. Naderi, M. Vakilian, T. R. Blackburn, B. T. Phung, H. Nam, M. S. Naderi y R. Ghaemmaghami, «Simulation of Partial Discharge Propagation and Location in Abetti Winding based on Structursal Data,» *IEEE Power Engineering Conference*, pp. 206 - 210, 2005.
- [15] Z. D. Wang, K. J. Cornik, P. A. Crossley y D. H. Zhu, «An Algorithm for Partial Discharge Location in Distribution Power Transformers,» *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 3, pp. 2217 - 2222, 2000.
- [16] S. N. Hettiwatte, P. A. Crossley, Z. D. Wang, A. Darwin y G. Edwards, «Simulation of Transformer Winding for Partial Discharge Studies,» *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 2, pp. 1394-1399, 2002.
- [17] Z. D. Wang, S. N. Hettiwatte y P. A. Crossley, «Investigation of Propagation of Partial Discharges in Power Transfromers and Techniques for Locating the Discharge,» *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, vol. 152, nº 1, pp. 25 - 30, 2005.
- [18] H. H. Sianga, P. L. Phung y T. R. Blackburn, «Partial Discharge Localization in Transformers Using UHF Sensors,» *IEEE Electrical Insulation Conference*, pp. 64-68, 2011.
- [19] D. Soto Meza, «Tecnicas computacionales para el diseño dielectrico de transformadores de potencia,» de *Tesis de Maestria*, Ciudad de México, SEPI ESIME IPN Unidad Zacatenco, 2012.
- [20] W. G. Nájera Gutiérrez, «Análisis de esfuerzos dieléctricos en transformadores devidos a excitaciones no sinusoidales,» de *Tesis de Maestria*, Ciudad de México, SEPI ESIME IPN Unidad Zacatenco, 2013.
- [21] J. M. Villanueva Ramírez, «Implementación de modelos de transformadores para análisis de transitorios electromagneticos rapidos,» de *Tesis de Maestria*, Ciudad de México, SEPI ESIME IPN Unidad Zacatenco, 2013.
- [22] E. Kuffel, W. S. Zaengel y J. Kuffel, *High Voltage Engineering: Fundamentals*, Great Britain: Oxford, 2000.
- [23] P. F. Morshuis, *Partial Discharge Mechanisms*, Holanda: Delft University Press, 1993.
- [24] L. Niemeyer, «A Generalized Approach to Partial Discharge Modeling,» *IEEE Transactions on dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 2, nº 4, pp. 510-528, 1995.

- [25] IEC, «Test method for the evaluation of bond strength of impregnating varnishes by the wire bundle test first edition,» *IEC 60699*, 1999.
- [26] IEC, «Mineral oil-impregnated electrical equipment in service - Guide to the interpretation of dissolved and free gases analysis,» *IEC 60599*, 1999.
- [27] IEEE, «Guide for the Detection and Determination of Generated Gases in Oil-Immersed Transformers and Their Relation to the Serviceability of the Equipment,» *C57.104-1978 - IEEE*, 1978.
- [28] A. Carlson, J. Fuhr, G. Schemel y F. Wegscheider, *Testing Power Transformers: Routine tests, Type tests and special tests*, Zurich: PRO PRINT, 2003.
- [29] M. Muhr, T. Strehl, E. Gulski, K. Feser, E. Gockenbach, W. Hauschild y E. Lemke, «Sensors and Sensing used for Non-Conventional PD Detection,» *CIGRE working group D1.02*, pp. 1-7, 2006.
- [30] CIGRE, «Guidelines for Representation of Network Elements when Calculating Transients,» *CIGRE WG33.02 Brochure*, nº 39, 1990.
- [31] IEEE, *IEEE Standard Test Code for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers*, New York, 2006.
- [32] S. V. Kulkarni y S. A. Khaparde, *Transformer Engineering*, India: Marcel Dekker, 2004.
- [33] W. Seitlinger, *Transients in transformer Windings*, Weiz, Austria: VA TECH Transformer Academy, 2005.
- [34] F. de Leon, P. Gómez, J. A. Martínez Velasco y M. Rioual, «Transformers,» de *Power System Transients: Parameter Determination (Edited by J.A. Martínez-Velasco)*, Boca Raton FL, CRC Press, 2009, pp. 177-250.
- [35] P. Gómez y F. de Leon, «Modelado del Devanado de Transformadores para Análisis de Transitorios de Alta Frecuencia: Estado del Arte,» *12º Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas*, pp. 1-8, 8 al 12 de noviembre del 2010.
- [36] H. S. X. Z. a. X. C. G. Liang, «Modeling of Transformer Windings Under Very Fast Transient Overvoltages,» *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, nº 4, 2006.
- [37] A. L. Shenkman, *Transient Analysis of Electric Power Circuits Handbook*, Netherlands: Springer, 2005.
- [38] P. Gomez, F. de Leon y I. Hernandez, «Impulse-Response Analysis of Toroidal Core Distribution Transformers for Dielectric Design,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, nº 2, pp.

- 1231-1238, 2011.
- [39] N. O. Matthew y Sadiku, «Chapter 6: Finite Element Method,» de *Numerical techniques in electromagnetics*, Boca Raton FL, CRC Press, 2001.
- [40] M. Sadiku, Elementos de Electromagnetismo, Tercera ed., México: OXFORD University Press, 2009.
- [41] F. de Leon, Teoría Electromagnética, SEPI ESIME Instituto Politécnico Nacional: México.
- [42] J. Secue, E. Mombello y C. Cardoso, «Revisión del Análisis de Respuesta en Frecuencia (SFRA) para Evaluación de Desplazamientos y Deformaciones de Devanados en Transformadores de Potencia,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. 5, nº 5, pp. 321 - 328, 2007.
- [43] M. Florkowski, B. Florkowska, J. Furgal y P. Pajak, «Impact of oil and temperature on initial voltage distributions in transformer windings at ultra fast stresses,» *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, pp. 1 - 4, 2010.
- [44] P. Gómez, «La Transformada Numérica de Laplace,» de *Tesis de Maestría, Capítulo 2*, México, CINVESTAV del IPN Guadalajara, 2002, pp. 6-23.
- [45] P. Gomez y F. A. Uribe, «The numerical Laplace transform: an accurate tool for analyzing electromagnetic transients on power system devices,» *ELSEVIER Int. Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 31, pp. 116 - 123 Issues 2 - 3, Feb - Mar 2009.
- [46] IEEE, IEEE Standard Requirements for Liquid-Immersed Power Transformers, New York, 2010.
- [47] A. Greenwood, «Modeling Power Apparatus and Behavior of such Equipment under Transients Conditions,» de *Electrical Transients in Power Systems*, New York, Wiley-Interscience, pp. 322-349.

APÉNDICE A. Transformada numérica de Laplace inversa

La transformada de Laplace es una herramienta muy útil en problemas donde se requiere la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias o parciales. Mediante esta transformada es posible definir las ecuaciones en el dominio de la frecuencia en forma algebraica. Una vez que se obtiene el resultado en la frecuencia, es necesario invertir para obtener la respuesta del modelo o sistema en el dominio del tiempo. En ocasiones esta transformación puede ser difícil o imposible de realizar en forma analítica, por lo que el algoritmo de la transformada numérica de Laplace inversa es una buena alternativa. Sin embargo, este algoritmo numérico puede presentar dos tipos de error: por truncamiento y por discretización [44], [45].

El error por truncamiento se debe a la necesidad práctica de truncar los límites de integración. Este error genera oscilaciones conocidas como fenómeno de Gibbs, las cuales pueden ser atenuadas con el uso de ventanas o filtros. Estas ventanas tienen como finalidad atenuar las componentes de alta frecuencia. En este trabajo se utilizó la función ventana obtenida por Hanning.

Por otro lado, la discretización del espectro de frecuencia produce error por encimamiento (*aliasing*). Este error se reduce mediante la selección correcta del factor de amortiguamiento c . En esta tesis se empleó la definición empírica propuesta por D. J. Wilcox.

Considerando que $f(t)$ es una función real y causal e integrando en un rango finito $[0, \Omega]$, la transformada de Laplace inversa se define como:

$$f(t) \cong \frac{e^{ct}}{\pi} \operatorname{Re} \left[\int_0^{\Omega} F(c + j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right] \quad (A.1)$$

donde ω es la frecuencia angular, Ω es la frecuencia máxima y c es el factor de amortiguamiento.

La evaluación numérica de (A.1) puede presentar problemas cuando $\omega = 0$, dado que $F(j\omega)$ suele presentar singularidades en dicho punto. Para evitar esto, el rango de integración se divide en intervalos de ancho $2\Delta\omega$ y se evalúa para frecuencias impares. Bajo estas condiciones, la ecuación (A.1) se expresa numéricamente de la siguiente forma:

$$f(n\Delta t) = \frac{e^{cn\Delta t}}{\pi} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} F[c + j(2m+1)\Delta\omega] \sigma[(2m+1)\Delta\omega] e^{j(2m+1)\Delta\omega\Delta t} \Delta\omega' \right\} \quad (A.2)$$

donde:

$\Delta\omega$ = paso de discretización del espectro

Δt = paso de discretización de $f(t)$

N = número de muestras

$n, m = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$\Delta\omega' = 2 \Delta\omega$, por lo tanto el periodo de observación es:

$$T = \frac{2\pi}{\Delta\omega'} = \frac{\pi}{\Delta\omega} \quad (A.3)$$

además:

$$\Delta t = \frac{T}{N} \quad (A.4)$$

de las ecuaciones (A.3) y (A.4) se tiene:

$$\Delta\omega\Delta t = \frac{\pi}{N} \quad (A.5)$$

al simplificar la ecuación (A.2) con (A.5), se obtiene la expresión de la transformada numérica de Laplace inversa (TNLI) que permite utilizar el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT).

$$f_n = \text{Re} \left[C_n \sum_{m=0}^{N-1} F_m \sigma_m e^{\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right)} \right] \quad (A.6)$$

donde:

$$F_m = F[c + j(2m + 1)\Delta\omega] \quad (A.7)$$

$$f_n = f(n\Delta t) \quad (A.8)$$

$$C_n = \frac{2\Delta\omega}{\pi} e^{\left(cn\Delta t + \frac{j\pi n}{N}\right)} \quad (A.9)$$

$$\sigma_m = \sigma[(2m + 1)\Delta\omega] \quad (A.10)$$

APÉNDICE B. Devanado experimental

El devanado experimental es una bobina continua tipo discos de un transformador tipo columnas de 20 MVA, 115kV, conexión delta, con 5 derivaciones sin carga en el centro del devanado (la conexión de las derivaciones incluye todas las vueltas del devanado). El núcleo se simuló mediante una pantalla de cartón prensado en forma cilíndrica forrada de aluminio aterrizado. Los conductores del devanado están hechos de solera de cobre con dimensiones de 1.45 x 14.3 mm y consta de 50 secciones o discos. El número de vueltas total del devanado es 1750.

El devanado tiene la opción de tener contacto directo para medir o excitar los conductores en las vueltas de las secciones exteriores.



Figura B.1. Devanado y equipo de medición experimental.

En la Figura B.1 se muestra el equipo que se utilizó para hacer las pruebas experimentales. El equipo de medición consta de:

- Un osciloscopio digital Tektronix TDS2024B de 4 canales, 200MHz.
- Un generador de funciones Agilent 33220A LXI 20MHz. Con este generador de funciones se aplican los pulsos cuadrados. En todos los casos el tiempo de elevación es de 5 ns, independientemente del ancho y magnitud del pulso.
- Un generador de la señal de impulso 1.2/50 μ s HAEFELY Recurrent surge generator type 48.

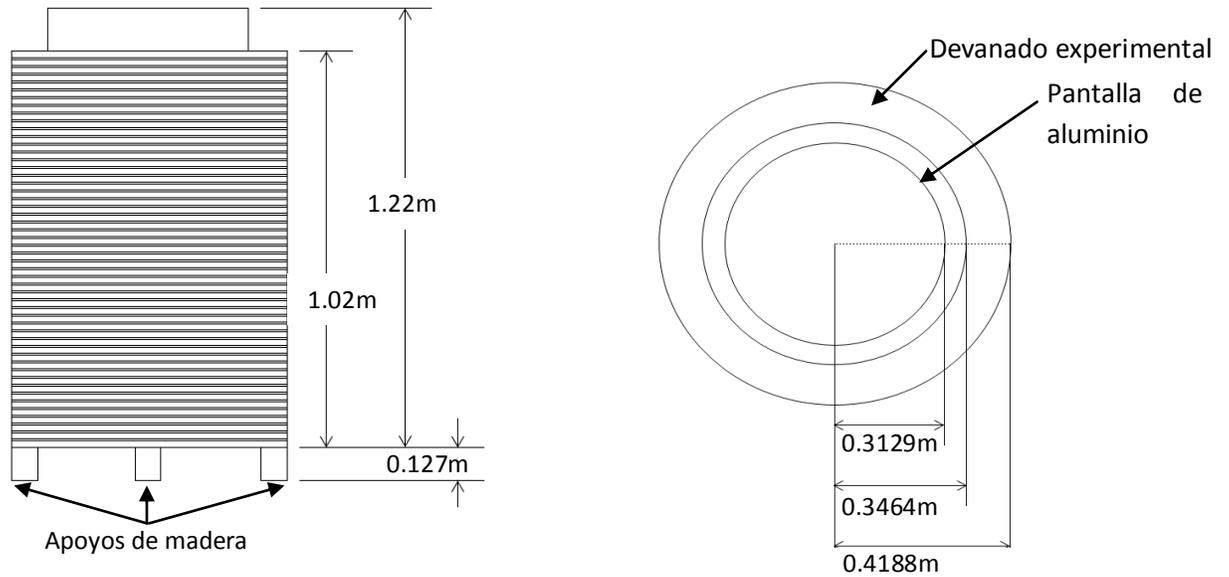


Figura B.2. a) Dimensiones del devanado. b) Dimensiones de la pantalla de aluminio.

En la Figura B.2 se muestra la geometría física del devanado y de la pantalla de aluminio (núcleo). Se puede observar en a) que, por cuestiones mecánicas, la pantalla no está ubicada de manera simétrica a lo largo del devanado: la parte superior se encuentra con 0.203m fuera del devanado (geometría supuesta en las simulaciones para fronteras infinitas) y en la parte inferior el devanado y la pantalla se encuentran al mismo nivel soportadas sobre los apoyos de madera.

En la Tabla B.1 se muestra el número de vueltas por sección, los ductos entre discos y el número de vueltas falsas y su ubicación en el devanado.

Seccion	Vueltas	Ducto hacia	Vueltas falsas		
			No.	En vueltas	En secciones
1	29	4.4958	2	28-29	1-2
2	30	4.4958	2	29-30	1-2
3	33	4.4958	1	33	3-4
4	34	4.4958	1	34	3-4
5	34	4.4958	1	27	5-6
6	34	4.4958	1	27	5-6
7	34	4.4958	1	17	7-8
8	35	4.4958	1	17	7-8
9	36	4.4958	-	-	-
10	35	4.4958	-	-	-
11	36	4.4958	-	-	-
12	36	4.4958	-	-	-
13	36	4.4958	-	-	-
14	36	4.4958	-	-	-
15	36	4.4958	-	-	-
16	35	4.4958	-	-	-
17	35	4.4958	-	-	-
18	35	4.4958	-	-	-
19	35	4.4958	-	-	-
20	36	11.5062	-	-	-
21	36	4.4958	-	-	-
22	36	11.5062	-	-	-
23	36	4.4958	-	-	-
24	35	11.39926	-	-	-
25	36	4.4958	-	-	-
26	35	11.5062	-	-	-
27	36	4.4958	-	-	-
28	36	11.5062	-	-	-
29	36	4.4958	-	-	-
30	36	4.4958	-	-	-
31	36	4.4958	-	-	-
32	36	4.4958	-	-	-
33	36	4.4958	-	-	-
34	35	4.4958	-	-	-
35	35	4.4958	-	-	-
36	35	4.4958	-	-	-
37	36	4.4958	-	-	-
38	36	4.4958	-	-	-
39	36	4.4958	-	-	-
40	36	4.4958	-	-	-
41	36	4.4958	-	-	-
42	35	4.4958	-	-	-
43	35	4.4958	1	17	43-44
44	35	4.4958	1	17	43-44
45	35	4.4958	1	27	45-46
46	35	4.4958	1	27	45-46
47	34	4.4958	1	34	47-48
48	33	4.4958	1	33	47-48
49	30	4.4958	2	29-30	49-50
50	29	-	2	28-29	49-50

Tabla B.1. Dimensiones generales del devanado experimental.