



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA**

**TÉCNICAS COMPUTACIONALES PARA EL DISEÑO
DIELÉCTRICO DE TRANSFORMADORES DE
POTENCIA**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. DIANA SOTO MEZA



Cd. de México, JULIO de 2012



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MÉXICO D.F. siendo las 16:00 horas del día 21 del mes de Junio del 2012 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la E.S.I.M.E. ZAC. para examinar la tesis titulada:

“TÉCNICAS COMPUTACIONALES PARA EL DISEÑO DIELECTRICO DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA”

Presentada por el alumno:

SOTO
Apellido paterno

MEZA
Apellido materno

DIANA
Nombre(s)

Con registro:

A	1	0	0	5	2	5
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de: **MAESTRÍA 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. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS
TERCER VOCAL



DR. RICARDO OCTAVIO ARTURO MOTA PALOMINO
SECRETARIO



DR. JUAN CARLOS OLIVARES GALVÁN

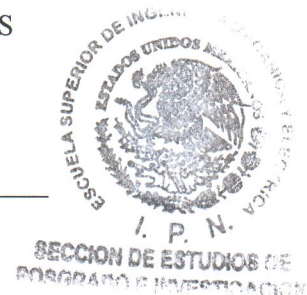


DR. DANIEL RUIZ VEGA

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES



DR MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESION DE DERECHOS

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 21 del mes de junio del año 2012, el (la) que suscribe **Diana Soto Meza** alumno (a) del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro A100525, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. **Pablo Gómez Zamorano** y del Dr. **Fermín P. Espino Cortes** y cede los derechos del trabajo intitulado **Técnicas computacionales para el diseño dieléctrico de transformadores de potencia**, 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/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección sodim14@hotmail.com, pablo.gomez.78@gmail.com y/o fpespino@gmail.com. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Diana Soto Meza

AGRADECIMIENTOS

Primeramente me gustaría agradecer a Dios por todas las bendiciones que ha dirigido hacia mí. A mi mamá por su apoyo y confianza. A mi papá por apoyarme en mis decisiones, a mis hermanas por estar siempre pendiente de mí, y a toda mi familia y amigos que de alguna forma me han ayudado.

De igual forma quiero agradecer a mis directores de tesis: el Dr. Pablo Gómez Zamorano y al Dr. Fermín P. Espino Cortés por haber compartido conmigo sus conocimientos, por su paciencia, consejos y apoyo para la culminación de este trabajo y a todos los profesores que de algún modo ayudaron a mi formación profesional.

RESUMEN

El sistema dieléctrico es una de las partes más importantes dentro del diseño de un transformador ya que garantiza el buen desempeño del equipo eléctrico dentro de un sistema eléctrico. Se han empleado diferentes técnicas y programas computacionales para evitar que el transformador falle por un mal diseño dieléctrico.

En este trabajo se describe una metodología para el diseño dieléctrico de un transformador a partir de un programa computacional desarrollado en MATLAB® y simulaciones electromagnéticas a través del método de elemento finito.

La primera etapa de este trabajo consiste en el cálculo de parámetros eléctricos del devanado del transformador mediante simulaciones electromagnéticas a través de una interfaz entre COMSOL Multiphysics® y MATLAB® la cual permite manipular de manera sencilla datos de geometría, propiedades de los materiales, condiciones de frontera, etc.

La segunda etapa consiste en representar el comportamiento del devanado del transformador en el dominio de la frecuencia a partir de modelos de alta frecuencia que serán descritos en este trabajo de tesis.

Finalmente se realiza el cálculo de esfuerzos dieléctricos, después de aplicar una onda de impulso atmosférico al devanado del transformador. En esta etapa se evalúa si el diseño propuesto soporta la prueba de impulso, en caso de no hacerlo se realizan las mejoras en el diseño por medio de modificaciones en la geometría y/o el uso de diferentes materiales aislantes.

De acuerdo con los resultados obtenidos se encontró que el programa realizado para la metodología propuesta en este trabajo de tesis para el diseño dieléctrico de transformadores permite el uso de cualquier geometría, así como de cualquier material dieléctrico como aislante.

ABSTRACT

The dielectric system is one of the most important parts in the design of a transformer because it ensures the good performance of electrical equipment in an electrical system. Therefore various techniques and computer programs have been employed to prevent failure of the transformer because of a poor dielectric design.

This work describes a methodology for designing a transformer dielectric system from a computer program developed in MATLAB® and electromagnetic simulations through the finite element method.

The first step involves calculating electrical parameters of the transformer winding using electromagnetic simulations through an interface between COMSOL Multiphysics® and MATLAB®, which allows to easily change data geometry, material properties, boundary conditions, etc.

The second step consists in the representation of the behavior of the transformer winding defined in the frequency domain with high frequency models describes in this work.

Finally the dielectric stresses are computed, corresponding to the application of a lightning impulse waveform to the winding. At this step it is evaluated if the proposed design withstands the impulse test. If this is not the case, the design is improved by means of modifications in the geometry and/or the use of different insulating materials.

According to the results of this thesis the methodology proposed for the design of transformer dielectric system allows the use of any geometry, and any dielectric insulation material.

CONTENIDO

RESUMEN	<i>i</i>
ABSTRACT	<i>ii</i>
CONTENIDO	<i>iii</i>
LISTA DE FIGURAS	<i>vi</i>
LISTA DE TABLAS	<i>viii</i>
SIMBOLOGÍA	<i>ix</i>
<i>Capítulo 1. Introducción</i>	<i>1</i>
1.1 Antecedentes	1
1.2 Planteamiento del problema	3
1.3 Objetivos	5
1.3.1 Objetivo General	5
1.3.1 Objetivos Específicos	5
1.4 Justificación	5
1.5 Estado del Arte	6
1.6 Alcances	9
1.7 Aportaciones	10
1.8 Estructura de la tesis	10
<i>Capítulo 2</i>	
<i>Generalidades Sobre el Diseño del Aislamiento de Transformadores</i>	<i>11</i>
2.1 Introducción	11
2.2 Clasificación del aislamiento	12
2.3 Factores que deterioran el aislamiento de transformador	14
2.4 Pruebas dieléctricas a transformadores	16
2.5 Valores de referencia de campo eléctrico para el diseño de aislamiento	22
<i>Capítulo 3. Modelado del Transformador</i>	<i>24</i>
3.1 Introducción	24
3.2 Modelo interno del transformador	25

3.2.1 Modelos de parámetros concentrados	25
3.2.2 Modelos de parámetros distribuidos	26
3.2.3 Modelo de Zig-Zag	29
3.2.4 Representación de dos puertos	33
3.3 Cálculo de parámetros mediante el método de elemento finito	35
3.3.1 Cálculo de la matriz de inductancias	36
3.3.2 Cálculo de la matriz de capacitancias	36
3.3.3 Inclusión de pérdidas	37
3.4 Modelo Analizado	40
3.4.1 Cálculo de la inductancia	41
3.4.2 Cálculo de la capacitancia	44
Capítulo 4. Cálculo de Esfuerzos Dieléctricos en el Transformador	47
4.1 Introducción	47
4.2 Distribución de Potencial a lo largo del devanado	48
4.3 Cálculo de esfuerzos dieléctricos	52
4.3.1 Algoritmo del cálculo de esfuerzos dieléctricos	53
4.3.2 Prueba de impulso.	56
4.3.2 Esfuerzos Dieléctricos	60
4.4 Visualización de sobretensiones transitorias y esfuerzos dieléctricos a lo largo del devanado.	62
4.4.1 Representación gráfica de resultados utilizando el aire como material dieléctrico.	63
4.4.2 Representación gráfica de resultados un material dieléctrico diferente al aire.	65
Capítulo 5. Conclusiones	68
5.1 Introducción	68
5.2 Conclusiones	68
5.3 Recomendaciones para trabajos futuros	69
REFERENCIAS	70
Apéndice A. Método de Elemento Finito	75
A.1 Introducción	75
A.2 Definición	75
A.3 Metodología	75
Apéndice B. Transformada Numérica de Laplace	80

B.1 Introducción	80
B.2 Definición	80
B.3 Transformada inversa de Laplace	81
B.4 Transformada Directa	82
B.5 Errores en la inversión numérica de la Transformada de Laplace	83

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1.

- Fig. 1.1 Transformador eléctrico simple con núcleo de aire. 1
- Fig. 1.2 Transformador eléctrico simple con núcleo ferromagnético. 2

Capítulo 2.

- Fig. 2.1 Diagrama de conexión de la prueba de tensión aplicada [38]. 17
- Fig. 2.2 Diagrama de conexión de la prueba de potencial inducido [38]. 18
- Fig. 2.3 Onda de impulso por descarga atmosférica. 19
- Fig. 2.4 Diagrama de conexión de la prueba de impulso por descarga atmosférica [42]. 20
- Fig. 2.5 Diagrama de conexión de la prueba de impulso por maniobra [42]. 21
- Fig. 2.6 Curva típica voltaje-tiempo de ruptura [45]. 22

Capítulo 3.

- Fig. 3.1 Modelo por unidad de la longitud del devanado de un transformador [24,45]. 26
- Fig. 3.2 Condiciones de frontera. 28
- Fig. 3.3 Modelo Zig-Zag [24]. 29
- Fig. 3.4 Condiciones de frontera para una línea multiconductora. 33
- Fig. 3.5 Modelo de dos puertos. 35
- Fig. 3.6 Efecto skin o pelicular. 38
- Fig. 3.7 Modelo de prueba [44] 40
- Fig. 3.8 Diagrama de Flujo para el cálculo de inductancias propias y mutuas. 43
- Fig. 3.9 Diagrama de flujo para el cálculo de capacitancias propias y mutuas. 46

Capítulo 4.

- Fig. 4.1 Periodos de distribución de potencial en un devanado [51]. 49
- Fig. 4.2 Distribución inicial de potencial. 49
- Fig. 4.3 Constante de distribución de potencial (α) con el neutro aterrizado [51]. 50
- Fig. 4.4 Vueltas falsas. 51
- Fig. 4.5 Entrelazado de vueltas [51]. 52

Fig. 4.6 Diagrama de flujo para el diseño de aislamiento.	55
Fig. 4.7 Onda de impulso aplicada al devanado.	56
Fig. 4.8 Valores de tensión en la vuelta 4.	57
Fig. 4.9 Valores de tensión en la vuelta 15.	57
Fig. 4.10 Valores de tensión en la vuelta 35.	58
Fig. 4.11 Valores de tensión en la vuelta 60.	58
Fig. 4.12 Valores de tensión en la vuelta 4.	59
Fig. 4.13 Valores de tensión en la vuelta 15.	59
Fig. 4.14 Vueltas de tensión en la vuelta 35.	60
Fig. 4.15 Vueltas de tensión en la vuelta 60.	60
Fig. 4.16 Esfuerzos dieléctricos máximos en el devanado de prueba.	61
Fig. 4.17 Esfuerzos dieléctricos máximos en el devanado de prueba.	62
Fig. 4.18 Distribución de potencial en un devanado en una gráfica de 3D.	63
Fig. 4.19 Mapa de contorno de tensión transitoria.	64
Fig. 4.20 Mapa de contorno de Esfuerzos dieléctricos.	65
Fig. 4.21 Distribución de potencial en el devanado de un transformador en una grafica 3D.	65
Fig. 4.22 Mapa de contorno de tensión transitoria.	66
Fig. 4.23 Mapa de contorno de esfuerzos dieléctricos.	66

Apéndice A.

Fig. A.1 Elemento triangular con tres nodos.	76
--	----

LISTA DE TABLAS

Capítulo 1.

Tabla 1.1 Clasificación de transitorios electromagnéticos.	3
--	---

Capítulo 2.

Tabla 2.1 Características eléctricas del aceite [32].	12
Tabla 2.2 Características eléctricas del papel seco.	13
Tabla 2.3 Niveles de aislamiento mínimo en el neutro.	17

Capítulo 3.

Tabla 3.1 Propiedades de los materiales del modelo de estudio.	40
Tabla 3.2 Inductancias propias de las primeras 6 vueltas del devanado ($\mu H/m$).	42
Tabla 3.3 Inductancias propias y mutuas de las 6 primeras vueltas del devanado ($\mu H/m$)	42
.	42
Tabla 3.4 Capacitancias propias de las primeras 6 vueltas del devanado (nF/m).	45
Tabla 3. 5 Inductancias propias y mutuas de las 6 primeras vueltas del devanado (nF/m).	45

Capítulo 4.

Tabla 4. 1 Propiedades dieléctricas del elastómero de poliuretano [52].	58
---	----

SIMBOLOGÍA

Símbolo	Significado
A	Matriz diagonal
A	Área del elemento triangular $[m^2]$
a	Constante
\vec{A}	Potencial vectorial magnético
b_0	Presión $[kPa]$
C	Capacitancia $[F/m]$
C_g	Capacitancia a tierra del devanado (vuelta-a-tierra) $[F]$
C_s	Capacitancia serie del devanado (vuelta-a-vuelta) $[F]$
C_1, C_2	Constantes de integración
c	Constante de amortiguamiento
D	Densidad de flujo eléctrico $[C/m^2]$
d	Distancia entre capas $[m]$
d_g	Distancia del gap $[mm]$
E	Campo eléctrico $[kV/mm]$
E_c	Esfuerzo dieléctrico calculado $[MV/m]$
E_{ac}	Campo eléctrico a frecuencia nominal $[kV/mm]$
E_{imp}	Campo eléctrico a tensión de impulso $[kV/mm]$
E_r	Rigidez dieléctrica de referencia $[MV/m]$
ℓ	Elemento triangular
F	Vector de fuentes
$F(s)$	Transformada de Laplace
f^e	Vector de fuentes externas del sistema
$f(\bullet)$	Función analítica
f_n	Frecuencia nominal $[Hz]$
f_p	Frecuencia de prueba $[Hz]$
G	Matriz de conductancias $[siemens]$
H	Intensidad de campo magnético $[A/m]$
h_0	Humedad absoluta $[g/m^3]$
I	Vector de corriente $[A]$
I	Corriente de excitación $[A]$
I_i, I_j	Corriente de excitación de cada uno de los conductores $[A]$
$I(z, s)$	Corriente en el punto z del devanado $[A]$

J	Densidad de corriente eléctrica $\left[\frac{A}{m^2} \right]$
\mathbf{K}	Matriz ensamblada
$\mathbf{\kappa}^e$	Matriz de rigidez local
L	Inductancia serie del devanado $\left[\frac{H}{m} \right]$
L_{ii}, L_{jj}	Inductancias que corresponden a las vueltas excitadas
\mathbf{M}	Matriz de eigenvectores
$\max(ED_{ij})$	Estrés dieléctrico máximo entre vueltas $\left[\frac{V}{m} \right]$
$\min(d_{ij})$	Distancia mínima entre vueltas i y j $[m]$
N	Número de muestras
N_i	Funciones de interpolación o de forma
R	Resistencia $[\Omega]$
R_g	Pérdidas de C_g $[\Omega]$
R_s	Pérdidas de C_s $[\Omega]$
T	Periodo de observación
t	Tiempo de duración de la prueba $[s]$
t_o	Temperatura $[^\circ C]$
$\tan(\delta)$	Tangente de pérdidas o factor de disipación
\mathbf{V}	Vector de voltaje $[V]$
V	Tensión aplicada $[V]$
V_e	Potencial escalar eléctrico
V_{e1}, V_{e2}, V_{e3}	Potencial en los nodos 1, 2 y 3 respectivamente
\mathbf{V}_f	Voltaje en el dominio de fase $[V]$
\mathbf{V}_g	Vector de potencial sobre los nodos del sistema $[V]$
V_{imp}	Voltaje de onda de impulso atmosférico $[V]$
V_i, V_j	Tensiones de las vueltas i y j $[V]$
\mathbf{V}_m	Vector de voltajes modales $[V]$
$V(z, s)$	Tensión en el punto z del devanado $[V]$
W_a	Energía total del sistema (cuasi – estacionario magnético) $[J]$
W_e	Energía total del sistema (electrostático) $[J]$
W_{ij}	Energía total del arreglo con dos espiras excitadas a la vez $[J]$
\mathbf{Y}	Matriz de admitancias $[siemens]$
Y	Admitancia en derivación $[siemens]$
\mathbf{Y}_0	Matriz de admitancias características $[siemens]$
Y_0	Admitancia característica $[siemens]$
\mathbf{Z}	Matriz de impedancias $[\Omega]$

Z	Impedancia serie $[\Omega]$
Z_0	Impedancia característica $[\Omega]$
γ	Constante de propagación
ρ	Densidad de carga $[C/m^2]$
ρ_c	Resistividad del conductor $[\Omega.m]$
β_i	Constante de fase del i-esimo modo
ϵ	Permitividad relativa
ϵ_0	Permitividad del vacío $[F/m]$
λ	Matriz de eigenvalores
λ_i	i-ésimo eigenvalor
α	Constante de distribución del potencial
α_i	Constante de atenuación del i-esimo modo
α_1	Constante de tiempo del frente de la onda de impulso atmosférico.
α_2	Constante de tiempo de la cola de la onda de Impulso atmosférico
Γ	Matriz de vectores propios o eigenvectores
σ	Conductividad del material $[\Omega^{-1}.m]$
σ_c	Conductividad del conductor del devanado $[\Omega^{-1}.m]$
$\sigma(\omega)$	Función ventana
Ω	Frecuencia máxima de estudio
μ_0	Permeabilidad del vacío $[H/m]$
μ_c	Permeabilidad del conductor del devanado $[H/m]$
δ	Profundidad de penetración
ω	Frecuencia angular $[rad/s]$
Ψ	Matriz diagonalizable
Δt	Paso de discretización de f(t) $[t]$
$\Delta\omega$	Paso de discretización del espectro
Δz	Segmento diferencial
∇	Operador del gradiente
∇^2	Operador Laplaciano

Capítulo 1.

Introducción

1.1 Antecedentes

La energía eléctrica es primordial para el desarrollo económico de los países. Para lograr que la energía llegue a los centros de consumo de los puntos de generación y con los niveles de tensión requeridos para su utilización, es necesario el uso de los transformadores eléctricos.

La invención de los transformadores data del año 1884 y su funcionamiento se basa en el fenómeno de inducción electromagnética descubierto por Michael Faraday en 1831; él demostró que una corriente eléctrica puede ser inducida en un circuito si el flujo magnético encerrado en un circuito cambia en el tiempo.

Para entender de manera más sencilla el funcionamiento del transformador se considera el transformador más simple, con un núcleo de aire tal como se muestra en la figura 1.1.

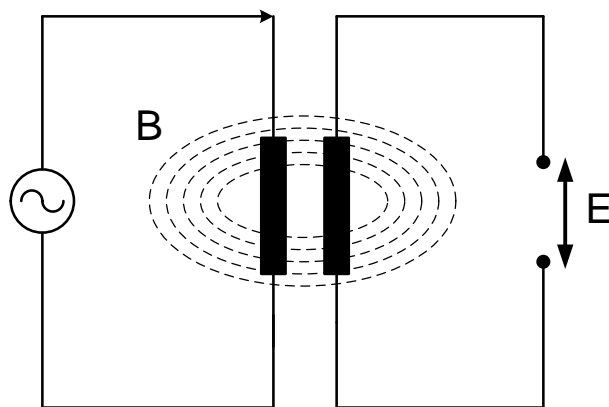


Fig. 1.1 Transformador eléctrico simple con núcleo de aire.

En la figura 1.1 se observa que cuando en un conductor circula una corriente eléctrica y se acerca a otro conductor, el flujo magnético (B) que se genera en el primer conductor se enlaza con el otro conductor y se induce una tensión, (E).

En un transformador real, el núcleo es de un material magnético de alta permeabilidad y rodea ambos devanados del transformador, como se muestra en la figura 1.2. Con esto se logra aumentar la eficiencia ya que el flujo magnético tiene una trayectoria definida para enlazar ambos devanados.

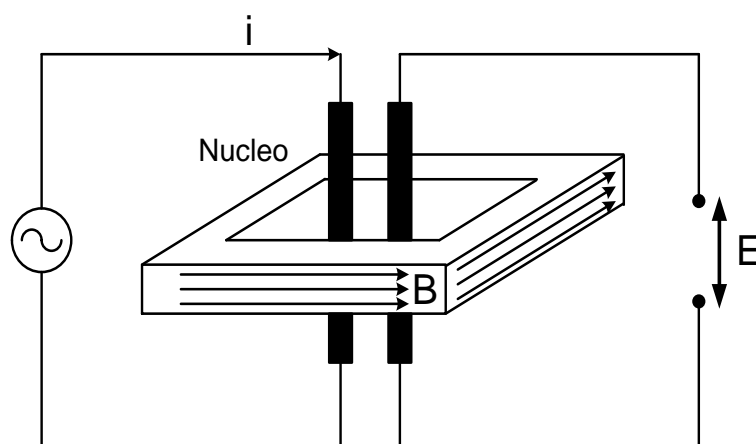


Fig. 1.2 Transformador eléctrico simple con núcleo ferromagnético.

La selección de un transformador depende de la actividad que realiza, ya sea elevar o disminuir la tensión en el sistema, entre otras consideraciones. El transformador debe mantenerse en buenas condiciones para evitar apagones o suspensiones en el servicio eléctrico.

El transformador es un dispositivo esencial en cualquier sistema eléctrico de potencia para la transmisión y distribución de la electricidad. Debido a su importancia, se continúa realizando investigación sobre transformadores, siendo el diseño del sistema dieléctrico uno de los temas más importantes para mejorar el desempeño de los transformadores. Esto se debe a que la vida útil del transformador depende directamente del estado de las distintas partes de su sistema de aislamiento.

Las sobretensiones transitorias rápidas y muy rápidas son la causa principal de que un transformador salga de servicio [1] y la principal causa del daño del sistema de aislamiento.

Un transitorio electromagnético se define como la interacción entre la energía magnética almacenada en los inductores y la energía eléctrica almacenada en los capacitores. Dado que estos fenómenos son de naturaleza oscilatoria el CIGRE clasifica los transitorios electromagnéticos de acuerdo a rangos de frecuencias, como se muestra en tabla 1.1.

Tabla 1.1 Clasificación de transitorios electromagnéticos.

Grupo	Rango de Frecuencias	Característica del fenómeno	Tipo de Transitorio
I	0.1 Hz – 3 kHz	Oscilaciones de baja frecuencia	Temporales: Energización de transformadores, ferorrresonancia, rechazo de carga
II	50/60 Hz – 20 kHz	Frente de onda lento	Maniobra: Energización de líneas, inicio y liberación de fallas, recierre de línea
III	10 kHz – 3 MHz	Frente de onda rápido	Descarga Atmosférica, fallas en subestaciones
IV	100 kHz – 50 MHz	Frente de onda muy rápido	Maniobras y fallas en Subestaciones Aisladas en Gas (GIS)

Hoy en día los trabajos de investigación sobre el diseño dieléctrico, presentan nuevos métodos para modelar el comportamiento de los devanados durante una sobretensión transitoria [2, 3, 4]. Además, estas nuevas herramientas permiten obtener información sobre la distribución del potencial a lo largo del devanado que puede ser utilizada para que el diseño del aislamiento soporte estos fenómenos [5].

1.2 Planteamiento del problema

En México, como en cualquier otro país, la energía eléctrica llega a nuestros hogares por medio de una red eléctrica que se encarga de transportar y convertir energía.

Una red eléctrica o sistema eléctrico de potencia se compone de tres partes principales: las centrales generadoras, las líneas de transmisión y las redes de distribución. Las líneas de transmisión constituyen los eslabones de conexión entre las centrales generadoras y las redes de distribución [6].

Sin embargo, para que la energía eléctrica llegue a los usuarios debe de pasar por diferentes etapas de transformación, puesto que se transporta distancias muy largas para distribuirla y finalmente para el uso del consumidor. Esta transformación se realiza a través de transformadores.

Los transformadores, como cualquier otro equipo que conforme el sistema eléctrico de potencia, deben ser sometidos a diferentes pruebas antes de ponerlos en operación, para garantizar su confiabilidad. Sin embargo, las fallas aparecen sin previo aviso; estas fallas pueden ser generadas por fuentes externas tales como descargas atmosféricas o por fuentes internas, es decir, que ocurren dentro del sistema eléctrico de potencia como la apertura o el cierre de interruptores, cortocircuitos etc. Estos fenómenos producen ondas de sobretensión o sobrecorriente en el sistema las cuales viajan a lo largo de las líneas de transmisión y llegan a los transformadores sometiéndolos a grandes esfuerzos eléctricos, mecánicos y térmicos, que pueden producir la falla del transformador o en el mejor de los casos acelerar el proceso de degradación del sistema de aislamiento. La degradación evoluciona gradualmente hasta que se presenta un daño irreversible, poniendo en riesgo la seguridad del transformador y de los equipos que lo rodean.

Los gastos que se generan cuando un transformador sale de operación no sólo incluyen el costo del equipo mismo sino también el relacionado con el corte del suministro de energía, así como del otro equipo que llegue a dañar.

De acuerdo con un estudio realizado a transformadores de potencia instalados en todo el mundo [7] indica que el principal motivo de falla en transformadores se debe a fallas en el sistema de aislamiento en devanados aproximadamente el 26%.

Una de las principales fallas que ocurren dentro del sistema de aislamiento en devanados se presenta entre espiras [8], ya que los esfuerzos que se alcanzan durante una sobretensión son muy altos estresando los materiales aislantes.

En los equipos eléctricos los esfuerzos que se presentan entre espiras por sobretensiones son debidos a los siguientes factores [9]:

- a) Los equipos se han construido más compactos.
- b) La inclusión de interruptores al vacío en el sistema eléctrico, ya que durante su apertura o cierre son fuentes de sobretensiones de frente rápido.
- c) El uso de cables con pérdidas bajas evita que la onda producida por una falla sea atenuada.

Por lo anterior, es necesario que el diseño de aislamiento se haga de forma precisa, para que soporte cualquier eventualidad que se presente durante su operación sin que se sobrepasen los valores admisibles de diseño y por lo tanto no sufra daño alguno.

El diseño de aislamiento se basa en un estudio de transitorios electromagnéticos, para conocer el comportamiento del sistema de aislamiento bajo condiciones extremas y de esta forma obtener valores confiables de los esfuerzos eléctricos a los que estará sometido.

En esta tesis, se realizó un programa para el diseño dieléctrico de un transformador, aplicando el método de elemento finito para la obtención de los parámetros eléctricos del transformador, el modelo de línea multiconductora en el dominio de la frecuencia para el modelado del devanado del transformador, y la transformada numérica de Laplace para obtener la respuesta en tiempo del transformador; cada uno de estos métodos y modelos se explicarán con detalle a lo largo del texto.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Desarrollar un programa para el diseño dieléctrico de transformadores mediante el uso de diferentes técnicas computacionales.

1.3.1 Objetivos Específicos

- Calcular los parámetros eléctricos para el diseño dieléctrico de un transformador, mediante el Método de Elemento Finito.
- Calcular los valores de los esfuerzos dieléctricos en el devanado de alta tensión de un transformador a través de un programa realizado en MATLAB® mediante el método de Zig-Zag.
- Obtener las dimensiones del sistema dieléctrico un transformador que sean capaces de soportar la prueba de impulso por descarga atmosférica.

1.4 Justificación

Aunque el sistema eléctrico de potencia se diseñe de acuerdo con los parámetros establecidos en los estándares internacionales y con materiales de alta calidad, siempre se presentarán contingencias durante su operación; estos eventos llevan a desgastes en los materiales del aislamiento.

Cuando se presenta un transitorio electromagnético los materiales aislantes están sometidos a grandes esfuerzos eléctricos, mecánicos, y magnéticos. Para lograr simular adecuadamente estas condiciones el diseño de aislamiento se realiza considerando el caso más severo, que para la mayoría de los transformadores de potencia y de distribución corresponde al impulso por descarga atmosférica.

En este trabajo se recurre al método de elemento finito a través de un software comercial (COMSOL Multiphysics®), mediante el cual se obtienen los parámetros eléctricos del transformador. Dado que el modelo requerido para este trabajo es un modelo detallado (por vuelta del transformador), el cálculo de parámetros eléctricos se realiza en forma matricial. La formación de estas matrices se realiza mediante una interfaz entre COMSOL Multiphysics® y un algoritmo de MATLAB® que calcula cada uno de los elementos de la matriz correspondiente. Los parámetros se emplean en un modelo para simulación de transitorios rápidos, mediante el cual se obtiene la respuesta al impulso atmosférico del devanado del transformador. Finalmente, el esfuerzo eléctrico entre vueltas del transformador se calcula a partir de las tensiones calculadas en cada vuelta y las dimensiones físicas del devanado.

1.5 Estado del Arte

Como se mencionó en párrafos anteriores una de las fallas más comunes en los transformadores suceden en el sistema de aislamiento de los devanados, por esta razón el diseño de aislamiento se ha convertido en un tema de interés para investigadores de todo el mundo.

Para el diseño del aislamiento se han utilizado modelos para transitorios electromagnéticos de alta frecuencia, con representaciones de parámetros concentrados o distribuidos, dependiendo de las consideraciones que se establezcan como la propagación y distribución de la onda a lo largo del devanado. De acuerdo con estas consideraciones se han desarrollado diferentes modelos para representar el comportamiento del transformador.

En 1919 Blume y Boyajian [10] presentan un modelo que incluye elementos capacitivos e inductivos, aplicado a dos casos de transformadores con neutro aterrizado y aislado. El modelo no incluye pérdidas de energía. Sus resultados fueron comparados con pruebas de laboratorio.

En 1922 Murray Weed [11] presenta un trabajo para determinar la distribución interna de tensiones ocasionada por oscilaciones internas o por cambios bruscos de tensión.

Señala que el incremento en el aislamiento incrementa las tensiones transitorias, debido a que se modifica el valor de la capacitancia.

En 1932 Palueff y Hagenguth [12] presentaron un trabajo en el cual muestran los efectos de las sobretensiones tanto del lado de alta como de baja tensión y que esta tensión está formada por cuatro componentes: la primera es en el momento del impacto de la descarga atmosférica se produce una tensión electrostática que depende de la distribución de la capacitancia; la segunda se presentan oscilaciones en el devanado de alta tensión; tercera, se presentan oscilaciones en el devanado de baja tensión y cuarta se refiere a la inducción electromagnética.

En 1953 Abetti [13] explica que para diseñar correctamente el aislamiento, es necesario conocer dos cosas: la tensión (como una función del tiempo) que aparece a través del aislamiento, y el esfuerzo del aislamiento para la forma de onda de tensión en particular.

En 1964 Stain [14] propone un modelo capacitivo para calcular la distribución inicial de tensión, considerando únicamente la influencia del campo eléctrico, por lo tanto su modelo es válido para periodos muy cortos de tiempo.

En 1978 Miki et al. [15] proponen un modelo de parámetros concentrados aplicable en transformadores tipo disco y capa, para calcular la distribución de sobretensiones y la transferencia entre los devanados de alta y baja tensión, y concluyen que la respuesta de los devanados es la misma si se considera o no la influencia del núcleo.

En 1989 Guardado [16], propuso el uso de la teoría de la línea de transmisión multiconductora y el análisis modal, a través del método de zig-zag. Este modelo fue propuesto inicialmente para motores de inducción [17, 18].

En 1990 Honorati y Santini [19] implementaron un nuevo modelo de parámetros concentrados para representar el devanado de un transformador ante una sobretensión transitoria y lo hacen a partir de dos redes, una red capacitiva y una red inductiva, las cuales representan a los campos eléctricos y magnéticos que se presentan en un devanado, respectivamente. Este tipo de modelo no considera las inductancias mutuas entre devanados ni entre vueltas del devanado pero si considera las pérdidas óhmicas del devanado.

En el año de 1992 Wilcox [20] utilizó el análisis modal modificado como una nueva forma para modelar el devanado de un transformador bajo la presencia de sobretensiones transitorias. El modelo que desarrolló considera la penetración del flujo

en el núcleo y la dependencia frecuencial de los parámetros inductivos y resistivos, comparando los resultados calculados con los de pruebas de laboratorio.

En 1994, de Leon y Semlyen [21] presentaron un modelo que consiste de un conjunto de ecuaciones de estado, que se resuelven por la regla de integración trapezoidal, para obtener un circuito equivalente de Norton para las terminales del transformador. También se incluyen circuitos equivalentes con dependencia frecuencial para representar las pérdidas por corrientes eddy en el núcleo y el devanado.

Shibuya, et al. [22] utilizaron en 1997 un modelo híbrido para analizar las oscilaciones de tensión que se presentan en el devanado de un transformador ante una sobretensión transitoria muy rápida. El modelo se basa en la teoría de la línea de transmisión monofásica y multiconductora para que se puedan observar las oscilaciones en el devanado, en donde cada una de las vueltas representa una línea de transmisión, uniendo el final de cada vuelta al inicio de la siguiente vuelta. El modelo se realiza en el dominio de la frecuencia.

En 1998 Gustavsen [23] presenta un trabajo de investigación en el cual emplea una nueva metodología para modelar un transformador bajo condiciones de sobretensiones transitorias. El modelo es de parámetros concentrados, se basa en mediciones terminales y cálculos para obtener una relación entre corriente/voltaje en el dominio de la frecuencia. Esta respuesta se aproxima a través de fracciones parciales usando el método del vector fitting. Su modelo desprecia pérdidas por histéresis y efectos de saturación en el núcleo.

En el 2001 Popov [3] desarrolló un algoritmo para calcular la distribución del potencial a lo largo del devanado durante una sobretensión transitoria, el cual utiliza el método de la línea de transmisión monofásica y multiconductora, conocido como modelo híbrido. Este modelo se resuelve en el dominio de la frecuencia ya que algunos parámetros de la línea como la resistencia y la inductancia son dependientes de la frecuencia.

En ese mismo año Alfuhaid [24] presentó un modelo de parámetros distribuidos en el dominio de Laplace para calcular la respuesta en frecuencia de un transformador de dos devanados. Su modelo considera los acoplamientos inductivos y capacitivos entre devanados pero no considera los acoplamientos inductivos entre vueltas del devanado.

En el 2003 Quiñones [25] desarrolló un modelo que se basa en el modelo de zig-zag, el cual a través de la obtención de equivalentes de Norton o Thevenin en las fronteras

de cada una de las fases forma una matriz de admitancias y a partir del método de las características da solución al sistema de ecuaciones que se forman, obteniendo valores de tensión y de corriente.

En el 2004 Gustavsen [26] propuso un modelo de caja negra para calcular transitorios electromagnéticos en sistemas eléctricos de potencia; este tipo de modelos se utilizan cuando no se requiere información de esfuerzos internos en el devanado. El análisis se realiza en el dominio de la frecuencia a partir de la matriz de admitancia, la cual relaciona los valores de tensión y corriente en las terminales de un transformador.

En el 2005 Ragavan [27] utilizó el análisis de espacio de estados, a través de una función de transferencia para representar el comportamiento de un transformador cuando se presenta una sobretensión transitoria. Esta función de transferencia la obtiene de un circuito eléctrico que considera el acoplamiento entre vueltas del devanado primario y secundario y entre estos.

En el 2006 Liang, et al. [28] presentaron un trabajo en el cual utilizan la teoría de la línea de transmisión multiconductora para representar el fenómeno electromagnético que se presenta en el devanado de un transformador al momento de una sobretensión muy rápida, y proponen un modelo de una sola entrada con varias salidas y calculan la función de transferencia del transformador. Este modelo calcula valores de tensión en cada una de las vueltas. Para realizar el cambio al dominio del tiempo utilizan el método de la convolución y el vector fitting.

1.6 Alcances

- Se realiza una simulación en 2 dimensiones en COMSOL Multiphysics® del modelo del transformador que permite calcular la energía total del sistema y a través de una interfaz con MATLAB® realizar el cálculo de los parámetros eléctricos del transformador.
- Se obtienen los valores de tensiones transitorias a lo largo del devanado y los esfuerzos dieléctricos entre vueltas a través de un modelo de parámetros de distribuidos.
- Se obtienen las dimensiones del aislamiento devanado de alta tensión que son capaces de soportar la prueba de impulso atmosférico.

1.7 Aportaciones

- Se obtiene un programa para el cálculo de parámetros eléctricos del devanado de un transformador a través de simulaciones electromagnéticas, empleando una interfaz entre el Método de Elemento Finito (COMSOL Multiphysics®) y MATLAB®.
- Se obtiene un programa para el diseño dieléctrico de un transformador, el cual es capaz de aplicar una onda de impulso atmosférico para probar que el devanado de alta tensión del transformador soporta dicha prueba.
- Se obtienen las dimensiones dieléctricas adecuadas de un devanado de alta tensión que soporta la prueba de impulso atmosférico.

1.8 Estructura de la tesis

Este trabajo de tesis está dividido en 5 capítulos y se describen a continuación:

En el Capítulo 1 se plantea el problema a resolver, el objetivo que se quiere alcanzar con este trabajo de tesis así como la justificación y antecedentes; también se presentan trabajos anteriores, alcances y aportaciones.

En el Capítulo 2 se presentan definiciones para comprender la importancia del sistema de aislamiento de transformadores, se describen sus características, composición, los diferentes tipos de aislamiento así como las formas más importantes de contaminación, construcción y las consecuencias en el funcionamiento de transformadores.

En el Capítulo 3 se describen los tipos de modelos matemáticos que se utilizan para representar a un transformador, además se describe el modelo que se analizó en este trabajo de tesis, tanto para el cálculo de parámetros como para el cálculo de esfuerzos dieléctricos.

En el Capítulo 4 se presenta de forma detallada el cálculo de esfuerzos dieléctricos, así como la prueba de impulso que el transformador debe soportar para que el diseño dieléctrico propuesto sea el adecuado. También se presentan los resultados de las simulaciones.

En el Capítulo 5 se presentan las conclusiones obtenidas de este trabajo de tesis, así como las recomendaciones para trabajos futuros.

Capítulo 2.

Generalidades Sobre el Diseño del Aislamiento de Transformadores

2.1 Introducción

En el diseño de cualquier máquina es necesario conocer las propiedades térmicas, electromagnéticas, químicas, mecánicas, etc. de los materiales para seleccionar el más adecuado para la actividad que va a desempeñar. En el caso específico de los transformadores están compuestos básicamente de dos tipos de materiales; los conductores y los aislantes.

A diferencia de los materiales conductores, los materiales aislantes tienen un comportamiento irregular difícil de evaluar, se deterioran rápidamente bajo ciertas condiciones eléctricas y mecánicas; y lo más importante es que la vida del transformador depende casi totalmente del daño que reciben los materiales aislantes durante su operación [29].

Para un buen diseño de aislamiento, además de tener un amplio conocimiento sobre materiales, la calidad y la cantidad de material que se va a utilizar son aspectos importantes que se deben considerar debido a que esto se refleja en los costos de producción y confiabilidad.

Para garantizar el buen funcionamiento del sistema de aislamiento, así como la calidad de los materiales, los transformadores son sometidos a diferentes pruebas de laboratorio normalizadas para asegurar que soportarán cualquier eventualidad a la que sean sometidos durante su permanencia en el sistema eléctrico de potencia.

En este capítulo se presentan definiciones y clasificaciones del sistema de aislamiento utilizado en transformadores así como de los materiales que se emplean para formarlos. Además, se describen los factores que dañan al material y sus consecuencias.

Por último se explican las pruebas a las que se somete el sistema de aislamiento antes de ponerlo en operación.

2.2 Clasificación del aislamiento

En la literatura existen numerosas clasificaciones del sistema de aislamiento de un transformador. En este trabajo la clasificación que se considera es con respecto al tipo de materiales que lo conforman; por lo tanto la clasificación es la siguiente [29]:

- 1) Aislamiento Líquido
- 2) Aislamiento Sólido
 - a) Primario
 - b) Secundario

A continuación se describen estos dos tipos de materiales aislantes.

1) Aislamiento líquido

El aceite es el elemento principal de este tipo de aislamiento y es básico para el funcionamiento de un transformador, ya que actúa como aislante y como agente refrigerante [30].

Existen aceites orgánicos e inorgánicos; los más utilizados en equipo de potencia son los aceites orgánicos [31]. Estos aceites son de naturaleza mineral, lo que significa que son una mezcla de hidrocarburos que presenta ciertas impurezas en su composición. Debido a lo anterior, existen normas para establecer los valores permitidos para el uso de este tipo de aceites. La Tabla 2.1 muestra los valores que deben presentar los transformadores nuevos de acuerdo a lo establecido en normas internacionales [32].

Tabla 2.1 Características eléctricas del aceite [32].

Propiedades	Capacidad del transformador		
	<72.5 kV	72.5 – 170 kV	>170 kV
Color			
Contenido de agua (mg/kg) o (ppm)		Max 15	Max 10
Tensión superficial (mN/m)	Min 35	Min 35	Min 35
Tangente de pérdidas a 90°C	Max 0.015	Max 0.015	Max 0.010
Resistividad a 90°C (GΩ-m)	Min 60	Min 60	Min 60
Tensión de ruptura(kV)	Min 40	Min 50	Min 60

Para lograr estas características el aceite es sometido a diferentes procesos químicos, diferentes etapas de filtración y en ocasiones se agregan algunos aditivos para mejorar sus propiedades físicas y químicas.

2) Aislamiento Sólido

Los materiales sólidos que forman el sistema de aislamiento de un transformador proporcionan un soporte para las partes conductoras y al mismo tiempo se encargan de aislar a los conductores [33]. Además, tienen una rigidez dieléctrica mucho mayor que la del aislamiento líquido.

Los materiales más utilizados son: estructuras de papel laminado, cartón, barnices, y varios tipos de papeles. También se utilizan algunos líquidos para impregnar el papel como aceites minerales y algunos líquidos sintéticos y en algunos transformadores se utilizan gases como aire.

Los materiales deben ser capaces de soportar cualquier sobretensión que se presente y los esfuerzos a los que esté sometido durante su tiempo de operación.

Existen diferentes tipos de papel que se utilizan para actividades eléctricas como el papel kraft, el cartón prensado (pressboard), papel manila etc., pero cualquiera que sea el tipo de papel o cartón su composición principal es la celulosa. Se recurre a este tipo de material para el aislamiento por sus características eléctricas; en la tabla 2.2 se muestran algunas características eléctricas del papel seco [29].

Tabla 2.2 Características eléctricas del papel seco.

Propiedad	Valor
Resistencia dieléctrica (kV/cm)	100 – 150
Permitividad relativa	1.5 – 3.5
Tangente de pérdidas	0.003 – 0.004
Resistividad (ohm)	10 ¹⁵ – 10 ¹⁷

El uso de algunos líquidos en el aislamiento sólido (papel y/o cartón), se debe a que por naturaleza son materiales porosos y mejoran sus propiedades eléctricas como la rigidez dieléctrica y la permitividad.

El sistema de aislamiento sólido se puede dividir en primario y secundario.

El aislamiento primario está formado por:

- Aislamiento entre devanados

- Aislamiento entre el devanado y el yugo
- Aislamiento entre los conductores de alta tensión y tierra

El aislamiento secundario básicamente se forma por:

- Aislamiento entre vueltas
- Aislamiento dentro del devanado
- Aislamiento entre discos

2.3 Factores que deterioran el aislamiento de transformador

Los materiales que componen el sistema de aislamiento de un transformador se deterioran principalmente por humedad, gases disueltos, alta temperatura y partículas contaminantes que se generan de forma externa o interna al transformador.

1) Aislamiento líquido

El aceite es un elemento importante para la operación adecuada del transformador; sin embargo, existen factores que alteran sus propiedades aislantes, tales como la humedad.

La humedad en el aceite puede presentarse de diversas formas; a través de la naturaleza por el mal manejo o mal almacenamiento del aceite, por la degradación de la celulosa, porosidad y por el ajuste incorrecto de los elementos de sujeción. La presencia de humedad se refleja en la disminución de la rigidez dieléctrica y de la resistividad por lo que lleva a un aumento del factor de pérdidas [34].

Si la presencia de humedad por si sola resulta peligrosa, el problema se agrava si el aceite contiene partículas extrañas como fibras de papel o hilo. Si estas fibras toman la misma dirección del campo eléctrico se convierten en puentes conductores entre partes de diferente potencial, resultando en rupturas eléctricas que ponen en riesgo al transformador [34].

La contaminación del aceite también puede tener un origen interno, cuando se presentan fallas que generan altas temperaturas, arcos eléctricos, etc. Estos fenómenos producen ciertos gases, siendo los más comunes: hidrógeno, nitrógeno, oxígeno, monóxido de carbono (CO), dióxido de carbono (CO₂), metano, etano, etileno y acetileno.

Si tenemos que durante su operación, un transformador está expuesto a diferentes fallas, la acumulación de gases se hace evidente, provocando un envejecimiento

prematureo en los materiales aislantes. Este proceso de envejecimiento puede crear lodos, empeorando las características aislantes y refrigerantes, y afectando el desempeño del transformador.

La adecuada conservación del aceite implica evitar sobrecargas fuertes o prolongadas, ya que, una sobrecarga provoca cambios en la temperatura del transformador, desarrolla la presencia de pequeñas burbujas de gas disminuyendo la rigidez dieléctrica, además de propiciar una expansión en el aceite provocando derrames, que en ocasiones termina con la explosión de los transformadores. También es importante evitar que los desecadores se saturen, refrigeraciones inadecuadas así como temperaturas ambientales excesivas y cantidades de refrigerante insuficientes [30].

2) Aislamiento sólido

Las propiedades mecánicas y eléctricas que debe tener el aislamiento sólido de un transformador se ven afectadas principalmente por la humedad, los cambios bruscos de temperatura y el oxígeno.

La humedad se obtiene por absorción de vapor de agua y mediante el proceso de envejecimiento de la celulosa ya que produce agua, por lo que la presencia de humedad es inevitable. Por esta razón en el momento de construcción del transformador el papel es sometido a varias etapas de secado y se somete a vacío para después ser impregnado con aceite o con algún líquido.

Los principales daños que sufre el sistema de aislamiento con la presencia de humedad son envejecimiento prematuro de los materiales, disminución de la rigidez dieléctrica, aumento en la conductividad y el factor de pérdidas.

Con todas estas propiedades eléctricas alteradas se pueden presentar problemas graves como la aparición de descargas parciales con potenciales más bajos, así como problemas de calentamiento en el transformador.

El problema empeora cuando se presentan cambios de temperatura, los cuales se deben generalmente a sobrecargas, descargas atmosféricas, en el momento de arranque, cortocircuitos, en la apertura y cierre de interruptores, etc, ya que afectan de forma directa las propiedades mecánicas del aislamiento del conductor. Por ejemplo, si la temperatura del transformador se eleva hasta un punto en el cual el agua alcance su punto de ebullición, el aislamiento comienza a degradarse y a disminuir su rigidez dieléctrica [35].

Durante los cambios de temperatura se pierde un estado de equilibrio entre el aceite, el papel y el agua, ya que los valores de conductividad de los materiales aislantes sólidos y líquidos cambian con respecto a la temperatura. Cuando la temperatura se eleva la humedad se concentra en el aceite aumentando su conductividad y disminuyendo la conductividad en el papel; por el contrario si la temperatura disminuye la humedad se concentra en el papel disminuyendo la conductividad en el aceite [36].

Estas condiciones disminuyen la vida útil del transformador y lo vuelven vulnerable ante eventos imprevistos, por lo cual es necesario examinar continuamente la cantidad de humedad que tiene el transformador.

Como se mencionó anteriormente, el oxígeno es otro factor que deteriora los materiales pero de menor importancia que los dos anteriores. Según pruebas de laboratorio la presencia de oxígeno duplicará la velocidad de deterioro de los materiales aislantes.

2.4 Pruebas dieléctricas a transformadores

Las pruebas que se le realizan al sistema de aislamiento de un transformador son para asegurar que el diseño y la construcción de un transformador son seguros y confiables, así como para probar que los materiales son de buena calidad.

Las pruebas que definen al sistema de aislamiento son las siguientes [29]:

- 1) Prueba de potencial aplicado
- 2) Prueba de potencial inducido
- 3) Prueba al impulso
 - a) Por descarga atmosférica
 - b) Por maniobra

A continuación se describen estas pruebas

1) Prueba de potencial aplicado

Esta prueba se realiza para verificar los valores de rigidez dieléctrica del aislamiento sólido, es decir, el aislamiento primario o secundario del devanado. El valor de tensión que se aplica está en función del nivel de aislamiento y siempre será mayor que el voltaje de operación.

El objetivo de examinar el aislamiento primario es probar que soporta sobretensiones debidas a inestabilidades en el sistema, malos funcionamientos, errores de operación

y eventos transitorios. Esta prueba consiste en conectar una fuente de tensión externa al devanado del transformador, a su frecuencia nominal o al menos 80% de esta; las fases del devanado que se está probando se colocan en cortocircuito para que estén al mismo potencial. Los devanados no probados y el tanque son conectados a tierra.

Los transformadores deben soportar la prueba de tensión aplicada durante 1 minuto en los niveles indicados en la tabla 2.3 [37]:

Tabla 2.3 Niveles de aislamiento mínimo en el neutro.

Tensión Nominal del sistema (kV)	Nivel de prueba de baja frecuencia (60Hz)
15 y menor	34
25	50
34.5	70
46	95
69	140

El circuito de conexión de esta prueba se muestra en la figura 2.1.

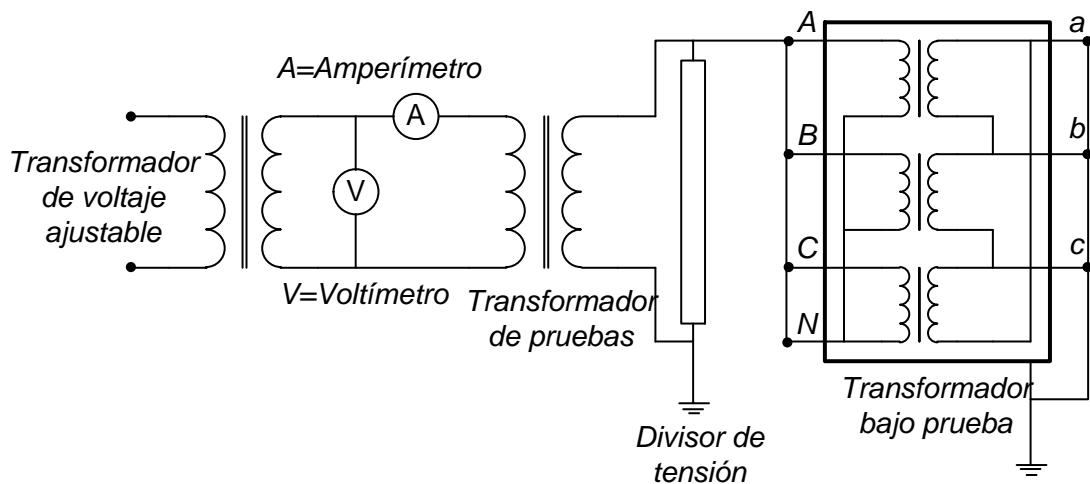


Fig. 2.1 Diagrama de conexión de la prueba de tensión aplicada [38].

2) Prueba de potencial inducido

Esta prueba se utiliza para verificar la calidad del aislamiento secundario. La prueba consiste en inducir una sobretensión (generalmente en el lado de baja tensión) en el devanado no mayor al doble del voltaje nominal a través de un generador. El valor de la frecuencia debe ser alto, de al menos 7200 ciclos/seg, para evitar la saturación del núcleo.

El tiempo de duración de la prueba está relacionado con el valor de frecuencia y está definido por la ecuación 2.1:

$$t = 120 \frac{f_n}{f_p} \quad (2.1)$$

donde:

f_n = es la frecuencia nominal

f_p = es la frecuencia de prueba

Sin embargo, el tiempo de duración de la prueba nunca debe ser menor de 15 segundos.

El diagrama de conexión se muestra en la figura 2.2:

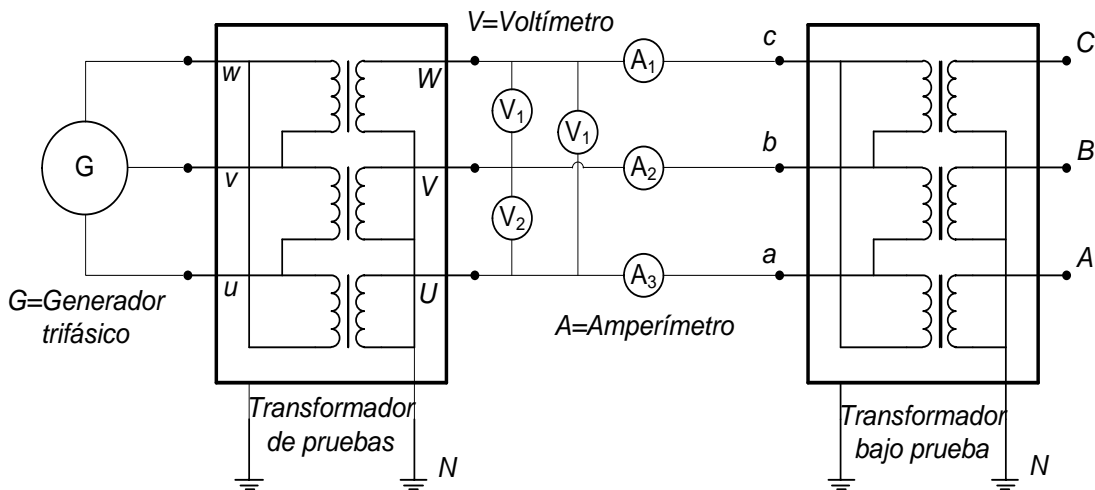


Fig. 2.2 Diagrama de conexión de la prueba de potencial inducido [38].

3) Prueba de impulso

De acuerdo con lo establecido en la norma mexicana [39], la prueba de impulso por descarga atmosférica se debe hacer en transformadores prototipo estando el transformador sin operar, mientras que las de tensión de impulso por maniobra se deben realizar únicamente cuando así se especifique por el comprador.

a) Impulso por descarga atmosférica

La mayoría de las fallas en los devanados generan calor debido a la corriente que circula durante un cortocircuito, deteriorando el aislamiento.

Para verificar que el sistema de aislamiento de un transformador se encuentra en buenas condiciones se recurre a la prueba de impulso por descarga atmosférica, la cual permite examinar el aislamiento a tierra, el aislamiento entre vueltas, entre bobinas y entre fases en transformadores por debajo de 300 kV.

Se ha concluido que los disturbios en el sistema a causa de una descarga atmosférica se presentan por tres formas de onda básicas: ondas plenas, ondas de cola cortada y ondas de frente cortado. Al definir la amplitud y la forma de onda es posible establecer una mínima rigidez dieléctrica al impulso que el transformador debe cumplir [40].

La prueba consiste en simular sobretensiones de frente rápido, es decir, una onda que se eleva desde cero hasta un valor pico en $1.2 \mu\text{s}$ (frente de onda) y decae a su valor medio en $50 \mu\text{s}$ (cola de la onda); estos valores se pueden observar en la figura 2.3.

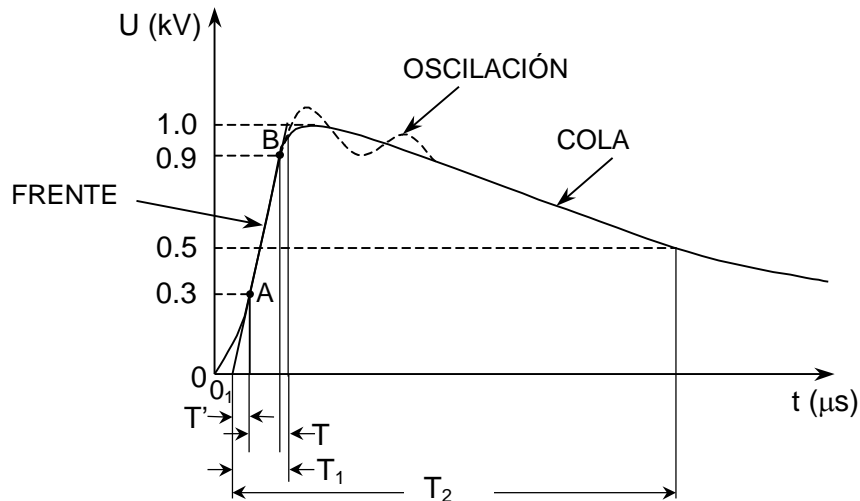


Fig. 2.3 Onda de impulso por descarga atmosférica.

En las pruebas de aceptación¹ a transformadores se aplica una onda completa a tensión reducida (entre 50% y 70%), dos ondas recortadas que tienen que ser 15% mayores que la onda plena y una onda a tensión plena [39]. La polaridad de la onda va a ser negativa si el transformador es en aceite y positiva si es seco o con otro aislante líquido.

Las ondas son producidas por un generador de impulsos, el cual se conecta a la fase del transformador que se esté probando, mientras que las demás fases se encuentran

¹Pruebas de aceptación: Son aquellas pruebas que demuestran, a satisfacción del comprador, que el transformador cumple con la especificación.

conectadas a tierra (para un transformador trifásico). El devanado que no se esté probando se aterriza a través de resistencias para prevenir sobretensiones debidas al acoplamiento magnético [34]. Después se conecta a un divisor de tensión y un osciloscopio el cual registrará las formas de onda de la tensión o de corriente.

Se registran las variables atmosféricas presión, temperatura y humedad en el sitio de prueba y de acuerdo con Normas Internacionales [31, 42] se aplican los factores de corrección para obtener los valores de las tensiones de prueba referidas a condiciones estándar: temperatura $t_0 = 20^\circ C$, presión $b_0 = 101.3kPa$ y humedad absoluta $h_0 = 11g / m^3$.

Las señales que se obtienen en el osciloscopio de tensión y de corriente son comparadas con la onda de tensión reducida y de corriente reducida; cualquier diferencia se puede considerar una posible falla.

El diagrama de conexión de la prueba de impulso por descarga atmosférica presenta en la figura 2.4:

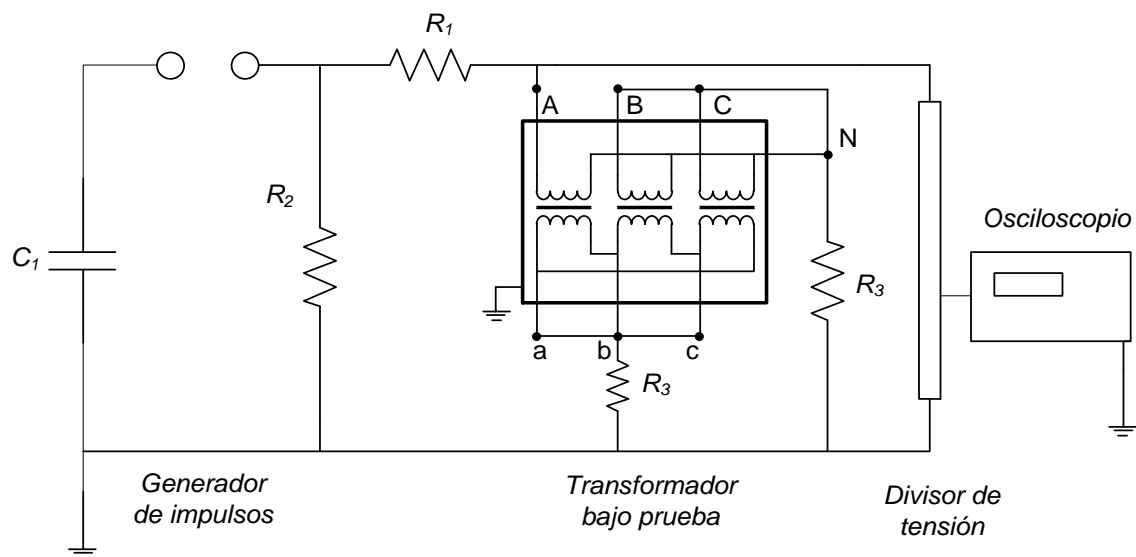


Fig. 2.4 Diagrama de conexión de la prueba de impulso por descarga atmosférica [42].

b) Impulso de por maniobra

Esta prueba consiste en aplicar o inducir en la terminal de línea a tierra de cada fase una tensión transitoria de impulso por maniobra.

Para inducir el impulso por maniobra se utiliza el mismo tipo de generador de impulsos, sólo cambian los valores de la onda aplicada, que para esta prueba son

20/200/500 μs de acuerdo con lo establecido en la norma internacional [38]. La polaridad de la onda puede ser negativa, positiva o ambas.

La prueba consiste en aplicar un transitorio de tensión reducida y dos de tensión plena. El transitorio de tensión reducida debe tener un valor de cresta de un 50% a un 70% del valor de tensión plena [34]. El transitorio de tensión plena debe tener como mínimo un valor de cresta.

La polaridad del impulso que se aplique es muy importante ya que la aplicación de impulsos sucesivos de la misma polaridad podría ocasionar saturación en el núcleo; para evitar este problema se aplica uno de polaridad opuesta al que se aplicó anteriormente.

En esta prueba el impulso por maniobra se transfiere entre devanados de acuerdo con la relación de transformación. Cada prueba debe ser realizada por separado teniendo el neutro aterrizado; las terminales que no se estén probando se conectan a tierra

Debido al incremento del esfuerzo de tensión entre las terminales de las boquillas, debe aplicarse una tensión de polaridad negativa para prevenir descargas externas. Para limitar la tensión que pudiera exceder la rigidez dieléctrica de algún devanado que no está siendo probado, se permite conectar a tierra el punto medio de éste [39].

La detección de la falla se realiza comparando los oscilogramas de tensión y de corriente obtenidos de la onda de tensión reducida y los de tensión completa.

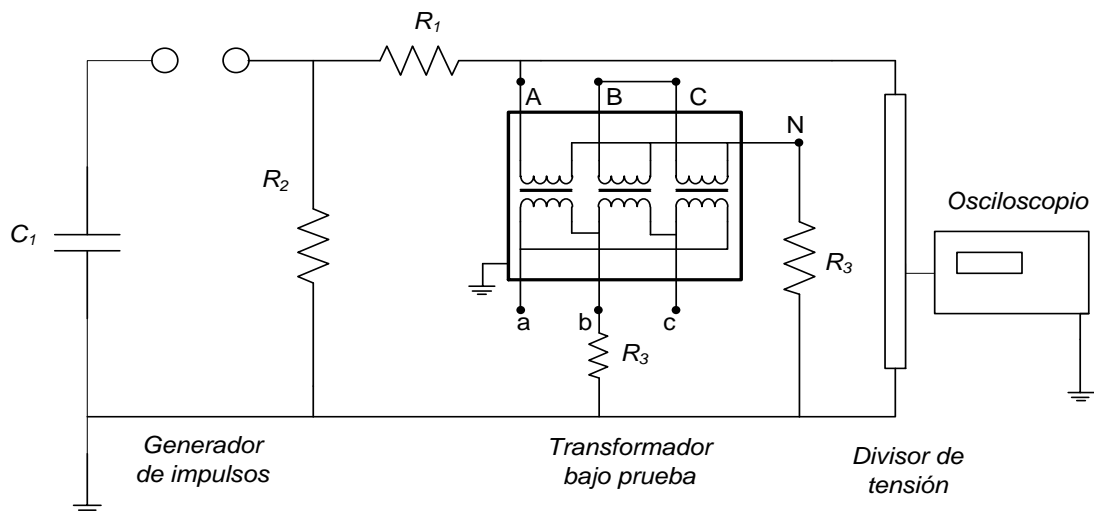


Fig. 2.5 Diagrama de conexión de la prueba de impulso por maniobra [42].

2.5 Valores de referencia de campo eléctrico para el diseño de aislamiento

Las fallas en un transformador no necesariamente coinciden con el valor más alto de esfuerzo eléctrico, esto se debe a que el material dieléctrico sufre un desgaste durante el tiempo de operación del transformador afectando sus propiedades físicas y químicas, así como la aparición de impurezas en el material dieléctrico. Por lo tanto, resulta muy difícil predecir cuándo un transformador va a fallar, pero lo que se puede garantizar es el tiempo que soporta el material sin dañarse permanentemente.

El diseño de aislamiento de un transformador se basa en el criterio anterior, por lo cual, se utilizan diferentes métodos, como el uso de curvas de tensión - tiempo de ruptura. Un ejemplo de esta curva para un gap de aire se muestra en la fig. 2.6.

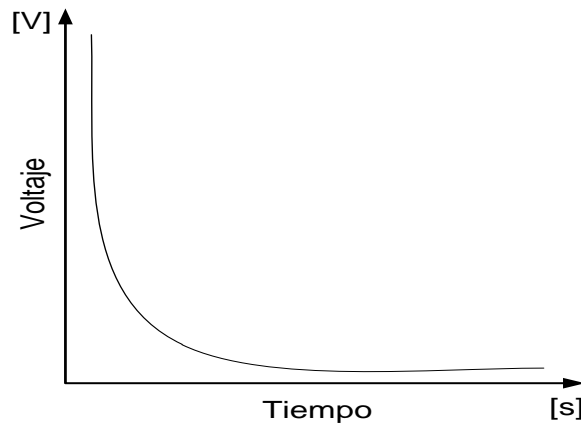


Fig. 2.6 Curva típica voltaje-tiempo de ruptura [45].

Estas curvas se forman a partir de valores obtenidos en pruebas realizadas al sistema de aislamiento como la prueba de potencial aplicado y la prueba de impulso por descarga atmosférica, ya que los sistemas eléctricos de potencia están sujetos a dos tipos de voltaje, los de corriente alterna y los de impulso por descarga atmosférica.

Además de las curvas de voltaje-tiempo, se emplean ecuaciones basadas en valores de campo eléctrico (E) para calcular el nivel que soportan los materiales aislantes antes de la ruptura y sus unidades se dan en kV/mm. Estas fórmulas son diferentes para cada material y tienen dos ecuaciones: una para tensión a frecuencia nominal y otra para tensión de impulso.

Otro aspecto importante que merece ser mencionado es que estas ecuaciones pueden estar en función del volumen, la distancia y el área. En esta tesis sólo se mencionan

fórmulas en función de la distancia para el aceite y para el cartón prensado (pressboard).

Las ecuaciones 2.2 y 2.3 son para calcular el campo eléctrico en un gap de aceite; el aceite se considera libre de gases de disueltos y los electrodos utilizados en la prueba no fueron aislados.

Para campo eléctrico a frecuencia nominal:

$$E_{ac} = \frac{17.8}{d_g^{0.36}} \quad (2.2)$$

Para campo eléctrico a tensión impulso:

$$E_{imp} = \frac{18}{d_g^{0.38}} \quad (2.3)$$

Las ecuaciones 2.4 y 2.5 se obtuvieron para cartón prensado a 90°C.

Para campo eléctrico a frecuencia nominal:

$$E_{ac} = \frac{33.1}{d_g^{0.32}} \quad (2.4)$$

Para campo eléctrico a tensión de impulso:

$$E_{imp} = \frac{94.6}{d_g^{0.22}} \quad (2.5)$$

donde:

d_g distancia del gap (mm)

Además de las ecuaciones anteriores también es posible hacer una comparación entre el valor máximo de campo eléctrico que se calcula a tensión de impulso (E_c) y el valor de campo eléctrico que soporta antes de la ruptura dieléctrica (E_r) también conocido como rigidez dieléctrica, como se muestra en la ecuación 2.6, que es la condición que se utiliza en el presente trabajo.

$$E_c < E_r \quad (2.6)$$

Capítulo 3.

Modelado del Transformador

3.1 Introducción

Un transformador es un dispositivo estático cuya función es transferir energía entre circuitos acoplados magnéticamente, aumentando o disminuyendo los valores de tensión o corriente en la misma frecuencia. La operación de transformación está basada en el principio de inducción magnética descubierta por Michael Faraday en 1831, y establece que un flujo magnético cambiante en el tiempo induce una fuerza electromotriz. Este voltaje inducido es proporcional al número de vueltas ligadas por el flujo magnético [36].

Como se mencionó en el capítulo anterior, el sistema de aislamiento de un transformador debe soportar la prueba de impulso de descarga atmosférica lo cual implica que los valores de tensión pueden ser varias veces mayores que los nominales y que los valores de frecuencia están en el orden de los cientos de kHz a las unidades de MHz. Por lo anterior, el diseño del sistema de aislamiento se realiza bajo el criterio del análisis de transitorios electromagnéticos de alta frecuencia

Los distintos modelos del transformador para este tipo de análisis están enfocados en la representación detallada de sus devanados, de tal forma que sea posible aproximar la propagación del impulso y la distribución de potencial a lo largo de ellos.

Hoy en día el uso de técnicas computacionales y la utilización de métodos numéricos proporcionan mayor precisión en los cálculos de los parámetros eléctricos de los transformadores, y mejoran el tiempo de solución de los modelos.

En este capítulo se describen los modelos matemáticos que se utilizan para el análisis transitorio, así como los métodos analíticos y computacionales para el cálculo de los parámetros eléctricos de un transformador.

3.2 Modelo interno del transformador

Los modelos matemáticos utilizados para el análisis de transitorios electromagnéticos en un transformador están compuestos por elementos inductivos y capacitivos. Los inductores representan la trayectoria del campo magnético y los acoplamientos entre devanados o entre vueltas, mientras que los capacitores representan el campo eléctrico dentro del devanado, puede ser entre vueltas, a tierra, o entre devanados; otro aspecto que se debe considerar son las pérdidas, que son generadas dependiendo del campo electromagnético presente [43]. Las pérdidas por efecto skin que ocurren en el devanado y las pérdidas en el núcleo se relacionan con el campo magnético. Por otro lado, las pérdidas corona y pérdidas en el aislamiento se relacionan con el campo eléctrico.

Los modelos internos que se utilizan para transitorios electromagnéticos de frente rápido consideran la propagación y distribución del impulso a lo largo de los devanados y se les conoce como modelos de caja gris. Por otro lado los modelos consideran al núcleo como de aire ya que algunos autores sugieren que a altas frecuencias no existe penetración de flujo magnético [2]. Sin embargo, se ha demostrado que ha dichas frecuencias el comportamiento del núcleo se asemeja más a un blindaje magnético [44].

Los modelos para representar una línea de transmisión se dividen en:

- Modelos de parámetros concentrados
- Modelos de parámetros distribuidos

El modelo del transformador que se utiliza en este trabajo se basa en el modelo de la línea de transmisión multiconductora.

3.2.1 Modelos de parámetros concentrados

Estos modelos se basan en la conexión en cascada de segmentos que representan secciones específicas del devanado (vueltas, grupos de vueltas, discos, etc.) representados por elementos resistivos, inductivos y capacitivos. Dado que parten de la teoría de circuitos, su solución se basa en ecuaciones diferenciales ordinarias. Este tipo de modelos no considera los fenómenos asociados con la propagación de la onda a lo largo de los devanados del transformador.

3.2.2 Modelos de parámetros distribuidos

Estos modelos se basan en la teoría de propagación de ondas, y su representación matemática es a través de ecuaciones diferenciales parciales, específicamente las ecuaciones del telegrafista.

Una representación del devanado de un transformador para un segmento diferencial Δz se muestra en la figura 3.1.

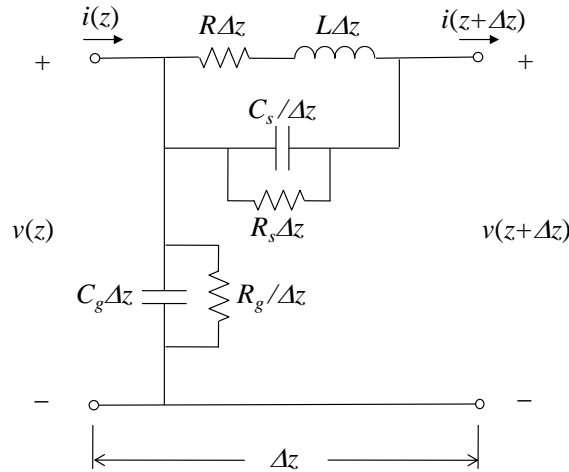


Fig. 3.1 Modelo por unidad de la longitud del devanado de un transformador [24,45].

donde:

L inductancia serie del devanado

R resistencia serie del devanado

C_s capacitancia serie del devanado (vuelta-a-vuelta)

R_s pérdidas de C_s

C_g capacitancia a tierra del devanado (vuelta-a-tierra)

R_g pérdidas de C_g

De los elementos del circuito mostrado en la figura 3.1, puede definirse una impedancia serie Z y una admitancia en derivación Y por unidad de longitud.

$$Z = \frac{R + sL}{1 + (R + sL)(sC_s + 1/R_s)} \quad (3.1)$$

$$Y = sC_g + 1/R_g \quad (3.2)$$

El modelo se reduce a la solución de las ecuaciones del telegrafista para una línea de transmisión monofásica, las cuales se definen en el dominio de Laplace como:

$$\frac{dV(z, s)}{dz} = Z(s)I(z, s) \quad (3.3)$$

$$\frac{dI(z, s)}{dz} = Y(s)V(z, s) \quad (3.4)$$

donde:

$V(z, s)$ y $I(z, s)$ son la tensión y la corriente en el punto z del devanado

Para obtener la solución de las ecuaciones (3.3) y (3.4) se combinan para obtener una forma desacoplada de segundo orden:

$$\frac{d^2V(z, s)}{dz^2} = ZYV(z, s) \quad (3.5)$$

$$\frac{d^2I(z, s)}{dz^2} = YZI(z, s) \quad (3.6)$$

La solución de las ecuaciones (3.5) y (3.6) respectivamente se presentan a continuación:

$$V(z, s) = C_1 e^{-\gamma z} + C_2 e^{\gamma z} \quad (3.7)$$

$$I(z, s) = C_3 e^{-\gamma z} + C_4 e^{\gamma z} \quad (3.8)$$

Donde γ representa la constante de propagación.

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + sL)(G + sC)} \quad (3.9)$$

Para el cálculo de la admitancia e impedancia característica se sustituye la ecuación (3.7) en (3.3) y se obtiene:

$$I(z, s) = -Z^{-1} \frac{d(C_1 e^{-\gamma z} + C_2 e^{\gamma z})}{dz} = Z^{-1} \gamma (C_1 e^{-\gamma z} - C_2 e^{\gamma z}) \quad (3.10)$$

Sustituyendo la ecuación (3.9) en la (3.10) y reduciendo términos se obtiene:

$$Y_0 = Z^{-1} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} \quad (3.11)$$

Con la inversa de la ecuación (3.11) se obtiene la impedancia característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \frac{1}{Y_0} = \sqrt{\frac{R + sL}{sC}} \quad (3.12)$$

Por lo tanto se obtiene la solución para la corriente.

$$I(z, s) = Y_0 (C_1 e^{-\gamma z} - C_2 e^{\gamma z}) \quad (3.13)$$

Las constantes de integración C_1 y C_2 se calculan por medio de las condiciones de frontera que se obtienen de la figura 3.2:

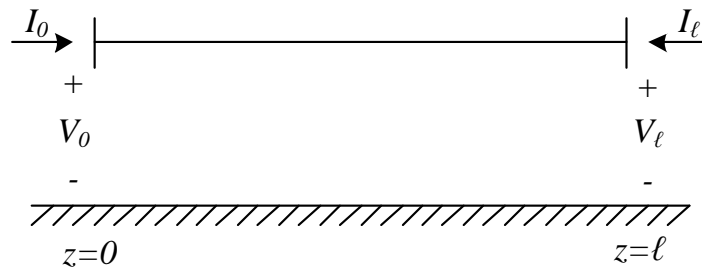


Fig. 3.2 Condiciones de frontera.

Para $z = 0$ se obtiene:

$$C_1 = \frac{1}{2}(V_0 + Z_0 I_0) \quad y \quad C_2 = \frac{1}{2}(V_0 - Z_0 I_0) \quad (3.14)$$

Sustituyendo estos valores en las condiciones de frontera $z = \ell$ y aplicando las identidades se obtiene lo que se conoce como modelo de dos puertos:

$$\begin{bmatrix} V_\ell \\ I_\ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

donde:

$$A = \cosh(\gamma \ell)$$

$$B = -Z_0 \sinh(\gamma \ell)$$

$$C = Y_0 \sinh(\gamma \ell)$$

$$D = -\cosh(\gamma \ell)$$

Este modelo no permite agregar el acoplamiento inductivo entre segmentos correspondiente a las inductancias vuelta-a-vuelta del devanado. Estas inductancias mutuas son importantes al estudiar la tensión entre vueltas debida a un impulso incidente con frente de onda rápido [46]. Para superar este problema puede aplicarse un modelo basado en la representación del devanado mediante una línea de transmisión multiconductora, como se describe a continuación.

3.2.3 Modelo de Zig-Zag

Este modelo se utiliza para el cálculo de la propagación y distribución de la tensión transitoria en el devanado. Se basa en el modelo la línea de transmisión multiconductora y se le conoce como modelo de zig-zag [19]. El modelo consiste en que cada una de las vueltas que conforman el devanado es representada mediante una fase de una línea de transmisión multiconductora, y para mantener la continuidad del devanado del transformador, el final de cada línea de transmisión se conecta con el inicio de la vuelta, tal como se muestra en la figura 3.3.

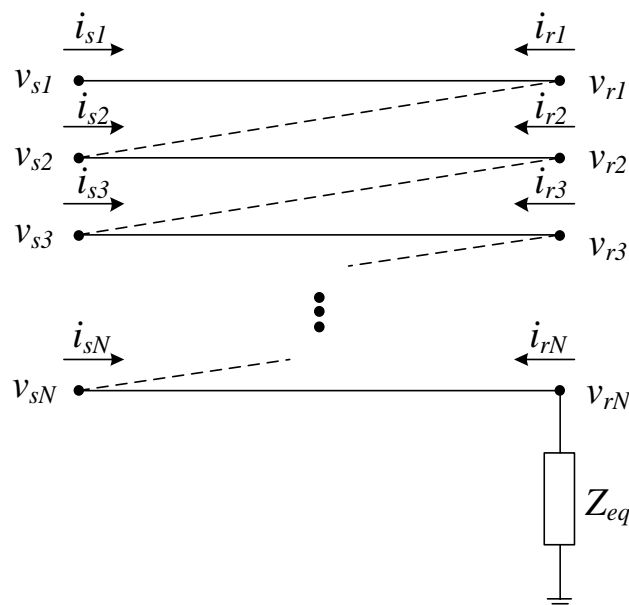


Fig. 3.3 Modelo Zig-Zag [24].

Para explicar el modelo de la línea de transmisión multiconductora partiremos de las ecuaciones de telegrafista en el dominio de la frecuencia [24,45]. La diferencia con la línea monofásica es que los parámetros \mathbf{Z} , \mathbf{Y} , \mathbf{V} e \mathbf{I} son matrices y vectores respectivamente:

$$-\frac{d\mathbf{V}(z, s)}{dz} = \mathbf{Z}\mathbf{I}(z, s) \quad (3.16)$$

$$-\frac{d\mathbf{I}(z, s)}{dz} = \mathbf{Y}\mathbf{V}(z, s) \quad (3.17)$$

La forma desacoplada de las ecuaciones del telegrafista se presenta en las ecuaciones (3.18) y (3.19):

$$\frac{d^2\mathbf{V}(z, s)}{dz^2} = \mathbf{Z}\mathbf{Y}\mathbf{V}(z, s) \quad (3.18)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}(z, s)}{dz^2} = \mathbf{Y}\mathbf{Z}\mathbf{I}(z, s) \quad (3.19)$$

A diferencia de la línea monofásica el orden de las operaciones de los parámetros debe ser respetado ya que $\mathbf{Z}\mathbf{Y} \neq \mathbf{Y}\mathbf{Z}$. Para que esto se cumpla se tiene que cumplir $[\mathbf{Z}\mathbf{Y}]^t$ o $\mathbf{Y}'\mathbf{Z}'$ por lo tanto tenemos:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Z}\mathbf{Y} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{A}' = \mathbf{Y}\mathbf{Z} \quad (3.21)$$

$$[\mathbf{Z}\mathbf{Y}]^t = \mathbf{Y}'\mathbf{Z}' = \mathbf{Y}\mathbf{Z} \quad (3.22)$$

Sustituyendo la ecuación (3.20) y (3.21) en (3.16) y (3.17) respectivamente obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{d^2\mathbf{V}(z, s)}{dz^2} = \mathbf{A}\mathbf{V}(z, s) \quad (3.23)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}(z, s)}{dz^2} = \mathbf{A}'\mathbf{I}(z, s) \quad (3.24)$$

Siendo \mathbf{A} una matriz diagonal:

$$\mathbf{A} = \mathbf{M}\boldsymbol{\lambda}\mathbf{M}^{-1} \quad (3.25)$$

donde

\mathbf{M} matriz de eigenvectores

$\boldsymbol{\lambda}$ matriz de eigenvalores

Aplicando análisis modal para dar solución a la ecuación (3.23) de voltajes se tiene lo siguiente:

$$\frac{d^2\mathbf{V}(z,s)}{dz^2} = \mathbf{M}\boldsymbol{\lambda}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{V}(z,s) \quad (3.26)$$

Multiplicando la matriz de eigenvectores a ambos lados de la ecuación obtenemos (3.27):

$$\frac{d^2\mathbf{V}_m}{dz^2} = \boldsymbol{\lambda}\mathbf{V}_m \quad (3.27)$$

donde:

\mathbf{V}_m vector de voltajes modales

Para el voltaje en el dominio de fase se utiliza la fórmula (3.28):

$$\mathbf{V}_f = \mathbf{M}\mathbf{V}_m \quad (3.28)$$

La ecuación (3.28) representa un sistema de n ecuaciones diferenciales desacopladas y se puede representar de la siguiente forma:

$$\frac{d^2V_{mi}}{dz^2} = \lambda V_{mi} \quad (3.29)$$

La solución general de la ecuación (3.29) es similar al caso monofásico y se muestra a continuación:

$$V_{mi} = C_{1mi}e^{-\gamma_i z} + C_{2mi}e^{\gamma_i z} \quad (3.30)$$

De igual forma que en el caso monofásico γ representa la constante de propagación del i -ésimo modo:

$$\gamma_i = \sqrt{\lambda_i} = \alpha_i + j\beta_i \quad (3.31)$$

donde:

α_i es la constante de atenuación del i -ésimo modo

β_i es la constante de fase del i -ésimo modo

λ_i es el i -ésimo eigenvalor

En forma compacta la ecuación (3.30) se puede escribir como sigue:

$$\mathbf{V}_m = \mathbf{C}_{1m}e^{-\Gamma z} + \mathbf{C}_{2m}e^{\Gamma z} \quad (3.32)$$

donde

Γ matriz de vectores propios o eigenvectores y se muestra en la ecuación (3.33)

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \gamma_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \gamma_n \end{bmatrix} = \sqrt{\lambda} \quad (3.33)$$

Los valores de las constantes de la ecuación (3.32) se muestran en la ecuación (3.34):

$$\mathbf{C}_{1m} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{C}_{2m} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{C}_2 \quad (3.34)$$

Sustituyendo (3.34) en la ecuación (3.32) y multiplicando ambos lados de la ecuación por \mathbf{M} se obtiene la ecuación (3.35):

$$\mathbf{V} = \mathbf{C}_1\mathbf{M}e^{-\Gamma z}\mathbf{M}^{-1} + \mathbf{C}_2\mathbf{M}e^{\Gamma z}\mathbf{M}^{-1} \quad (3.35)$$

El siguiente teorema se va a utilizar para simplificar la ecuación (3.35); si $f(\bullet)$ es una función analítica y \mathbf{A} es una matriz diagonalizable tal que $\mathbf{A} = \mathbf{M}\lambda\mathbf{M}^{-1}$ con λ diagonal entonces:

$$f(\mathbf{M}\boldsymbol{\lambda}\mathbf{M}^{-1}) = f(\mathbf{A}) = \mathbf{M}f(\boldsymbol{\lambda})\mathbf{M}^{-1} \quad (3.36)$$

Aplicando el teorema (3.36) sobre la ecuación (3.35) se obtiene la solución para cada uno de los voltajes de una línea multiconductora:

$$\mathbf{V} = \mathbf{C}_1 e^{-\boldsymbol{\Psi}z} + \mathbf{C}_2 e^{\boldsymbol{\Psi}z} \quad (3.37)$$

donde

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{M}\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{M}^{-1} \text{ matriz diagonalizable}$$

Para la solución de la ecuación (3.24) de corriente el procedimiento es similar y es la siguiente:

$$\mathbf{I} = -\mathbf{Y}_0 (\mathbf{C}_1 e^{-\boldsymbol{\Psi}z} - \mathbf{C}_2 e^{\boldsymbol{\Psi}z}) \quad (3.38)$$

donde:

$$\mathbf{Y}_0 = \mathbf{Z}^{-1}\boldsymbol{\Psi} \text{ matriz de admitancias características}$$

3.2.4 Representación de dos puertos

A partir del modelo de dos puertos se pueden obtener la distribución del potencial a lo largo del devanado de un transformador, cuando se presenta la descarga atmosférica.

Las condiciones de frontera se obtienen a partir de la figura 3.4.

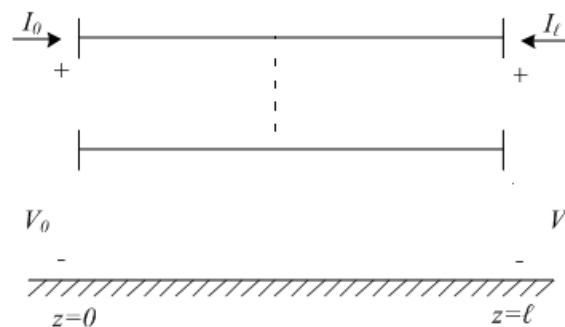


Fig. 3.4 Condiciones de frontera para una línea multiconductora.

Considerando el mismo procedimiento que para la línea monofásica el modelo de dos puertos se obtiene a partir de las ecuaciones (3.37) y (3.38) que son las soluciones de las ecuaciones (3.24) y (3.25).

Las constantes se obtienen de las condiciones de frontera de la figura 3.4 y se obtiene

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_\ell \\ \mathbf{I}_\ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_0 \\ \mathbf{I}_0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

donde:

$$\mathbf{A} = \cosh(\Psi\ell)$$

$$\mathbf{B} = -\sinh(\Psi\ell)\mathbf{Z}_0$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{Y}_0\sinh(\Psi\ell)$$

$$\mathbf{D} = -\cosh(\Psi\ell)$$

Partiendo del modelo de dos puertos se obtiene un arreglo en el cual se pueden obtener los valores de tensión de cada uno de los conductores:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_0 \\ \mathbf{I}_\ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{SS} & -\mathbf{Y}_{SR} \\ -\mathbf{Y}_{RS} & -\mathbf{Y}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_0 \\ \mathbf{V}_\ell \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

donde

$$\mathbf{Y}_{SS} = \mathbf{Y}_{RR} = \mathbf{Y}_0 \coth(\Psi\ell)$$

$$\mathbf{Y}_{RS} = \mathbf{Y}_{SR} = \mathbf{Y}_0 \operatorname{csch}(\Psi\ell)$$

La representación gráfica de (3.40) se muestra en la figura 3.5:

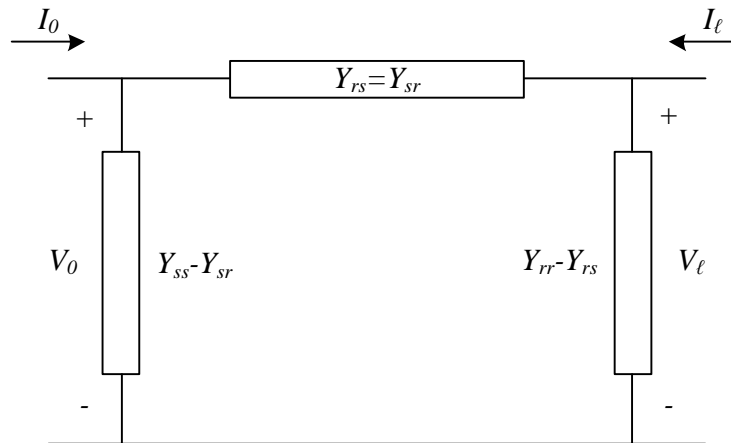


Fig. 3.5 Modelo de dos puertos.

3.3 Cálculo de parámetros mediante el método de elemento finito

El cálculo de parámetros eléctricos es una de las actividades más importantes en el modelado de un transformador ya que de ello depende la certeza y precisión de los resultados, el modelo utilizado en este trabajo de tesis considera el cálculo de la capacitancia e inductancia propia y mutua [2, 3 y 4].

El cálculo de parámetros para modelos de transformador en altas frecuencias se puede hacer a partir de métodos analíticos, pruebas de laboratorio y a través de simulaciones de campos electromagnéticos. Para este fin, se emplea una herramienta basada en el método de elemento finito (COMSOL Multiphysics[®]) que se describe en el Apéndice A.

La geometría utilizada para el cálculo de parámetros eléctricos se debe realizar con extremo cuidado en el ajuste correcto de las dimensiones, la selección de los materiales y las fronteras.

El cálculo de los elementos inductivos se realiza mediante un barrido de frecuencia con el objetivo de considerar la dependencia frecuencial, debido a corrientes de eddy en el propio devanado y en el núcleo.

3.3.1 Cálculo de la matriz de inductancias

Para el cálculo de la inductancia existen diversos métodos analíticos y numéricos [47, 48]. El cálculo de las inductancias propias y mutas por si solo ya es un proceso complicado debido a lo no linealidad del núcleo de hierro, en este trabajo de tesis se utilizó el método de la energía para el cálculo de las inductancias propias y mutas. Para la inductancia propia se utiliza la fórmula (3.41), en donde W_a es la energía total del arreglo e I es la corriente de excitación.

$$L = \frac{2W_a}{I^2} \quad (3.41)$$

Para el cálculo de las inductancias mutuas es necesario haber realizado previamente el cálculo de las inductancias propias; se obtienen a partir de la ecuación (3.42) en donde W_{ij} es la energía total del arreglo con dos espiras excitadas a la vez, L_{ii} y L_{jj} son las inductancias que corresponden a las vueltas excitadas, I_i e I_j son las corrientes de excitación de cada uno de los conductores.

$$L_{ij} = \left(\frac{W_{ij} - \frac{1}{2}(L_{ii}I_i^2 + L_{jj}I_j^2)}{I_i I_j} \right) \quad (3.42)$$

3.3.2 Cálculo de la matriz de capacitancias

La capacitancia se puede definir como una relación entre una diferencia de potencial entre dos superficies conductoras y la carga eléctrica total almacenada entre esas superficies. La capacitancia está en función de la geometría de los conductores y de la permitividad del material dieléctrico entre las placas [49].

Para el cálculo de la capacitancia propia por el método de la energía se utiliza la expresión (3.43):

$$C = \frac{2W_e}{V^2} \quad (3.43)$$

donde:

C capacitancia

w_e energía total

V tensión aplicada

Para la capacitancia mutua, se obtiene el valor de la energía total del sistema y con los valores previamente calculados de las capacitancias propias se calculan de acuerdo a la ecuación (3.44):

$$C_{ij} = \left(\frac{W_{ij} - \frac{1}{2}(C_{ii}V_i^2 + C_{jj}V_j^2)}{V_iV_j} \right) \quad (3.44)$$

3.3.3 Inclusión de pérdidas

Las pérdidas que se presentan en el transformador se pueden dividir en pérdidas en el núcleo (histéresis, corrientes de Eddy y exceso), pérdidas de carga (perdidas en el conductor, efecto skin y efecto proximidad) y pérdidas en el material dieléctrico. El comportamiento de la inductancia del núcleo se considera totalmente lineal dado que a altas frecuencias la densidad de flujo magnético se reduce considerablemente, por lo tanto las pérdidas por histéresis se desprecian. Las pérdidas restantes son dependientes de la frecuencia [50] y tienen que ser consideradas cuando se realiza el diseño del sistema de aislamiento.

a) Pérdidas en el núcleo

Cuando el núcleo se expone a campos magnéticos variables en el tiempo, se inducen corrientes conocidas como las corrientes Eddy, llamadas también corrientes parásitas o corrientes de remolino que producen sobrecalentamientos en los materiales ferromagnéticos este efecto es aún mayor. Para disminuir estas corrientes se usan núcleos laminados y materiales ferromagnéticos de alta resistividad.

b) Pérdidas de carga

Las pérdidas de carga son las pérdidas que generan calor dentro del transformador. Las pérdidas en el conductor son causadas por el valor de resistividad del conductor, el cual generalmente es de cobre o de aluminio.

Cuando la corriente que circula en los conductores es variante en el tiempo, la densidad del campo magnético forma pequeñas trayectorias circulares y concéntricas, generando corrientes de Eddy que contrarrestan la corriente que circula a través del conductor, de tal forma que la corriente tiende a concentrarse en la parte más alejada

del centro del centro del conductor; este fenómeno es conocido como efecto skin. Las pérdidas por efecto skin son directamente proporcionales a la frecuencia, lo que significa que las pérdidas se incrementan cuando se eleva la frecuencia e inversamente al área de conducción. Este fenómeno se puede observar en la figura 3.6 y se calcula de acuerdo con la ecuación (3.45).

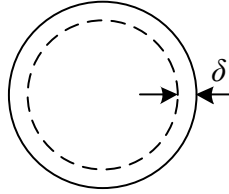


Fig. 3.6 Efecto skin o pelicular.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_c}{j\omega\mu_c}} \quad (3.45)$$

donde:

ρ_c resistividad del conductor

μ_c permeabilidad del conductor

El efecto de proximidad se produce cuando varios conductores energizados están contiguos, ya que el campo magnético producido por cada uno de ellos influye sobre los otros, por lo tanto el área efectiva por la que circula la corriente eléctrica disminuye, aumentando las pérdidas en el conductor.

Las pérdidas del devanado se calculan a partir de la matriz de inductancia como se muestra en la ecuación (3.46) la cual incluye las pérdidas por efecto skin y de proximidad.

$$\mathbf{R} = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{2\omega}{\sigma_c\mu_c}} \mathbf{L} \quad (3.46)$$

donde:

\mathbf{L} matriz de inductancia

d distancia entre capas.

ω frecuencia angular

σ_c conductividad del conductor del devanado

μ_c permeabilidad del conductor del devanado

c) Pérdidas dieléctricas

Las pérdidas dieléctricas se deben al movimiento de átomos o moléculas en un campo eléctrico. Las pérdidas dieléctricas en los materiales aislantes se deben a los cambios en la frecuencia y a la tangente de pérdidas o factor de disipación ($\tan(\delta)$) que se encuentra relacionada con la frecuencia y con la permitividad y se calcula a partir de la ecuación (3.47):

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma_{ins}}{\omega \varepsilon_{ins}} \quad (3.47)$$

donde:

σ_{ins} conductividad del material

ω frecuencia angular

ε_{ins} permitividad del material

Las pérdidas capacitivas en el material aislante pueden calcularse a partir de la matriz de capacitancia y la tangente de pérdidas del material dieléctrico tal como se muestra en la ecuación (3.48) [14].

$$\mathbf{G} = \omega \tan \delta \mathbf{C} \quad (3.48)$$

donde:

\mathbf{G} matriz de conductancias

3.4 Modelo Analizado

La geometría del modelo que se utilizó en las simulaciones se presenta en la figura 3.7, el modelo está formado por un núcleo de hierro, un devanado de cobre de 66 vueltas y una ventana de aire. La distancia entre vueltas fue seleccionada en base al factor de aislamiento y el calibre correspondiente a cada una de vueltas (16 AWG). La longitud de cada vuelta es de 1.3424m y la longitud total del devanado es de 88.59m.

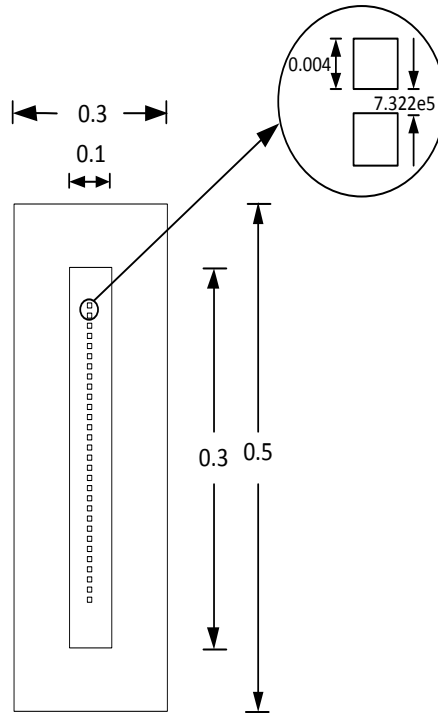


Fig. 3.7 Modelo de prueba [44]

Posteriormente se seleccionaron los materiales de cada uno de los elementos que lo forman (tabla 3.1), así como el tipo de frontera y frecuencia, para finalmente establecer el mallado, del cual depende la precisión de los resultados.

Tabla 3.1 Propiedades de los materiales del modelo de estudio.

	Núcleo	Devanado	Ventana
Permeabilidad relativa	4000	1	1
Permitividad relativa	-	1	1
Conductividad S/m	1.12e7	5.998e7	-

El cálculo de parámetros se realizó a partir del método de la energía tal como se describió anteriormente. Debido a que se calculan matrices de parámetros para considerar elementos propios y mutuos, este proceso se torna iterativo, razón por la cual se desarrolló una metodología en MATLAB[®] que a partir de una interfaz con COMSOL Multiphysics[®], calcula los elementos que forman las matrices de inductancias y capacitancias. Además, la manipulación de factores como frecuencia, fronteras, geometría, etc. se facilita considerablemente mediante esta interfaz.

Para el cálculo de los parámetros eléctricos del transformador se utilizó el módulo AC/DC de COMSOL Multiphysics[®]. Este módulo resuelve problemas para campos eléctricos, campos magnéticos y cuasi-estacionarios a través de las ecuaciones de Maxwell.

3.4.1 Cálculo de la inductancia

El cálculo de la inductancia se realizó en la categoría de corrientes de inducción perpendiculares al plano. Esta categoría resuelve problemas pertenecientes al campo cuasi-estacionario magnético y resuelve la ecuación (3.49) que corresponde a la Ley de Ampere:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.49)$$

donde

\vec{H} intensidad de campo magnético

\vec{J} densidad de corriente eléctrica

\vec{D} densidad de flujo eléctrico

Para facilitar el cálculo, COMSOL Multiphysics[®] resuelve los problemas del campo cuasi-estacionario magnético a partir de la ecuación del potencial vectorial magnético (3.50), conocida como ecuación vectorial de Laplace:

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{A}) \right] + (j\omega\sigma - \omega^2\epsilon) \vec{A} = \vec{J}^e \quad (3.50)$$

donde:

\vec{A} potencial vectorial magnético

Para la matriz de inductancias se realiza el cálculo de las inductancias propias y mutuas. Primero se realizó el cálculo de las inductancias propias. Cada una de las vueltas fue excitada con una fuente de 1 A, a una frecuencia de 1.3 MHz. Las fronteras externas del núcleo se encuentran a un potencial magnético ($A_z = 0$), mientras que las otras permanecen en continuidad con la finalidad de observar la penetración del flujo en el núcleo. Finalmente se da solución al problema mediante MATLAB® y cada uno de los valores de inductancia propia forman la diagonal principal de la matriz de inductancias tal como se muestra en la tabla 3.2.

Tabla 3.2 Inductancias propias de las primeras 6 vueltas del devanado ($\mu\text{H}/\text{m}$).

Vuelta 1	Vuelta 2	Vuelta 3	Vuelta 4	Vuelta 5	Vuelta 6
0.469					
	0.4945				
		0.5066			
			0.5147		
				0.5204	
					0.5244

Para el cálculo de las inductancias mutuas son necesarios los valores de inductancias propias, y se excitan dos vueltas con una corriente eléctrica de 1A y se le proporcionan propiedades de cobre, así hasta terminar con cada una de las vueltas. De igual forma cada uno de estos valores toma un lugar dentro de la matriz de inductancias como se muestra en la tabla 3.3.

Tabla 3.3 Inductancias propias y mutuas de las 6 primeras vueltas del devanado ($\mu\text{H}/\text{m}$).

Vuelta 1	Vuelta 2	Vuelta 3	Vuelta 4	Vuelta 5	Vuelta 6
0.469	0.3252	0.234	0.1743	0.1332	0.1037
0.3252	0.4945	0.3421	0.247	0.1846	0.1416
0.234	0.3421	0.5066	0.3516	0.2548	0.1911
0.1743	0.247	0.3516	0.5147	0.3583	0.2603
0.1332	0.1846	0.2548	0.3583	0.5204	0.363
0.1037	0.1416	0.1911	0.2603	0.363	0.5244

La metodología para el cálculo de las inductancias propias y mutuas y la formación de la matriz de inductancias se muestra en la figura 3.8.

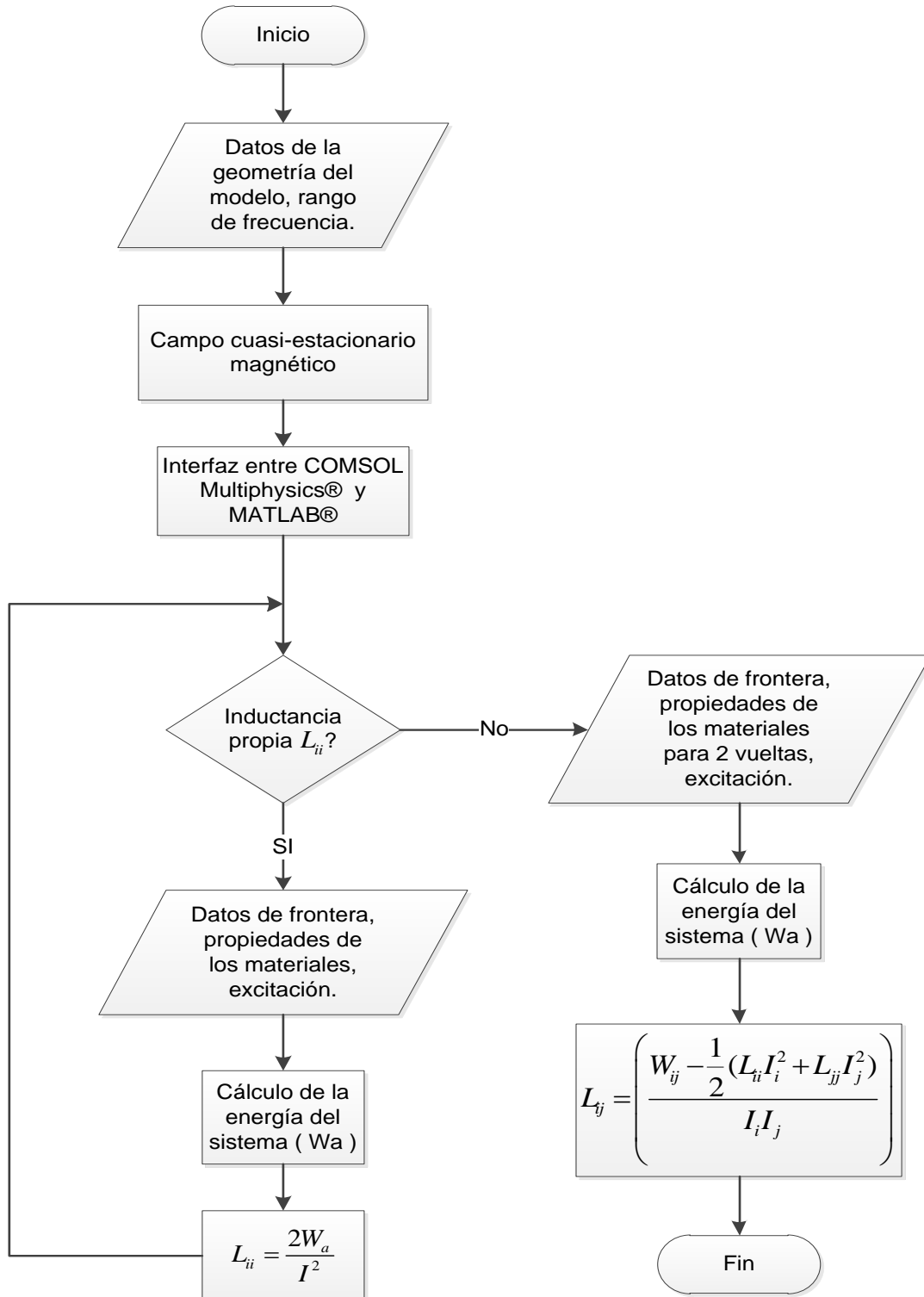


Fig. 3.8 Diagrama de Flujo para el cálculo de inductancias propias y mutuas.

3.4.2 Cálculo de la capacitancia

En lo que respecta al cálculo de la matriz de capacitancias se realizó en el modulo de AC/DC en el campo electrostático [4]. La ecuación de Maxwell que resuelve COMSOL Multiphysics® es la Ley de Gauss, y se presenta en su forma diferencial en la ecuación (3.51):

$$\vec{\nabla} \times \vec{D} = \rho \quad (3.51)$$

donde:

\vec{D} densidad de flujo eléctrico

ρ densidad de carga

Sin embargo para facilitar el problema el método de elemento finito lo realiza a través del cálculo del potencial escalar eléctrico que se conoce como Ecuación de Poisson (3.52). Sin embargo para el caso electrostático esta ecuación se convierte en la ecuación de Laplace en donde la densidad de carga (ρ) es igual a cero.

$$\nabla^2 V_e = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.52)$$

donde:

V_e potencial escalar eléctrico

ϵ permitividad

ρ densidad de carga

El cálculo de la capacitancia propia se realizó a partir del método de la energía, primeramente se excita cada una de las vueltas con una fuente de tensión 1V, teniendo propiedades de cobre, posteriormente se calcula la energía total del sistema, formándose de esta manera la matriz de capacitancias en la tabla 3.4 se observa que las capacitancias propias toman las posiciones de la diagonal principal de la matriz.

Tabla 3.4 Capacitancias propias de las primeras 6 vueltas del devanado (n^F/m) .

Vuelta 1	Vuelta 2	Vuelta 3	Vuelta 4	Vuelta 5	Vuelta 6
4.157					
	5.669				
		5.578			
			5.51		
				5.453	
					5.402

Las capacitancias mutuas se calculan a partir de las capacitancias propias y de energizar dos vueltas con fuentes de tensión de 1V, en la tabla 3.5 se muestran los valores de capacitancias propias y mutuas de las primeras 5 vueltas del devanado

Tabla 3. 5 Inductancias propias y mutuas de las 6 primeras vueltas del devanado (n^F/m) .

Vuelta 1	Vuelta 2	Vuelta 3	Vuelta 4	Vuelta 5	Vuelta 6
4.157	-2.648	-0.155	-0.069	-0.042	-0.026
-2.648	5.669	-2.489	-0.122	-0.048	-0.03
-0.155	-2.489	5.578	-2.444	-0.127	-0.05
-0.069	-0.122	-2.444	5.51	-2.412	-0.132
-0.042	-0.048	-0.127	-2.412	5.453	-2.385
-0.026	-0.03	-0.05	-0.132	-2.385	5.402

En la figura 3.9 se puede observar la metodología utilizada para el cálculo de las capacitancias propias y mutuas del devanado del transformador.

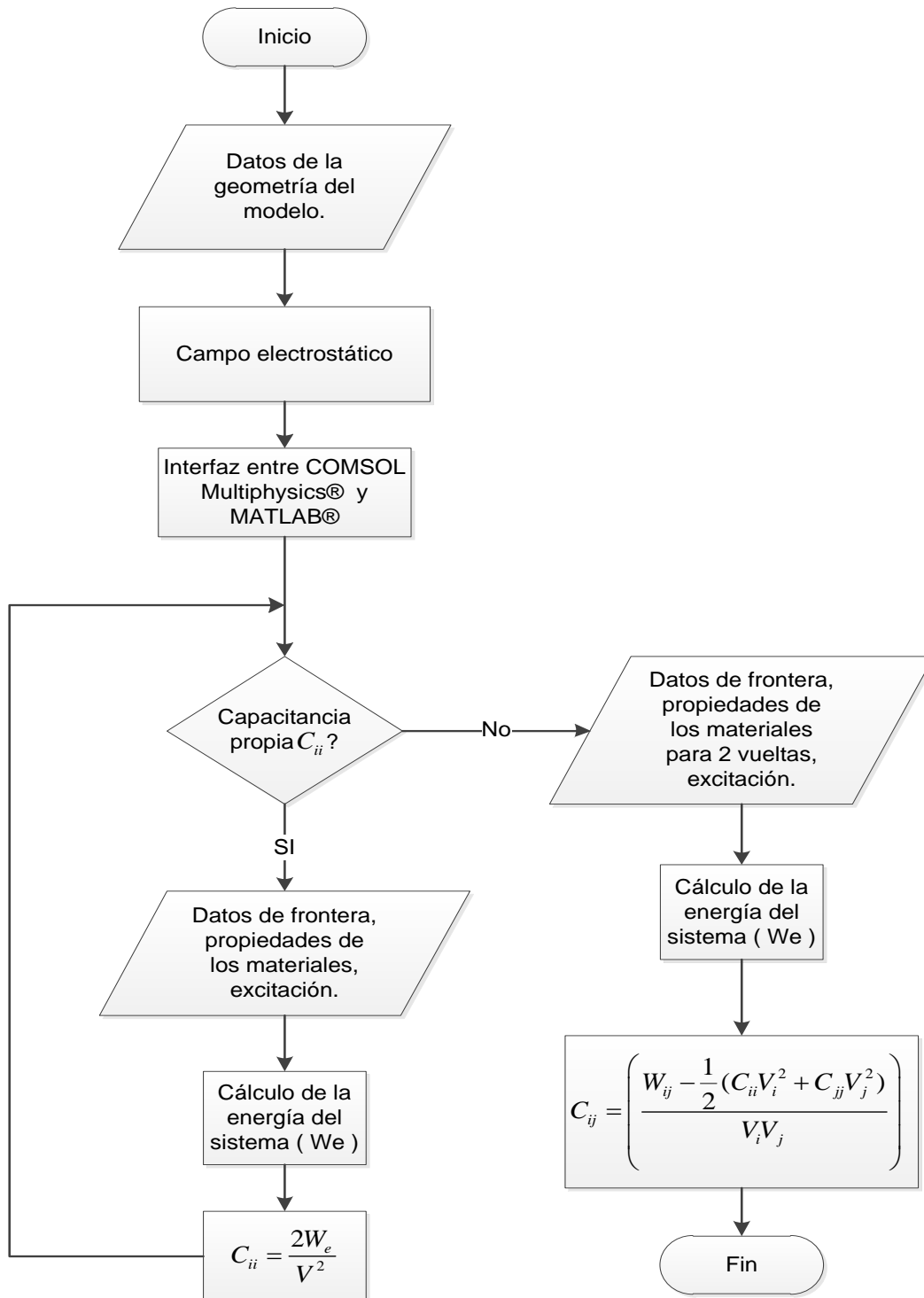


Fig. 3.9 Diagrama de flujo para el cálculo de capacitancias propias y mutuas.

Con estas matrices de inductancia y capacitancia y su relación con las pérdidas de conducción y pérdidas dieléctricas se forman las matrices de impedancia y admitancia necesarias para el cálculo de esfuerzos en el devanado.

Capítulo 4.

Cálculo de Esfuerzos Dieléctricos en el Transformador

4.1 Introducción

El sistema de aislamiento de un transformador está diseñado para soportar las sobretensiones transitorias debidas a descargas atmosféricas o maniobra de interruptores, así como para su operación correcta en estado estable. Para ello, es necesario que los materiales aislantes que conforman al devanado del transformador (aislamiento entre vueltas, entre devanados, entre discos, etc.) sean seleccionados de tal forma que resistan los esfuerzos dieléctricos generados por estas sobretensiones.

En el diseño del aislamiento en los devanados del transformador se tiene que considerar la distribución de potencial a lo largo de cada uno de ellos, particularmente el devanado de alta tensión que se ve sometido a mayores esfuerzos. Para el cálculo de dicha distribución se recurre a un circuito eléctrico formado por elementos resistivos, capacitivos e inductivos, el cual debe ser capaz de representar de forma eficaz el comportamiento transitorio del devanado. Esto nos permite determinar los valores de tensión y el campo eléctrico correspondiente, para garantizar así que el diseño dieléctrico sea el adecuado para soportar las sobretensiones y esfuerzos dieléctricos relacionados. En este sentido, la prueba que provoca mayores esfuerzos es la prueba de impulso atmosférico y por lo tanto es la que define una buena parte del diseño del aislamiento.

Si el diseño dieléctrico no es adecuado, el sistema de aislamiento debe ser rediseñado mediante una modificación en las distancias dieléctricas y/o propiedades de los materiales, recalculando tensiones y esfuerzos dieléctricos hasta que se obtenga un diseño dieléctrico capaz de soportar la prueba de impulso.

Esta actividad es de gran importancia dentro del diseño de un transformador. Si el aislamiento es insuficiente, pueden presentarse rupturas dieléctricas entre distintas partes del transformador, resultando en una operación inadecuada y en su eventual deterioro prematuro.

Por otro lado, si el aislamiento se sobredimensiona, se generan costos extras de fabricación y traslado ya que se aumenta el tamaño y peso del transformador de manera innecesaria. Este sobredimensionamiento puede resultar también en valores de impedancia de dispersión excesivos y sobrecalentamiento del aparato.

4.2 Distribución de Potencial a lo largo del devanado

Durante una sobretensión el devanado de un transformador es sometido a tensiones y esfuerzos eléctricos muy elevados los cuales serán aún más grandes si la distribución inicial del potencial no es uniforme. Por lo que los diseñadores tratan de acercarse lo más posible a una distribución uniforme del potencial. Además estos esfuerzos eléctricos pueden presentarse en distintos instantes de tiempo y en distintas ubicaciones a lo largo del devanado [51]. Esta condición sólo puede predecirse mediante un análisis de transitorios electromagnéticos del devanado.

La distribución de potencial a lo largo del devanado se puede explicar en tres periodos principales [51]:

1. **Distribución inicial de potencial:** Se presenta en el momento de frente de onda. Los elementos que predominan son los capacitivos, produciendo una distribución de potencial no uniforme.
2. **Distribución transitoria de potencial:** Es el periodo intermedio en el cual se produce un transitorio electromagnético de naturaleza oscilatoria, en el cual se presenta un intercambio de energía magnética y eléctrica relacionado con la interacción entre elementos inductivos y capacitivos del devanado. En este periodo transitorio cualquier punto a lo largo del devanado puede estresarse, debido a la presencia de tensiones a tierra que pueden exceder considerablemente la magnitud del impulso incidente. Esto puede dar lugar a fallas en el aislamiento del devanado (principalmente entre vueltas).
3. **Distribución final de potencial:** Se relacionan con la cola de la onda, periodo en el cual los elementos resistivos son los que predominan, originando una distribución de potencial que es uniforme.

En la figura 4.1 se pueden observar estos periodos a partir de las curvas de distribución de potencial.

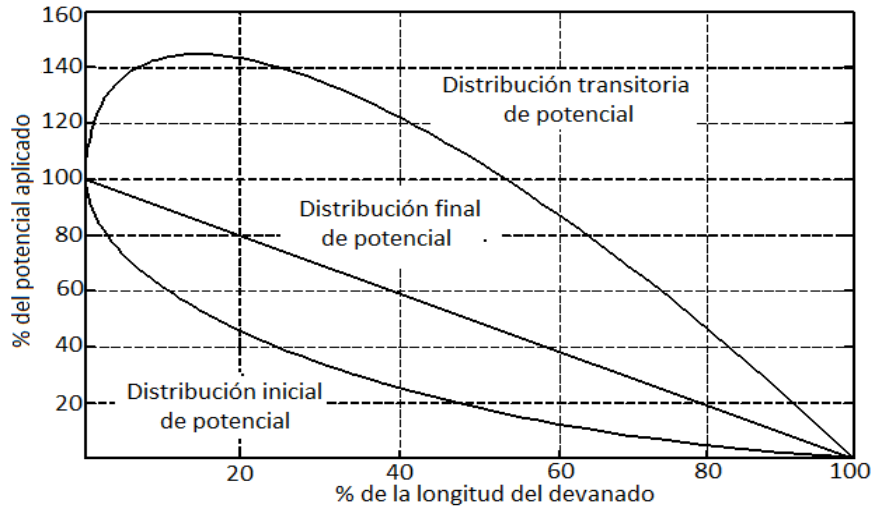


Fig. 4.1 Periodos de distribución de potencial en un devanado [51].

La distribución de potencial del devanado depende principalmente de la relación entre las capacitancias serie y derivación, que se relacionan con la geometría del devanado y los materiales empleados en el sistema de aislamiento. El valor de la capacitancia serie (C_s) se consigue del número de discos o capas, número de vueltas, espacios entre ellas, etc., mientras que la capacitancia en derivación (C_g) se obtiene de la distancia del devanado a los elementos metálicos a potencial cero, tales como: el devanado de baja tensión, el núcleo, el tanque etc.

La no uniformidad de la distribución inicial de potencial se debe a la corriente drenada por las capacitancias en derivación, la cual provoca que la corriente y la tensión en las capacitancias serie disminuyan conforme se propagan por el devanado; ver figura 4.2:

Descarga atmosférica

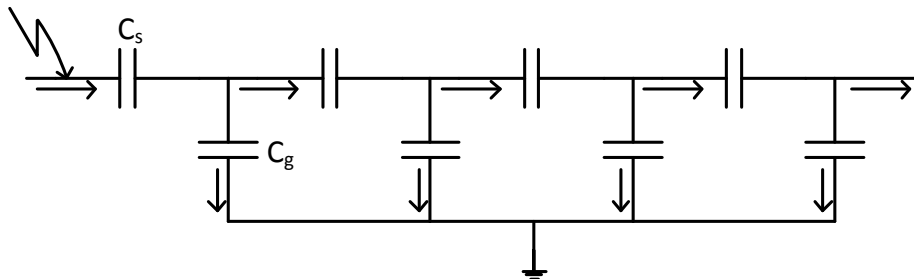


Fig. 4.2 Distribución inicial de potencial.

La distribución inicial de potencial se puede medir a través de la constante de distribución del potencial (α), la cual se obtiene a partir de los valores de la capacitancia que conforman el devanado; tal como se muestra en la ecuación 4.1:

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_g}{C_s}} \quad (4.1)$$

El valor ideal de este parámetro es cero ya que produciría una distribución inicial del potencial totalmente uniforme. Por lo tanto, para que el valor de la constante de distribución del potencial sea lo más cercano a cero debe disminuirse el valor de la capacitancia en derivación o aumentar la capacitancia serie, como se puede observar en la figura 4.3 para un neutro aterrizado. Si el valor de la capacitancia en derivación disminuye, la corriente fluirá por las capacitancias serie, por lo que la mayor parte de la tensión se propaga por el devanado. La distribución más uniforme del impulso inicial ocurriría si la corriente no fluye por las capacitancias en derivación [51]; sin embargo esto es imposible de lograr y el costo es muy elevado, por lo que la forma de disminuir este parámetro es aumentando el valor de capacitancia serie.

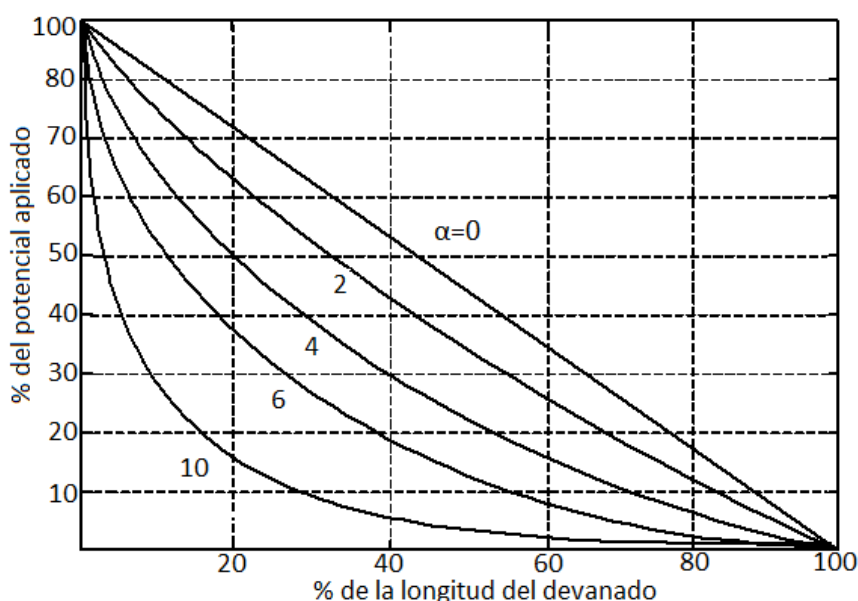


Fig. 4.3 Constante de distribución de potencial (α) con el neutro aterrizado [51].

Dado que una inadecuada distribución de potencial produce un alto esfuerzo dieléctrico principalmente en las primeras vueltas, es común que durante la etapa de diseño dieléctrico se incremente el aislamiento entre ellas. Sin embargo, el aumento en el aislamiento entre vueltas produce un aumento en el espacio entre ellas, lo cual disminuye la capacitancia serie sin afectar la capacitancia en derivación, produciendo un incremento en el valor de α . Algunas técnicas efectivas para disminuir el valor de α son: el empleo de blindaje electrostático, la inclusión de vueltas falsas y el entrelazado de vueltas [51].

La técnica de blindaje electrostático radica en colocar una capa metálica recubierta con papel, cartón y barnices aislantes, en el devanado de alta tensión de un transformador. Su función principal es la de proporcionar capacitancias series al arreglo capacitivo. Por lo que las corrientes, que circulaban a través de las capacitancias en derivación ahora fluirán a través de las capacitancias series del devanado, logrando con esto que la distribución inicial del potencial sea más uniforme.

Otra técnica utilizada para mejorar se le conoce como vueltas falsas y consiste en conectar un conductor en paralelo a las primeras vueltas del devanado, quedando abierto en el otro extremo. Su efecto es similar al blindaje electrostático disminuyendo el valor de la capacitancia en derivación; su arreglo se muestra en la figura 4.4.

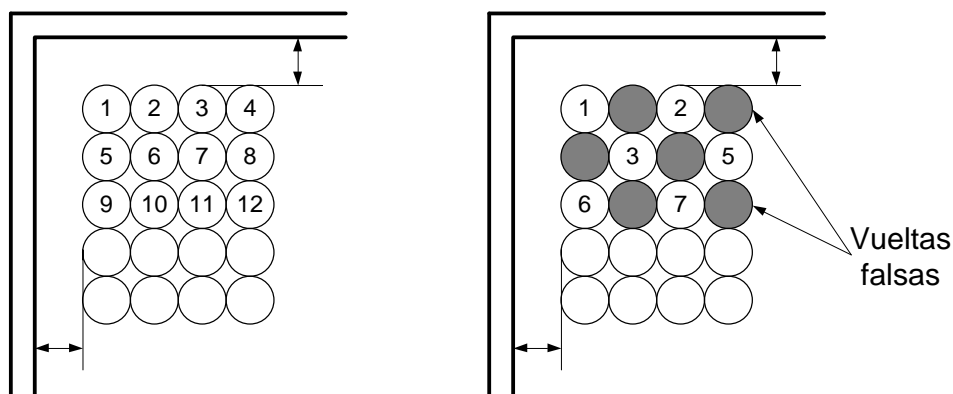


Fig. 4.4 Vueltas falsas.

El entrelazado de vueltas fue introducido en 1950 y consiste en separar físicamente dos vueltas consecutivas eléctricamente alejando eléctricamente una de ellas, como se muestra en la figura 4.5. Con esto se logra aumentar el valor de la capacitancia serie y disminuir la capacitancia en derivación debido a que se reduce la cantidad de material aislante en la parte axial del devanado del transformador, disminuyendo su altura. Esta técnica es la más eficaz para mejorar la distribución inicial del potencial, ya

que el esfuerzo dieléctrico entre vueltas disminuye, sin embargo es la más costosa [51].

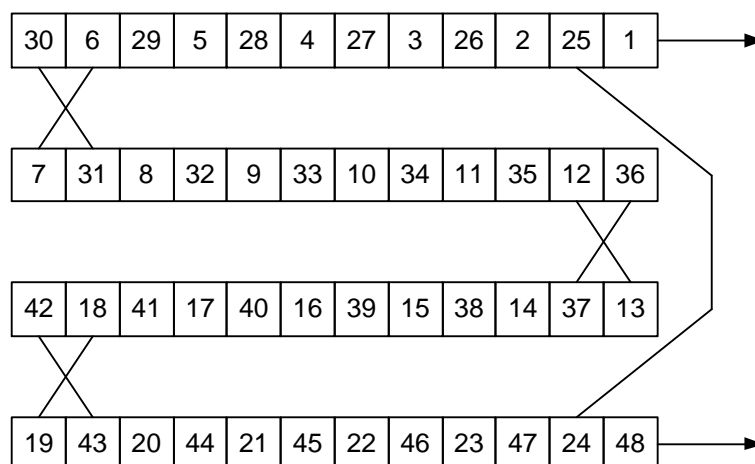


Fig. 4.5 Entrelazado de vueltas [51].

4.3 Cálculo de esfuerzos dieléctricos

Las regiones de aislamiento en el transformador pueden clasificarse en:

- 1) Aislamiento entre vueltas
- 2) Aislamiento entre capas
- 3) Aislamiento entre devanados
- 4) Aislamiento entre devanado y núcleo
- 5) Aislamiento hacia elementos metálicos auxiliares

Las regiones 1 y 2 son las que sufren mayor esfuerzo dieléctrico cuando a través del devanado se propaga un impulso de origen atmosférico. Esto se debe a que las magnitudes de las sobretensiones generadas por descargas atmosféricas no son la única razón de daño del sistema de aislamiento, sino también los cambios rápidos de tensión, ya que los esfuerzos dieléctricos a los que se ven sometidos los materiales dependen considerablemente de la dV/dt .

Por tal razón el diseño del sistema de aislamiento se calcula de acuerdo con resultados de la prueba de impulso.

Una vez obtenidas las tensiones transitorias a lo largo del devanado, el esfuerzo dieléctrico máximo entre vueltas de una misma capa o entre vueltas de capas consecutivas puede calcularse simplemente como se muestra en la ecuación 4.2.

$$\max(ED_{ij}) = \frac{|V_i - V_j|}{\min(d_{ij})} \quad (4.2)$$

donde:

V_i y V_j tensiones de las vueltas i y j

$\min(d_{ij})$ distancia mínima entre vueltas i y j

4.3.1 Algoritmo del cálculo de esfuerzos dieléctricos

Para el diseño dieléctrico de un transformador la etapa más importante es el cálculo de esfuerzos dieléctricos, ya que a partir de estos valores se decide si el diseño dieléctrico es adecuado para soportar sobretensiones a lo largo del devanado. Sin embargo, para llegar a este punto es necesario que se cumplan con ciertos procedimientos, los cuales se dividen en esta tesis en cuatro etapas, tal como se muestra en el diagrama de flujo de la figura 4.6, que muestra la metodología para la obtención del diseño dieléctrico.

Primera etapa: Determinación de parámetros del devanado del transformador

Esta etapa se realizó a través del programa de simulación de campos electromagnéticos COMSOL Multiphysics[®], el cual está basado en el método de elemento finito (MEF) descrito en el Apéndice A. Mediante este programa se define la geometría del transformador, y se asignan propiedades de los materiales, fronteras, mallado de elementos finitos, etc. Por medio de una interfaz con MATLAB[®] se genera un código que nos permite manipular la información para el cálculo de los parámetros eléctricos por unidad de longitud (matriz de inductancias L y matriz de capacitancia C).

Segunda etapa: Implementación del modelo Interno del transformador

Los datos obtenidos en la etapa anterior son de vital importancia para que esta etapa funcione ya que, como se explicó en el Capítulo 3, el modelo de dos puertos necesita de las matrices de parámetros del devanado. Posteriormente se realiza la implementación del modelo de zig-zag, el cual está basado en la teoría de la línea de transmisión multiconductora.

Tercera etapa: Prueba de Impulso

En esta etapa se realiza el cálculo de tensiones en cada una de las vueltas del devanado cuando se presenta una sobretensión de tipo atmosférico. Estos valores son llevados al dominio del tiempo a través de la utilización de la transformada numérica de Laplace inversa (TNLI), la cual se explica en el Apéndice B.

Cuarta etapa: Cálculo de esfuerzos dieléctricos

En esta etapa se aplica la ecuación (4.2) para saber si el diseño de aislamiento inicial es capaz de soportar las sobretensiones presentes en el devanado. Para ello se hace uso de mapas de contorno o gráficas en 2 ó 3 dimensiones, como se explicará en la siguiente sección. Si los esfuerzos dieléctricos son mayores a la rigidez dieléctrica del material propuesto, debe proponerse un nuevo diseño del devanado considerando materiales aislantes y/o distancias dieléctricas diferentes.

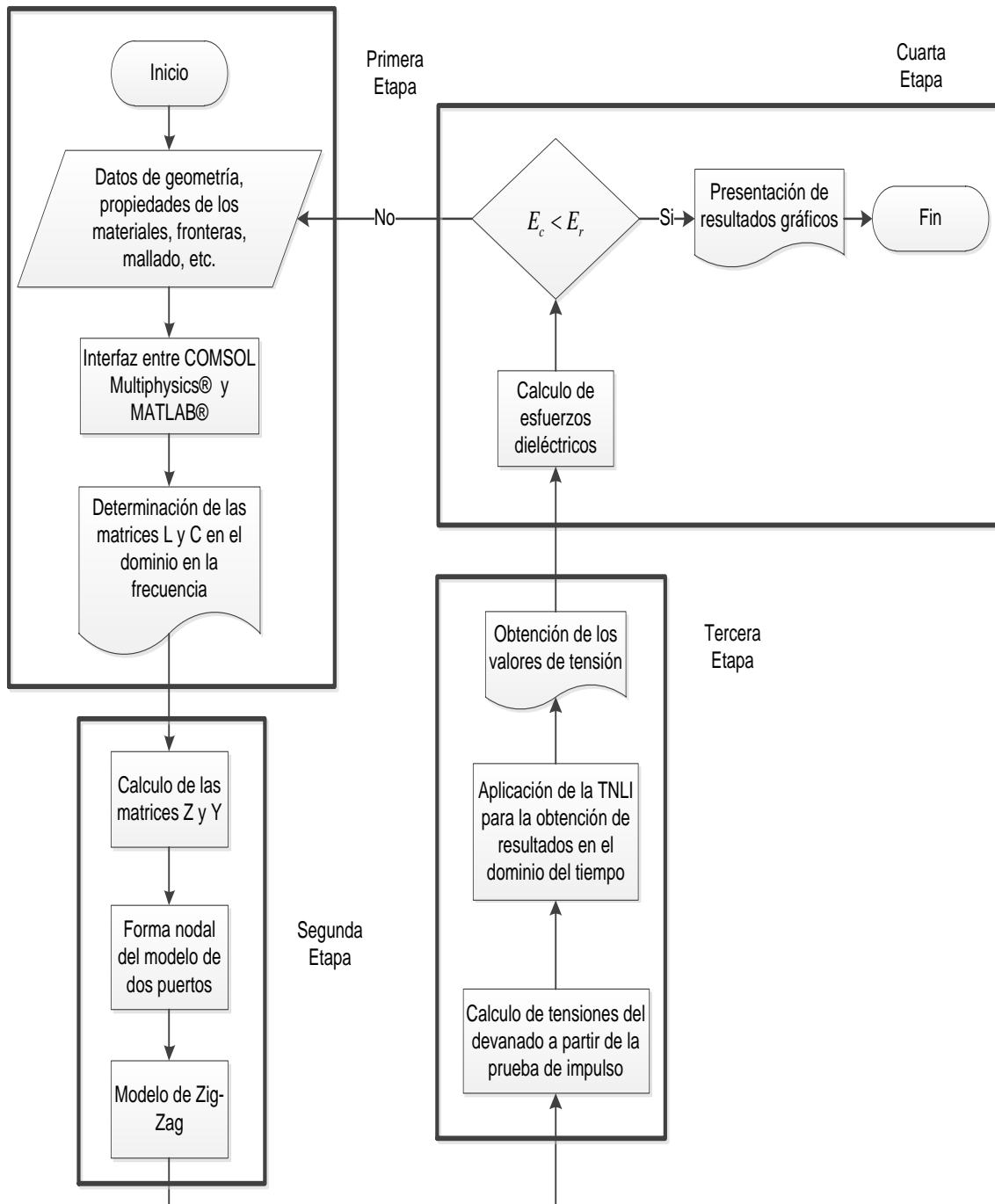


Fig. 4.6 Diagrama de flujo para el diseño de aislamiento.

4.3.2 Prueba de impulso.

Las simulaciones se realizaron para 1024 muestras, con un tiempo de observación del fenómeno de $5 \mu s$.

La onda de impulso atmosférico aplicada al devanado es de tipo doble exponencial. Para la prueba de impulso estándar ($1.2/50 \mu s$) esta onda está dada por:

$$V_{imp} = a(e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}) \quad (4.3)$$

donde:

$$a = 1.037 \cdot \text{BIL (Nivel Básico de Aislamiento)}$$

$$\alpha_1 = 1/68.2 \mu s$$

$$\alpha_2 = 1/0.405 \mu s$$

Sin embargo, para el caso de prueba presentado en este Capítulo los valores de las constantes α_1 y α_2 aumentaron 10 veces a fin de obtener una onda de impulso 10 veces más rápida que la convencional (Fig. 4.7). Esto se debe a que la longitud del devanado del transformador de prueba es más corta que en un transformador común, por lo cual la propagación de un impulso estandarizado no sería apreciable. Es de esperarse que, debido a la rapidez del impulso el devanado sufra un esfuerzo dieléctrico considerable.

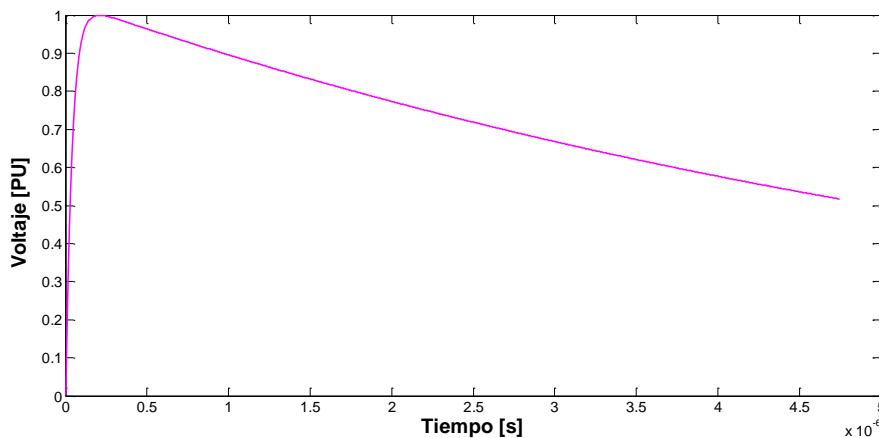


Fig. 4.7 Onda de impulso aplicada al devanado.

4.3.2.1 Simulaciones con aire como material dieléctrico

En las figuras que se presentan a continuación (Figs. 4.8 a 4.11) se muestra el comportamiento de la tensión transitoria en diversos puntos a lo largo del devanado.

Pueden observarse las oscilaciones presentes en algunos, magnitudes que llegan a rebasar 1PU, y como estas tensiones son menores en los puntos más cercanos al nodo de conexión a tierra del devanado

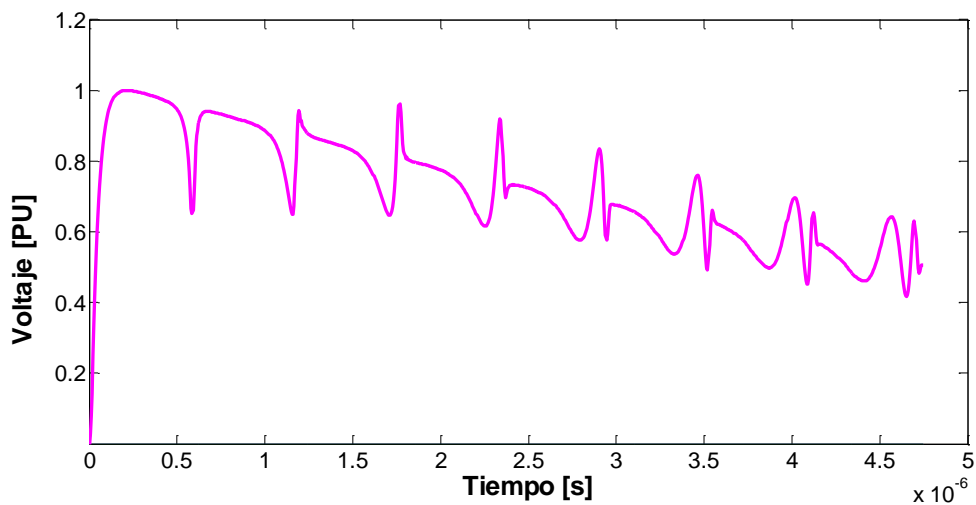


Fig. 4.8 Valores de tensión en la vuelta 4.

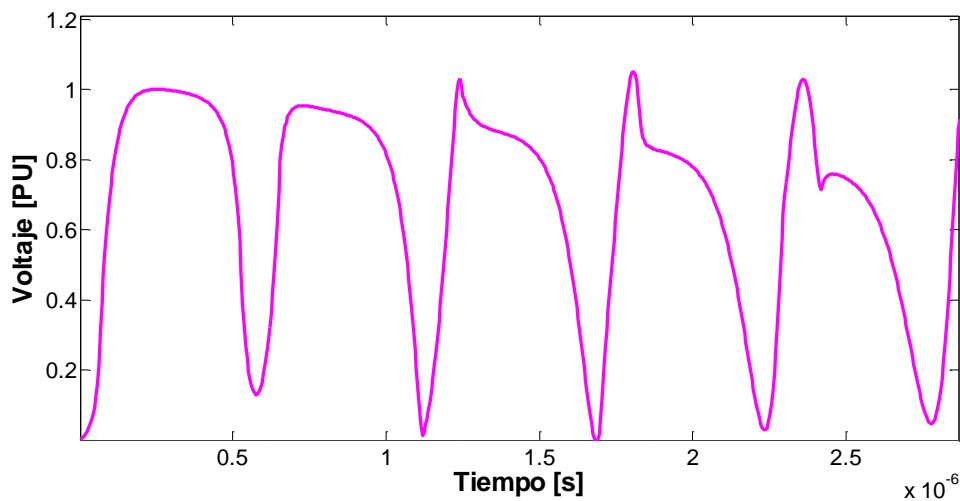


Fig. 4.9 Valores de tensión en la vuelta 15.

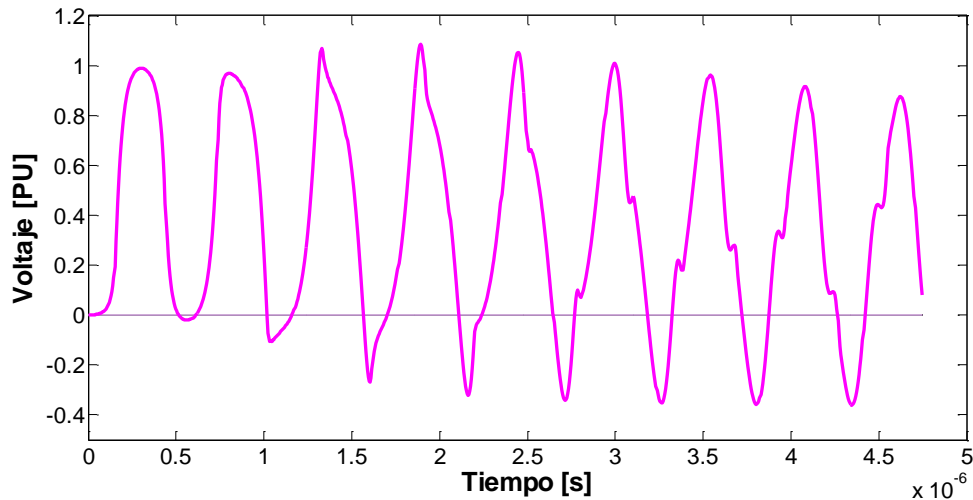


Fig. 4.10 Valores de tensión en la vuelta 35.

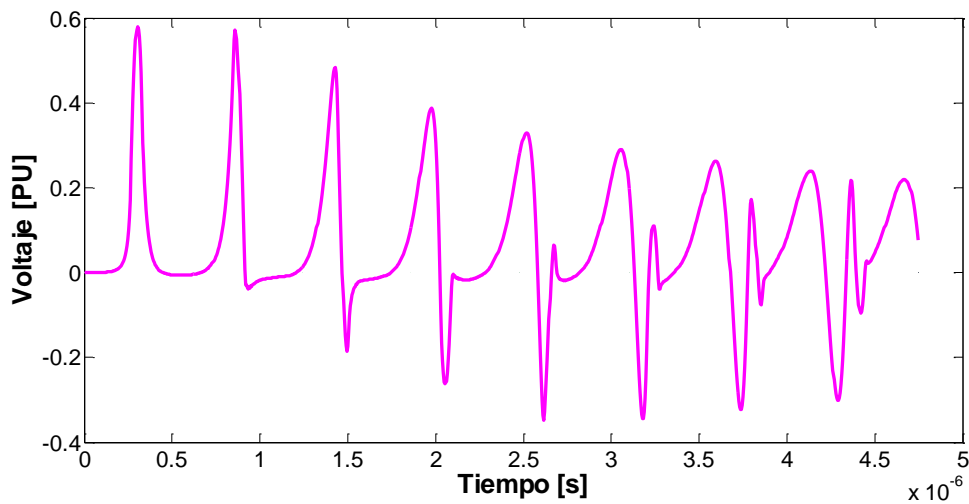


Fig. 4.11 Valores de tensión en la vuelta 60.

4.3.1.2 Simulaciones con material dieléctrico diferente del aire

El material dieléctrico utilizado como aislante en el devanado del transformador es un elastómero de poliuretano; sus propiedades dieléctricas se muestran en la tabla 4.1.

Tabla 4. 1 Propiedades dieléctricas del elastómero de poliuretano [52].

Propiedad	Valor
Permitividad relativa (ϵ_r)	7
Tangente δ	$> 5 \times 10^{-2}$
Rigidez dieléctrica (MV / m)	21

A diferencia de las simulaciones realizadas con aire como material dieléctrico, en este caso se considera la permitividad de material dieléctrico utilizado y se calcula la matriz de conductancias como se indica en capítulos anteriores.

En las figuras siguientes (Figs. 4.12 a 4.15) se muestra el comportamiento de la tensión en los diferentes puntos del devanado. Se observa que los valores más altos de voltaje apenas superan el 1 PU y a diferencia del aire como material dieléctrico se observa que el valor de voltaje disminuye más rápido.

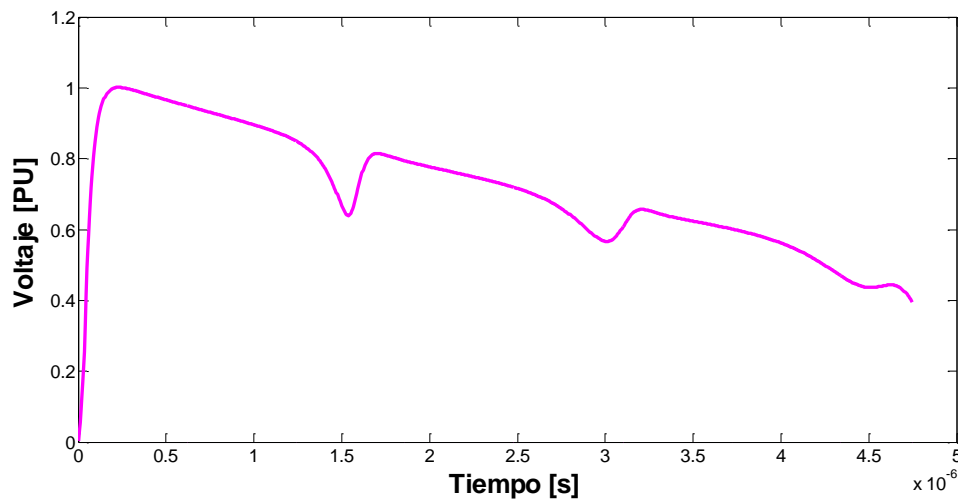


Fig. 4.12 Valores de tensión en la vuelta 4.

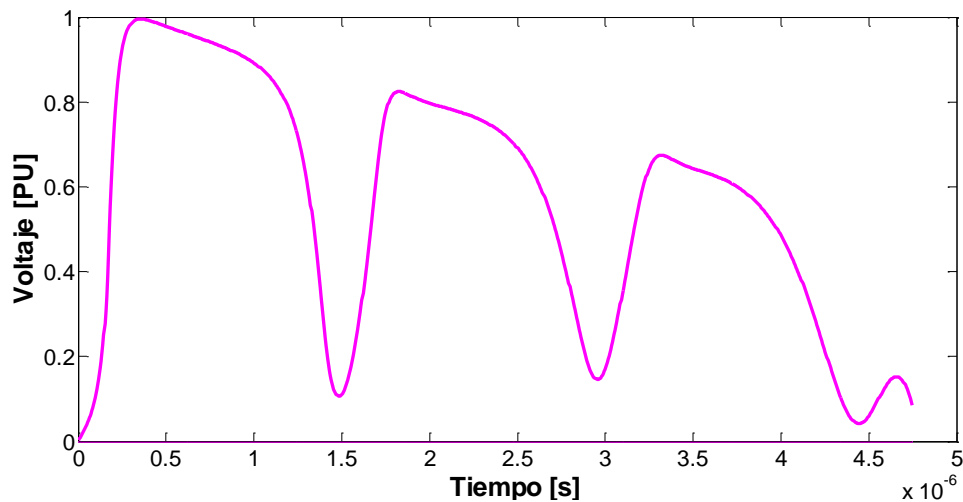


Fig. 4.13 Valores de tensión en la vuelta 15.

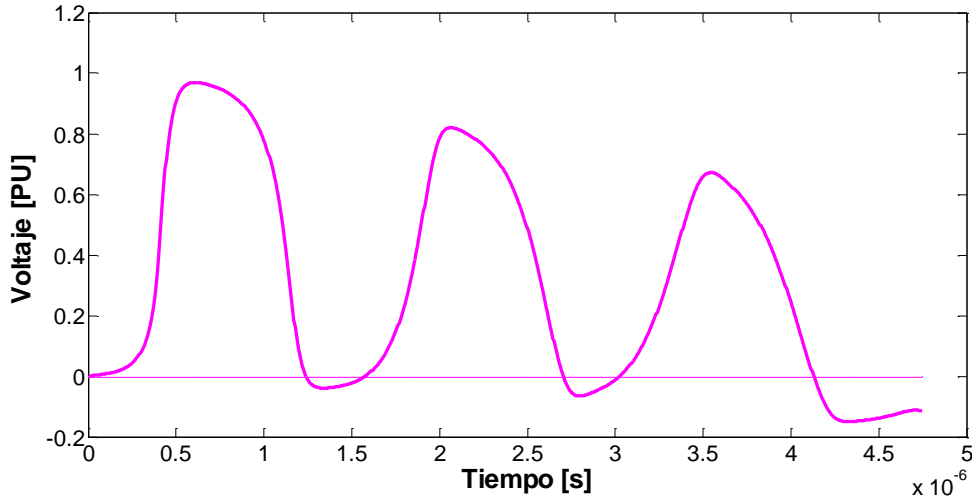


Fig. 4.14 Vueltas de tensión en la vuelta 35.

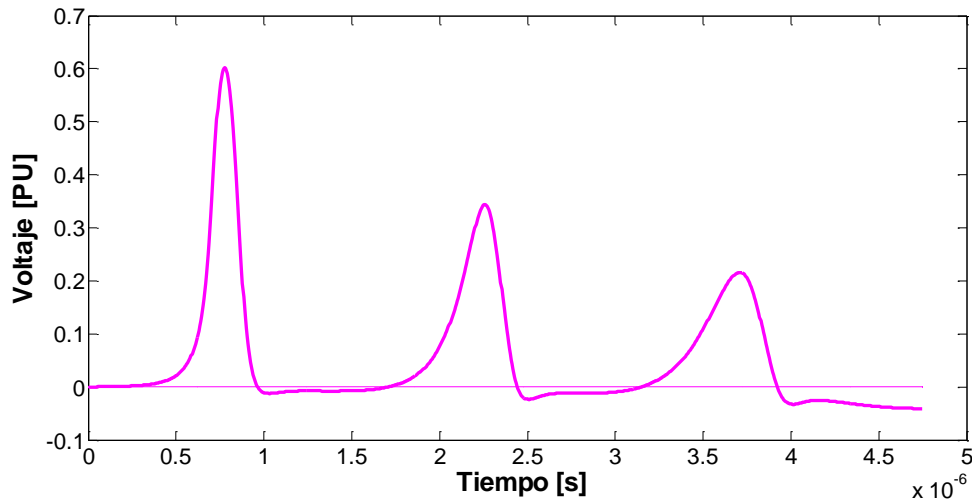


Fig. 4.15 Vueltas de tensión en la vuelta 60.

4.3.2 Esfuerzos Dieléctricos

El cálculo de esfuerzos dieléctricos se realizó a partir de la ecuación 4.2. La distancia entre vueltas se muestra en los datos del modelo del Capítulo 3. El nivel básico de aislamiento del devanado bajo prueba es de 60 kV, correspondiente a un transformador Clase 15kV. En la figura 4.16 se muestran los valores máximos de esfuerzos a los que está sometido el devanado del transformador durante la prueba de impulso y se puede observar que el valor máximo de esfuerzo dieléctrico se ubicó en la vuelta numero 65 teniendo como valor máximo de 93.5 MV/m. Esto se debe a que el, a pesar de que los valores de tensión se hacen menores en las vueltas finales del devanado, la diferencia de potencial entre estas vueltas es muy elevada.

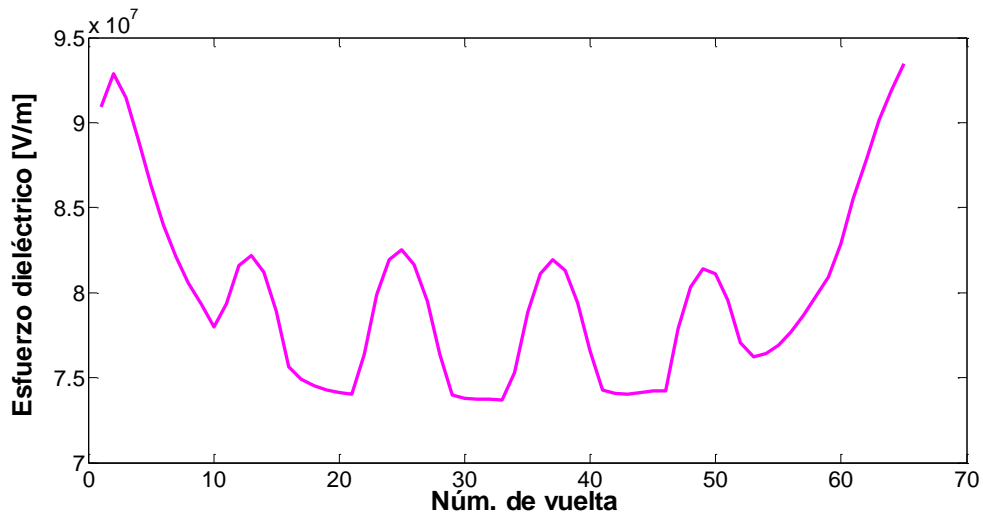


Fig. 4.16 Esfuerzos dieléctricos máximos en el devanado de prueba.

El modelo analizado no sería capaz de soportar la prueba de impulso atmosférico, ya que el valor máximo de esfuerzo dieléctrico calculado es de 93.5 MV/m, mucho mayor que la rigidez dieléctrica del aire de 3 MV/m e incluso mayor que cualquier barniz de alto desempeño. Por lo tanto, el siguiente paso consiste en rediseñar el devanado considerando modificaciones en la distancia entre vueltas y/o empleando algún material de alta rigidez dieléctrica.

Con la finalidad de que el devanado de transformador soporte la prueba de impulso atmosférico se utilizó un material diferente al aire, un elastómero de poliuretano con las características eléctricas definidas anteriormente. Los valores de los esfuerzos máximos que se presentan a lo largo del devanado se presentan en la figura 4.17: y se observa que las primeras vueltas del devanado son las que mayores esfuerzos deben de soportar

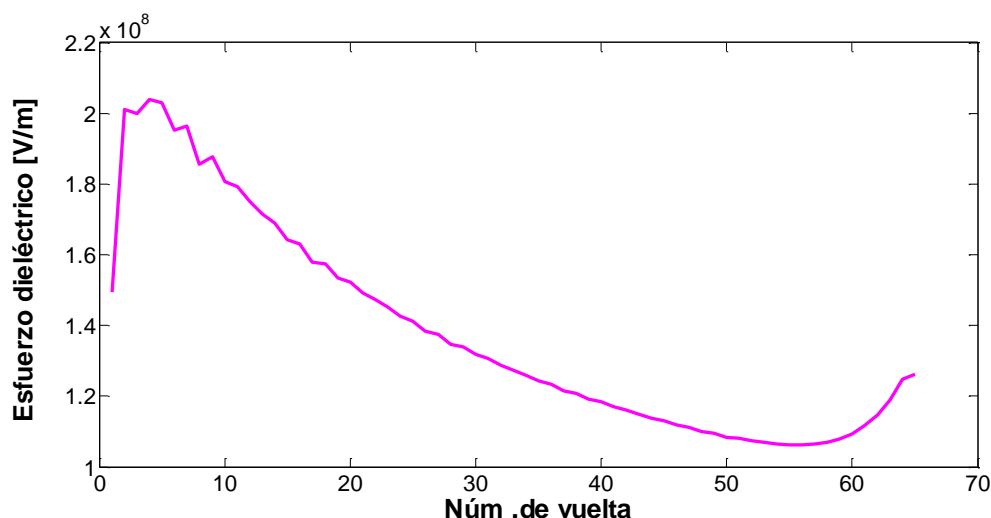


Fig. 4.17 Esfuerzos dieléctricos máximos en el devanado de prueba.

Las simulaciones indican que el esfuerzo máximo se presenta en la vuelta 4 del devanado, es de 20.3 MV/m. Comparando el valor calculado con el valor de rigidez dieléctrica del material dieléctrico, se puede decir que el devanado de transformador propuesto es capaz de soportar la prueba de impulso atmosférico. Sin embargo esta diferencia se vuelve más notoria si se considera que el elastómero de poliuretano es la base de muchos barnices de alto desempeño utilizados para aislar devanados de transformadores que tienen valores de rigidez dieléctrica de hasta 60MV/m.

Los resultados anteriores también pueden ser representados a través de herramientas de visualización tales como mapas de contorno o gráficas en tres dimensiones, las cuales muestran de forma más clara los instantes de tiempo y las posiciones en que ocurren las tensiones transitorias y los esfuerzos dieléctricos a lo largo del devanado del transformador, como se muestra enseguida.

4.4 Visualización de sobretensiones transitorias y esfuerzos dieléctricos a lo largo del devanado.

Cuando el devanado de un transformador es expuesto a sobretensiones independientemente de la naturaleza que sea, los esfuerzos eléctricos que se presentan son de diferentes magnitudes y en diferentes posiciones del devanado, por lo que se recurre a herramientas gráficas para visualizar de mejor manera la distribución del potencial o los esfuerzos eléctricos a lo largo del devanado. Algunas de esas gráficas son:

- Superficies en el espacio tridimensional (Gráficas 3D)
- Gráficas en 2D
- Mapas de contorno

4.4.1 Representación gráfica de resultados utilizando el aire como material dieléctrico.

A continuación se presenta una gráfica tridimensional (Fig. 4.18) que muestra la distribución del potencial a lo largo del devanado del transformador cuando es aplicado un impulso atmosférico, se observa que los puntos en donde se concentran los valores más altos de potencial se distinguen fácilmente ya que se encuentran de color rojo, tal como se indica en la tabla de colores al lado derecho de la figura. También se observa que debido al proceso transitorio, dichos potenciales se desplazan a distintas vueltas para distintos instantes de tiempo, de manera que cualquier punto del devanado puede experimentar esfuerzos importantes.

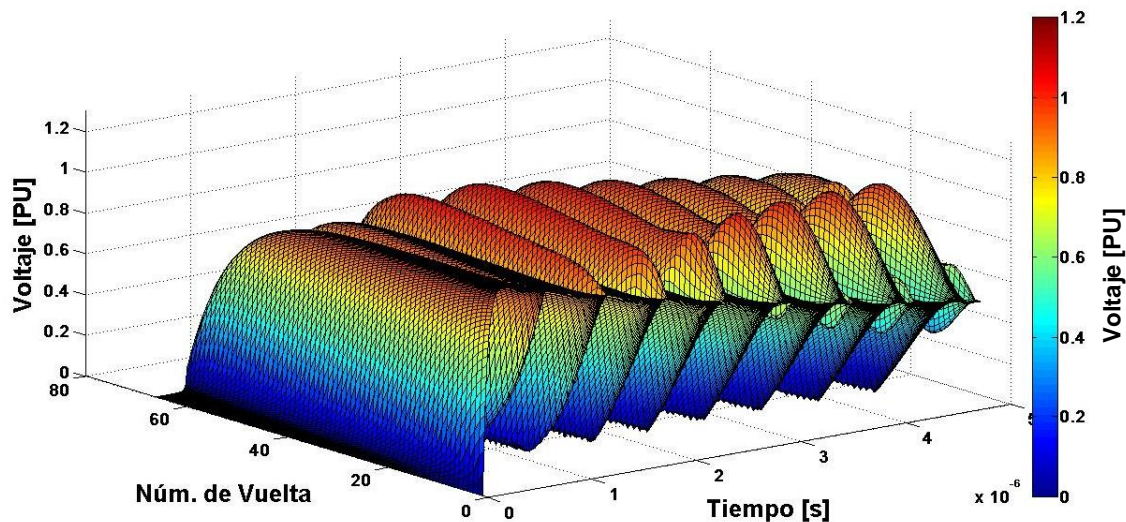


Fig. 4.18 Distribución de potencial en un devanado en una gráfica de 3D.

En la figura 4.19 se muestra el mapa de contorno de tensiones para el aire en donde se observan los valores más altos de tensión presentes en las diferentes vueltas que conforman el devanado, además se observa el número de vuelta con mayor tensión y el tiempo en el que sucede. El cual ocurre en la vuelta 33 con un valor de tensión 1.08

PU de acuerdo con los resultados obtenidos del modelo empleado en este trabajo de tesis.

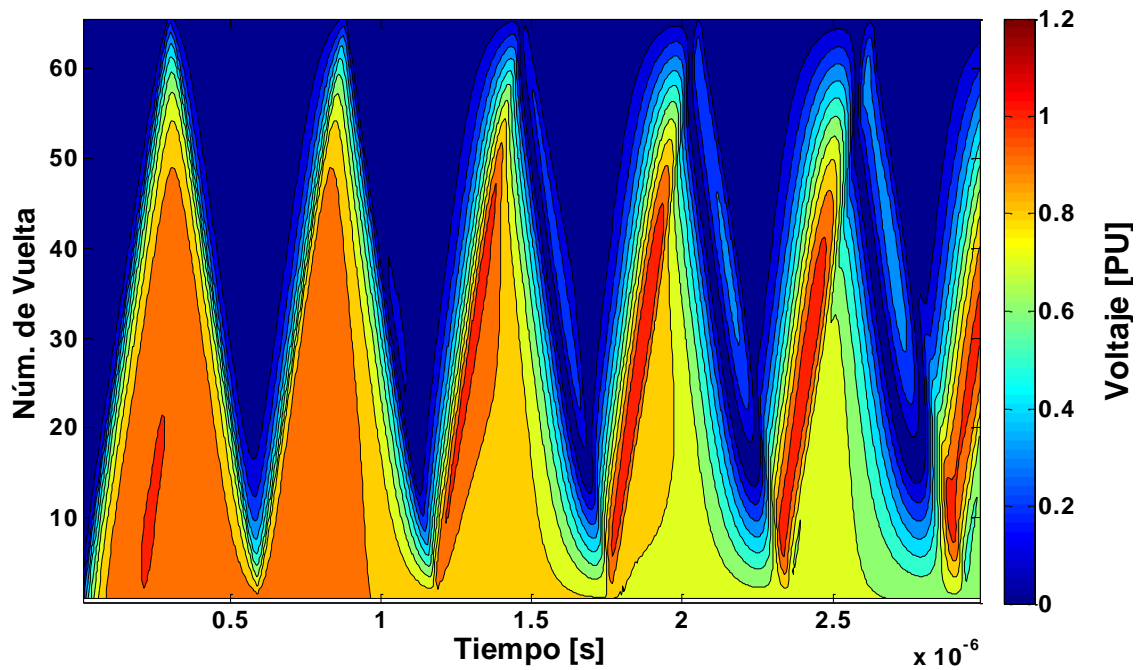


Fig. 4.19 Mapa de contorno de tensión transitoria.

Los mapas de contorno también pueden ser utilizados para observar los esfuerzos dieléctricos (Fig. 4.20) presentes en el devanado de un transformador tal como se mostró en la figura 4.16 en la cual el mayor esfuerzo dieléctrico ocurre en la vuelta 65 con un valor de 93.5 MV/m. Esta herramienta permite localizar de mejor manera la parte del devanado que sufre mayores esfuerzos durante la prueba de impulso así como el tiempo en el que estos ocurren.

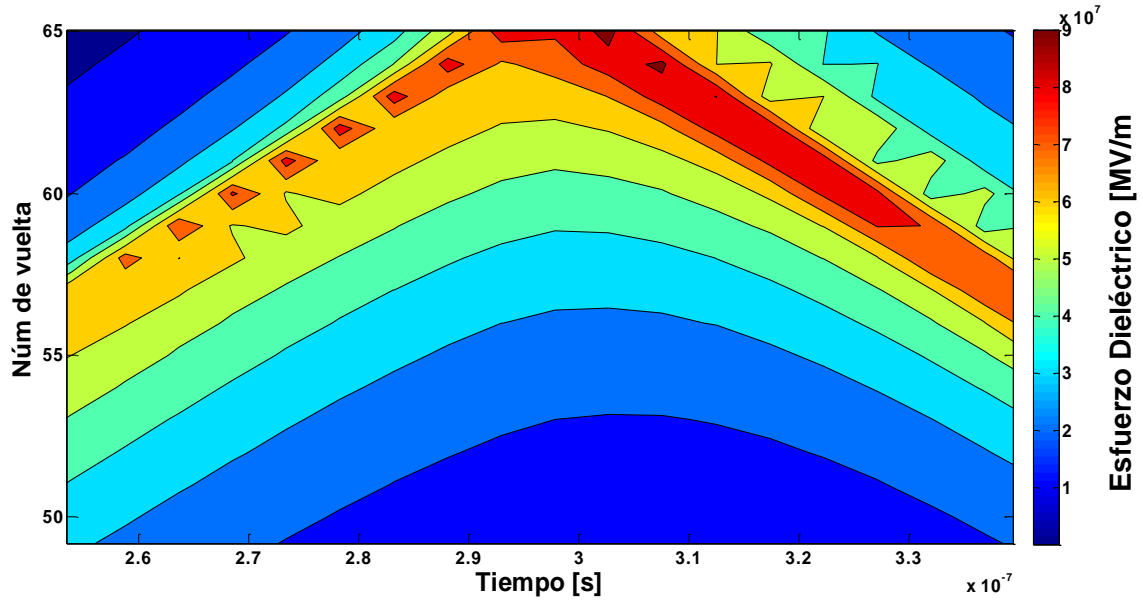


Fig. 4.20 Mapa de contorno de Esfuerzos dieléctricos.

4.4.2 Representación gráfica de resultados un material dieléctrico diferente al aire.

A continuación (Fig. 4.21) se presenta el comportamiento del voltaje a lo largo del devanado del transformador cuando se utiliza un material dieléctrico diferente del aire.

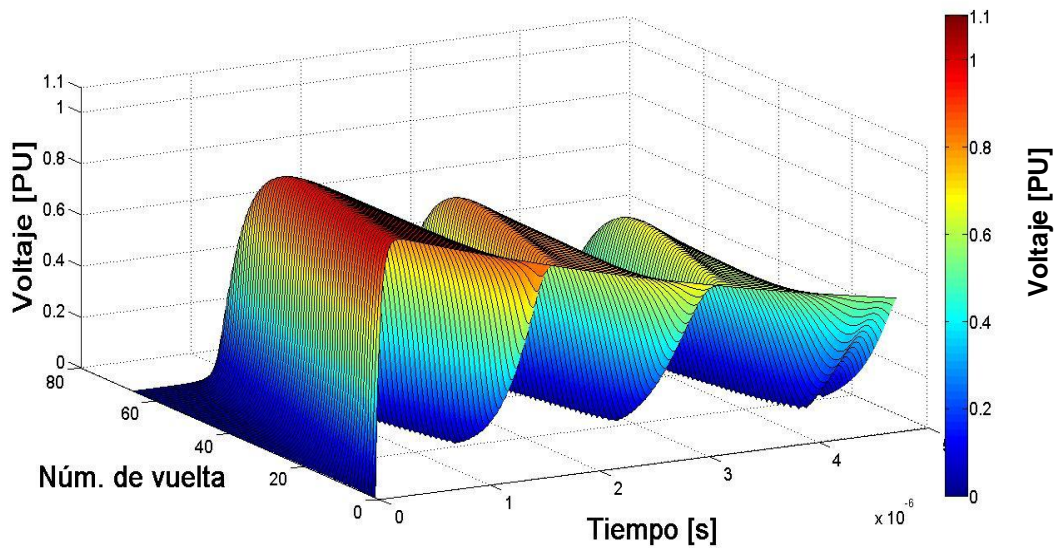


Fig. 4.21 Distribución de potencial en el devanado de un transformador en una grafica 3D.

Otra forma de observar la distribución de potencial en el devanado del transformador es a partir del siguiente mapa de contorno (Fig. 4.22) el cual muestra que el valor más alto de tensión alcanzado tiene un valor de 1.002 PU y se presenta en la vuelta 6.

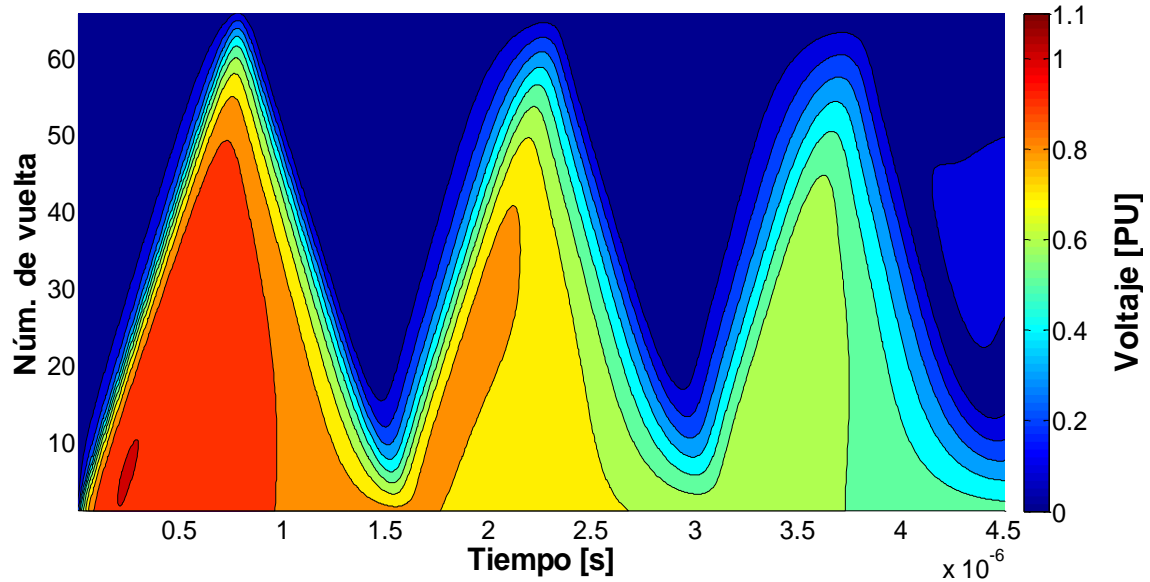


Fig. 4.22 Mapa de contorno de tensión transitoria.

En la figura 4.23 se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas para un material dieléctrico diferente del aire, en la cual se puede observar de acuerdo con la tabla de colores que el esfuerzo dieléctrico máximo se localiza en la vuelta 4 del devanado de un transformador, ocurre a los 48ns y alcanza un valor de 20.3 MV/m.

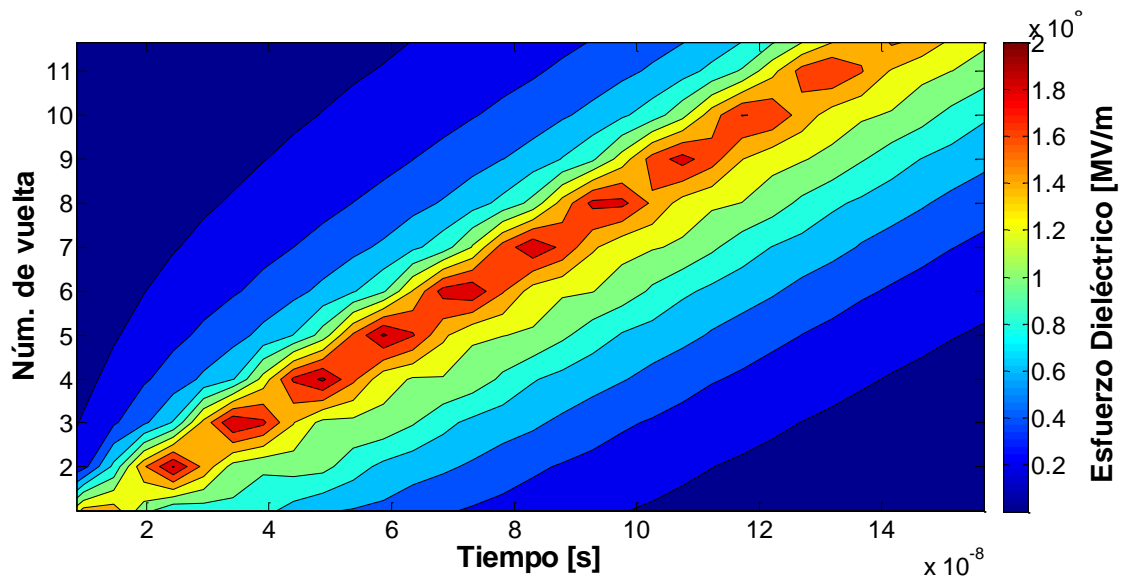


Fig. 4.23 Mapa de contorno de esfuerzos dieléctricos.

Es importante hacer notar que el impulso inyectado al devanado empleado en este trabajo de tesis es 10 veces más rápido que el impulso de rayo estandarizado, como se explicó anteriormente, lo cual tiene una influencia notoria en el estrés sufrido en el devanado. En ocasiones el devanado de un transformador puede verse sometido a impulsos más rápidos que los de una descarga atmosférica como en sistemas en donde se incluyen fuentes tipo PWM o en la maniobra de interruptores aislados en gas. En este tipo de aplicaciones relacionadas con transitorios rápidos, un modelo de parámetros distribuidos como el que se utilizó en este trabajo de tesis es más adecuado que uno de parámetros concentrados, debido a que considera la propagación del impulso correspondiente, así como las reflexiones de la onda en los puntos de transición.

Capítulo 5.

Conclusiones

5.1 Introducción

Actualmente las fallas más recurrentes en transformadores se presentan en el sistema dieléctrico. Aun cuando las fallas no ocurran, un diseño dieléctrico inadecuado reduce su vida útil. En el presente trabajo de tesis se presenta una metodología para el diseño dieléctrico del devanado de alta tensión de un transformador, a través de un modelo de parámetros distribuidos utilizando diferentes programas computacionales tales como COMSOL Multiphysics® y MATLAB®.

A continuación se presentan las conclusiones que se obtuvieron durante el desarrollo de este trabajo, así como, las recomendaciones para trabajos futuros.

5.2 Conclusiones

- La interfaz entre COMSOL Multiphysics® y MATLAB® es una poderosa herramienta para el cálculo de parámetros eléctricos, debido a la facilidad en la manipulación de datos. Sin embargo el tiempo de cómputo puede ser muy largo, dependiendo del número de vueltas del devanado bajo análisis.
- El programa desarrollado es capaz de considerar la influencia del núcleo en el cálculo de parámetros eléctricos, así como su dependencia frecuencial. Sin embargo, para el modelo empleado en las simulaciones se consideró una matriz constante para el cálculo de los esfuerzos dieléctricos, debido a que a las frecuencias tan elevadas del fenómeno simulado, la penetración de flujo en el núcleo es prácticamente cero, es decir, el núcleo se comporta como una barrera contra el flujo.

- Realizando las consideraciones necesarias al programa desarrollado en el presente trabajo puede emplearse cualquier material dieléctrico que se desee para el sistema de aislamiento lo que permite una gran flexibilidad para el diseñador.
- La selección adecuada del material aislante entre vueltas disminuye el esfuerzo dieléctrico al que está sometido el devanado del transformador.
- La metodología propuesta para el cálculo de esfuerzos dieléctricos es de gran utilidad para predecir el comportamiento de un diseño dieléctrico nuevo o modificado, ya que permite evaluar si el devanado de un transformador será capaz de pasar la prueba de impulso estandarizado, o cualquier otro tipo de forma de onda que pueda estresar al transformador al ser instalado, antes de la fabricación de un modelo físico.

5.3 Recomendaciones para trabajos futuros

- Utilizar herramientas de optimización para el diseño dieléctrico de los transformadores.
- En este trabajo de tesis se utilizó el método de elemento finito por la precisión en los cálculos; sin embargo, se recomienda mejorar el tiempo de cálculo de parámetros a través de nuevos métodos para cálculo de los parámetros eléctricos del transformador, considerando geometrías detalladas en tres dimensiones.
- Los resultados obtenidos a través del programa desarrollado en este trabajo corresponden a un devanado de una sola capa por lo que se recomienda aplicarlo para el cálculo de esfuerzos dieléctricos en la geometría de un transformador real, el cual contenga más de una capa o disco.

REFERENCIAS

- [1] S. M. H. Hosseini, M. Vakilian, and G. B. Gharehpetian, "Comparison of Transformer Detailed Models for Fast and Very Fast Transient Studies", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 23, no. 2, April 2008.
- [2] Y. Shibuya, S. Fujita, and N. Hosokawa, "Analysis of Very Fast Transient Overvoltage in Transformer Winding", *IEE Proc. Generation Transmission and Distribution*, Vol. 144, No. 5, September 1997.
- [3] M. Popov, L. V. Sluis, and G. C. Paap, "Computation of Very Fast Transient Overvoltages in Transformer Windings," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 18, no. 4, pp. 1268–1274, Oct. 2003.
- [4] G. Liang, H. Sun, X. Zhang, and X. Cui, "Modeling of Transformer Windings Under Very Fast Transient Overvoltages", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 4, November 2006.
- [5] A. Miki, T. Hosoya, and K. Okuyama, "A Calculation Method for Impulse Voltage Distribution and Transferred Voltage in Transformer Windings", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-97, no. 3, May/June 1978.
- [6] W.D. Stevenson and J. J. Grainger, *Análisis de Sistemas de Potencia*, Mc Graw Hill, U.S.A., 1996.
- [7] W. H. Bartley, "Analysis of Transformer Failures", International Association of Engineering Insurers 36th annual Conference – Stockholm, 2003
- [8] O.M. Nassar, "Effects of Surge Wave Reflection Inside a Motor on Voltage Distribution Across Stator Winding", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-104, pp. 882, April 1985.
- [9] P.G. MacLaren and H. Oraee, "Multiconductor Transmission-Line Model for the Line-End Coil of Large AC Machines", *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 132, pp. 149, May 1985.
- [10] L. F. Blume and A. Boyajian, "Abnormal Voltage within Transformers", *Transactions AIEE*, Vol. 38, pp. 577-620, 1919.
- [11] M. Weed, "Prevention of Transient Voltage in Windings", *AIEE*, pp.149-159, February 1922.

- [12] K. K. Palueff and J.H. Hagenguth, "Effect of Transient Voltage on Power Transformer Design IV, Transition of Lightning Waves from One Circuit to Another Through Transformers", *Transaction AIEE Vol. 51*, pp.601-615, Sept. 1932.
- [13] P. A. Abetti. "Transformers Models for the Determination of Transients Voltages", *AIEE, Part III, PAS Vol. 72*, pp.468-475, June 1953.
- [14] G. M. Stein, "A study of the Initial Surge Distribution in Concentric Transformers Windings", *IEEE Transactions on Power Apparatus an Systems, Vol. 83*, pp. 877-893, Sept. 1964.
- [15] A.Miki, T. Hosoya, and 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, May/June 1978.
- [16] J. L. Guardado and K. J Cornick, "A Computer Model for Calculating Steep-Fronted Surge Distribution in Machine Windings", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 4, no. 1, pp. 95-101, March 1989.
- [17] P.G. MacLaren and H. Oraee, "Surge Voltage Distribution in Line-End Coils of Inductions Motors", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-104, July 1985.
- [18] K.J. Cornick and T.R. Thompson, " Steep-Fronted Switching Voltage Transient and Their Distribution in Motor Winding", *IEE Proc.*, Vol. 129, pp. 45-55, March 1982.
- [19] Rabins, "A New Approach to the Analysis of Impulse Voltages and Gradients in Transformer Windings", *AIEE Transactions*, Vol. 78, no. 4, pp. 1784-1791, February 1960.
- [20] D.J. Wilcox, W.G. Hurley and T.P. McHale, "Application of Modified Modal Theory in the Modelling of Practical Transformers", *IEE Proc.*, Vol. 139, no. 6, pp. 513-520, November 1992.
- [21] F. de Leon and A. Semlyen, "Complete Transformer Model for Electromagnetic Transient", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 9, no. 1, January 1994.
- [22] Y. Shibuya, S. Fujita, and N. Hosokawa, "Analysis of Very Fast Transient Overvoltage in Transformer Winding", *IEE Proc. Generation Transmission and Distribution*, Vol. 144, No. 5, September 1997.
- [23] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Application of Vector Fitting to the State Equation Representation of Transformers for Simulation of Electromagnetic Transients," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 13, pp. 834–842, July 1998.

- [24] A. S. AlFuhaid, "Frequency Characteristics of Single Phase Two Winding Transformer Using Distributed Parameter Modeling", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 16, no. 4, pp.637-642, October 2001.
- [25] F. J. Quiñonez, *Modelado de Devanados de Transformadores para el Análisis de Transitorios Electromagnéticos en el Dominio del Tiempo*, Tesis de Maestría, CINVESTAV-IPN., Guadalajara Jalisco, 2003.
- [26] B. Gustavsen, "Wide Band Modeling of Power Transformers," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 19, no. 1, pp. 414–422, January 2004.
- [27] K. Ragavan and L. Satish, "An Efficient Method to Compute Transfer Function of a Transformer From its Equivalent Circuit", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 20, no. 2, April 2005.
- [28] G. Liang, H. Sun, X. Zhang, and X. Cui, "Modeling of Transformer Windings Under Very Fast Transient Overvoltages", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 4, November 2006.
- [29] L. F. Blume, A. Boyajian, G. Camilli and T. C. Lennox, *Transformer Engineering: A Treatise on the Theory, Operation, and Application of Transformers*, John Wiley, New York, 1951.
- [30] E. Ras, *Transformadores de Potencia, de Medida y de Protección*, Marcombo, España, 1998.
- [31] P. Reis, *Análisis del Envejecimiento del Aceite de un Transformador Mediante Espectroscopia Dieléctrica Medida a Baja Frecuencia*, Tesis de Licenciatura, Escuela Politécnica Superior, Universidad Carlos III, Madrid 2004.
- [32] International Electrotechnical Commission, "Supervision and Maintenance Guide for Mineral Insulating Oils in Electrical Equipment", IEC-60-422, 1989.
- [33] J. Kuffel, E Kuffel and W. S. Zaengl, *High Voltage Engineering: Fundamentals*, Oxford, Great Britain, 2000.
- [34] K. Karsai, D. Kerenyi and L. Kiss, *Large Power Transformers (Studies in Electrical and Electronic Engineering)*, Elsevier Science, Budapest, 1967.
- [35] E.T. Norris, "High Voltaje Power Transformer Insulation", *IEE Journal and Magazine.*, Vol. 9, no. 98, pp. 82-83, February 1963.
- [36] R.M. Del Vecchio, B. Poulin, P.T. Feghali, D.M. Shah and R. Ahuja, *Transformer Design Principles: With Applications to Core-Form Power Transformers*, CRC Press, U.S.A., 2002.

- [37] International Electrotechnical Commission, "Power transformer (*Insulation levels, dielectric tests and external clearance in air*)", IEC-60076-3, 2000-2003.
- [38] Norma Mexicana, "Transformadores y Autotransformadores de Potencia-Especificaciones", NMX-J-284-ANCE-2006, México, 2006.
- [39] Norma Mexicana," Métodos de Prueba, Transformadores de Distribución y Potencia", NMX-J-169-ANCE-2004, México, 2004.
- [40] IEEE Standards Association, "IEEE Guide for Transformer Impulse Tests", IEEE Power & Energy Society, U.S.A., 2011.
- [41] International Electrotechnical Commission, "High Voltage Test Techniques (*General requirements for safety*)", IEC-60-1, 2008.
- [42] International Electrotechnical Commission, "High Voltage Test Techniques (*Test preceding*)", IEC-60-2, 2008.
- [43] J. A. Martinez, "Power System Transient: Parameter Determination", CRC Press, U.S.A., 2010.
- [44] P. Gómez, F. de León, "Accurate and Efficient Computation of the Inductance Matrix of Transformer Windings for the Simulation of Very Fast Transients", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 26, No. 3, pp. 1423-1431, July 2011.
- [45] W. J. Mc Nutt, T. J. Blalock and R. A. Hinton, "Response of Transformer Windings to System Transient Voltages", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-93, pp. 457-466, March/April 1974.
- [46] P. Gómez, "Modelado del Devanado de Transformadores para Análisis de Transitorios de Alta Frecuencia: estado del arte", XIII Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas, México D.F., Noviembre de 2010.
- [47] J. R. Ritz, F. J. Milford and R. W. Christy, *Foundations of Electromagnetic Theory*, Addison Wesley, U.S.A., 1986.
- [48] A. Greenwood, *Electrical Transient in Power System*, John Wiley and Sons, U.S.A., 1991.
- [49] W. H. Hayt, *Engineering of Electromagnetics*, Mc Graw Hill, U.S.A., 1965.
- [50] S. Meier, T. Kjellqvist, S. Norrga and H. P. Nee, "Design Considerations for Medium-Frequency Power Transformer in Offshore Wind Farms", *Power Electronics and applications*, 13th. European Conference, pp. 1-12, September, 2009.

-
- [51] S.V. Kulkarni, and S.A. Khaparde, *Transformer Engineering: Design and Practice*, CRC Press, New York, 2004.
- [52] A. Küchler, *Hochspannungs technik Grundlagen*, Springer, Berlin Alemania 1997
- [53] Z. Fonseca, *El Método de los Elementos Finitos: una introducción*, Fondo editorial biblioteca, Maracaibo, Venezuela, 2011.
- [54] P. Silvester y R. Ferrari, *Elementos Finitos para Ingeniería Eléctrica*, Noriega Editores, México D.F., 1989.
- [55] M. Saduki, *Elementos de Electromagnetismo*, OXFORD University Press, New York, U.S.A, 2003.
- [56] D. Logan, *A First Course in the Finite Element Method*, Thomson Canada, Toronto, Canada, 2007.
- [57] P. Gómez, *Modelado de Condiciones No Lineales para Análisis de Transitorios Electromagnéticos Utilizando la Transformada Numérica de Laplace*, Tesis de Maestría, Cinvestav del IPN, Unidad Guadalajara, Jalisco, México, 2002.

Apéndice A.

Método de Elemento Finito

A.1 Introducción

Muchos problemas de ingeniería resultan de gran complejidad matemática dado que, aunque la deducción de las ecuaciones diferenciales que representan tales problemas no resulta muy difícil, su solución por métodos convencionales, no se logra más que para ciertos problemas de geometrías, condiciones de frontera, etc. Por esto, se debe recurrir a los métodos numéricos, los cuales proporcionan más información sobre el comportamiento de las variables involucradas y permiten elaborar análisis y diseños con un alto grado de precisión [53].

A.2 Definición

Entre las técnicas numéricas, mas utilizadas desde hace aproximadamente cuarenta años, está el Método de Elemento Finito (MEF), dada su capacidad para modelar dominios irregulares, condiciones de frontera, y no linealidades [53,54].

El análisis por medio del Método del Elemento Finito implica básicamente cuatro pasos [54,55]:

- a) Discretización de la región de la solución en un numero finito de elementos
- b) Deducción de las ecuaciones que rigen a un elemento representativo.
- c) Ensamblaje de las ecuaciones de los elementos
- d) Resolución del sistema de ecuaciones obtenido

En seguida se describen a detalle cada uno de los pasos para el caso de la solución de la ecuación de Poisson para campos magnetostáticos. En este caso el Método de Elemento Finito resuelve para el potencial magnético.

A.3 Metodología

- a. **Discretización de la región de la solución en un número finito de elementos**

En este paso se divide el dominio de la solución en elementos finitos para el mallado en dos dimensiones. Comúnmente se emplean elementos triangulares porque ofrecen

ventajas para el mallado de geometrías complejas. Los puntos de intersección de cada uno de los triángulos son conocidos como nodos. A cada nodo se le asigna un potencial magnético como una incógnita, buscando una aproximación del potencial V_e dentro del elemento e y después se interrelacionan las distribuciones de potencial de cada uno de los elementos de tal forma que el potencial sea continuo para todos los lados de las fronteras.

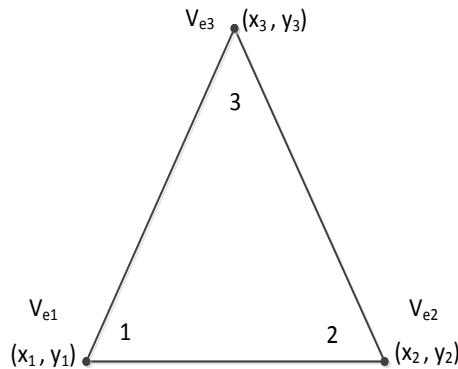


Fig. A.1 Elemento triangular con tres nodos.

b. Deducción de las ecuaciones que rigen a un elemento representativo.

En este paso se desarrollan las ecuaciones para aproximar el proceso físico de cada elemento. La forma más común de aproximación de V_e dentro de un elemento es la aproximación polinomial:

$$V_e(x, y) = a + bx + cy \tag{A.1}$$

Considerando el elemento triangular que aparece en la figura A.1. El potencial V_{e1} , V_{e2} y V_{e3} en los nodos 1, 2 y 3 respectivamente se obtiene mediante la ecuación (A.1); en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ V_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{A.2}$$

Resolviendo la ecuación (A.2) para a, b y c y sustituyendo en (A.1), resulta en:

$$V_e = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} (x_2 y_3 - x_3 y_2) & (x_3 y_1 - x_1 y_3) & (x_1 y_2 - x_2 y_1) \\ (y_2 - y_3) & (y_3 - y_1) & (y_1 - y_2) \\ (x_3 - x_2) & (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ V_{e3} \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

si

$$\begin{aligned} a_1 &= (x_2 y_3 - x_3 y_2) & b_1 &= (y_2 - y_3) & c_1 &= (x_3 - x_2) \\ a_2 &= (x_3 y_1 - x_1 y_3) & b_2 &= (y_3 - y_1) & c_2 &= (x_1 - x_3) \\ a_3 &= (x_1 y_2 - x_2 y_1) & b_3 &= (y_1 - y_2) & c_3 &= (x_2 - x_1) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

La ecuación (A.3) puede ser expresada como

$$V_e = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ V_{e3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

o

$$V_e = \sum_{i=1}^3 N_i(x, y) V_{ei} \quad (\text{A.6})$$

donde

$$\begin{aligned} N_1^e &= \frac{1}{2A} [a_1 + b_1 x + c_1 y] \\ N_2^e &= \frac{1}{2A} [a_2 + b_2 x + c_2 y] \\ N_3^e &= \frac{1}{2A} [a_3 + b_3 x + c_3 y] \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

y A es el área del elemento triangular e .

De la ecuación (A.6) resulta el potencial en cualquier punto (x, y) dentro del elemento siempre que se conozca el potencial en los vértices. N_i son funciones de interpolación o de forma y poseen la propiedad de que al sumarse el resultado será igual a 1.

Para desarrollar la ecuación que determina el comportamiento del cada elemento, con base a la Ecuación Diferencial Parcial (EDP), en este caso la ecuación de Poisson (A.8), se utiliza el Método de los Residuos Pesados (MRP) [53,56]. De acuerdo con este método una función de peso debe ser seleccionada para resolver (EDP). Si las funciones de forma son seleccionadas como la función de peso, entonces estamos empleando al método de Galerkin [56].

$$\nabla^2 V = -\mu J \quad (\text{A.8})$$

Aplicando el método de Galerkin a la ecuación (A.8), se llega a un conjunto de ecuaciones algebraicas lineales que pueden ser expresadas en forma matricial de la siguiente manera:

$$\mathbf{\kappa}^e = \frac{1}{4\mu^e A} \begin{bmatrix} b_1^2 + c_1^2 & b_1 b_2 + c_1 c_2 & b_1 b_3 + c_1 c_3 \\ b_1 b_2 + c_1 c_2 & b_2^2 + c_2^2 & b_2 b_3 + c_2 c_3 \\ b_1 b_3 + c_1 c_3 & b_2 b_3 + c_2 c_3 & b_3^2 + c_3^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{f}^e = J^e \frac{A}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

donde $\mathbf{\kappa}^e$ es la matriz de rigidez local, \mathbf{f}^e el vector de fuerza, que depende de las fuentes externas del sistema, en este caso la densidad de corriente J^e .

Combinado (A.9) y (A.10) obtenemos (A.11) que es la solución de la ecuación de Poisson para un elemento:

$$\frac{1}{4\mu^e A} \begin{bmatrix} b_1^2 + c_1^2 & b_1 b_2 + c_1 c_2 & b_1 b_3 + c_1 c_3 \\ b_1 b_2 + c_1 c_2 & b_2^2 + c_2^2 & b_2 b_3 + c_2 c_3 \\ b_1 b_3 + c_1 c_3 & b_2 b_3 + c_2 c_3 & b_3^2 + c_3^2 \end{bmatrix} = J^e \frac{A}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

c. Ensamblaje de las ecuaciones de los elementos

Este paso se ensamblan las ecuaciones de cada elemento que describen el comportamiento del problema. El ensamblaje del sistema esta basado en la "compatibilidad" en los nodos del elemento, lo cual significa que el valor de la variable del problema, es el mismo para todos los elementos conectados.

Por lo tanto, de la ecuación (A.12) se obtiene un sistema de ecuaciones:

$$[\mathbf{K}][\mathbf{V}_g] = \mathbf{F} \quad (\text{A.12})$$

Donde \mathbf{K} es la matriz ensamblada; \mathbf{V}_g es el vector de potencial sobre los nodos del sistema y \mathbf{F} el vector de fuentes.

d. Resolución del sistema de ecuaciones obtenido

El paso final es la solución del sistema resultante de ecuaciones simultáneas. Los procedimientos de solución se pueden clasificar en dos grupos: 1) **métodos directos**, como los métodos de Gauss y factorización de Cholesky, que son los más

utilizados para sistemas de ecuaciones pequeños y 2) **métodos iterativos**, como los métodos de Gauss-Seidel y el de Jacobi, para sistemas de grandes órdenes.

Con la solución del sistema de ecuaciones se obtienen los valores aproximados de las variables en los nodos del dominio. Estos valores son interpretados y usados en el cálculo de otras cantidades físicas.

El MEF es un método aproximado por lo que se debe tener cuidado al utilizarlo ya que la calidad de las soluciones depende de varios factores como: la discretización espacial, discretización en el tiempo en problemas no estacionarios, condiciones de frontera, propiedades físicas de los materiales, etc.

Sin embargo la disponibilidad de numerosos programas computacionales basados en el MEF, dan la oportunidad de obtener información detallada sobre el comportamiento de las variables involucradas en un determinado problema.

Apéndice B.

Transformada Numérica de Laplace

B.1 Introducción

En la actualidad se presentan un sin número de problemas científicos y de ingeniería, donde se requiere la solución de ecuaciones diferenciales o integrales, las cuales se facilitan si se realiza una transformación matemática en la cual se cambia la variable de la función. En el caso de la transformada de Laplace, la transformación implica un cambio del tiempo a la frecuencia, para finalmente regresar al dominio del tiempo sin afectar los resultados. Sin embargo, no siempre es posible encontrar la inversa de la transformada de Laplace de forma analítica, debido a que la función original puede ser demasiado compleja o puede no estar definida de manera analítica, sino por medio de gráficas, mediciones experimentales, por secciones o en forma discreta. Estas circunstancias pueden superarse mediante la aplicación de algoritmos numéricos [57].

B.2 Definición

La transformada de Laplace de una función $f(t)$ se define de la siguiente forma:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad (\text{B.1})$$

Mientras que la transformada inversa de Laplace se define como sigue:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c_w - j\infty}^{c_w + j\infty} F(s) e^{st} ds \quad (\text{B.2})$$

Sustituyendo $s = c + j\omega$ en B.1 y B.2 obtenemos (B.3) y (B.4):

$$F(c + j\omega) = \int_0^{\infty} [f(t) e^{-ct}] e^{-j\omega t} dt \quad (\text{B.3})$$

$$f(t) = \frac{e^{ct}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(c_w + j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{B.4})$$

en donde ω es la frecuencia angular y c es una constante de amortiguamiento. Si esta constante se vuelve cero se obtiene la transformada de Fourier que se presenta en la ecuación (B.5).

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{B.5})$$

B.3 Transformada inversa de Laplace

Si se considera un sistema causal, la ecuación (B.3) se puede escribir como (B.6), en donde se toma un rango finito de integración $[0, \Omega]$ y se incorpora la función ventana $\sigma(\omega)$ descrita en el apartado B.5 de este Apéndice.

$$f(t) \cong \frac{e^{c_w t}}{\pi} \operatorname{Re} \left[\int_0^{\Omega} F(c_w + j\omega) \sigma(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right] \quad (\text{B.6})$$

La ecuación (B.6) puede presentar singularidades para $\omega = 0$. Para evitarlas el rango de integración se divide en intervalos de $2\Delta\omega$ y ω se evalúa para frecuencias impares ($\Delta\omega, 3\Delta\omega, \dots$). De acuerdo con lo anterior, la forma numérica de (B.6) es la siguiente:

$$f(n\Delta t) \cong \frac{e^{cn\Delta t}}{\pi} \operatorname{Re} \left[\sum_{m=0}^{N-1} F[c + j(2m+1)\Delta\omega] \sigma[(2m+1)\Delta\omega] e^{j(2m+1)\Delta\omega n\Delta t} \Delta\omega \right] \quad (\text{B.7})$$

donde:

$\Delta\omega$ es el paso de discretización del espectro

Δt es el paso de discretización de $f(t)$

N es el número de muestras

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

$\Delta\omega' = 2\Delta\omega$

El periodo de observación es:

$$T = \frac{2\pi}{\Delta\omega}, \quad \Delta t = \frac{T}{N} \quad \text{y} \quad \Delta\omega\Delta t = \frac{\pi}{N} \quad (\text{B.8})$$

Simplificando (B.7) con las consideraciones anteriores y reescribiendo de tal forma que sea posible aplicar el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés), se tiene lo siguiente:

$$f_n = \text{Re} \left[C_n \sum_{m=0}^{N-1} F_m \sigma_m \exp\left(\frac{2j\pi mn}{N}\right) \right] \quad (\text{B.9})$$

donde:

$$F_m = F[c + j(2m+1)\Delta\omega] \quad (\text{B.10})$$

$$f_n = f(n\Delta\omega) \quad (\text{B.11})$$

$$C_n = \frac{2\Delta\omega}{\pi} \exp\left(cn\Delta t + \frac{j\pi n}{N}\right) \quad (\text{B.12})$$

$$\sigma_m = \sigma[(2m+1)\Delta\omega] \quad (\text{B.13})$$

B.4 Transformada Directa

La forma discreta de evaluar la ecuación (B.3) con un rango finito de integración es (B.14)

$$F(c + j(2m+1)\Delta\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n\Delta t) e^{-cn\Delta t} e^{-j(2m+1)\Delta\omega n\Delta t} \Delta t \quad (\text{B.14})$$

Simplificando con (B.8) tenemos (B.15) que es la transformada directa de Laplace:

$$F_m = \sum_{n=0}^{N-1} f_n D_n \exp\left(-\frac{2j\pi mn}{N}\right) \quad (\text{B.15})$$

donde:

$$D_n = \Delta t \exp\left(-cn\Delta t - \frac{j\pi n}{N}\right) \quad (\text{B.16})$$

B.5 Errores en la inversión numérica de la Transformada de Laplace

Los errores que se presentan en la inversa numérica de Laplace se presentan por truncamiento y por discretización [52]. El error por truncamiento produce oscilaciones llamadas fenómeno de Gibbs, las cuales pueden ser reducidas con el uso de ventanas, de las más utilizadas para fenómenos transitorios son la de Lanczos, la de Hamming y la de Hanning. En este trabajo de tesis se empleó la de Hanning, dada por:

$$\sigma(\omega) = \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi\omega}{\Omega}\right)}{2} \quad (\text{B.17})$$

donde:

Ω es la frecuencia máxima de estudio

El error por truncamiento depende del valor de la constante de amortiguamiento que se seleccione, en este trabajo de tesis se utilizó la siguiente definición empírica obtenida por Wilcox:

$$c = 2\Delta\omega \quad (\text{B.18})$$

