



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

---

---

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA  
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO  
E INVESTIGACIÓN**

**DETERMINACIÓN DE DEFORMACIONES MECÁNICAS  
EN DEVANADOS DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA  
POR MEDIO DEL ANÁLISIS DE LA FUNCIÓN DE  
TRANSFERENCIA DEL DEVANADO**

**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN  
INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**PRESENTA:**

**Rodrigo Ocón Valdez**



**Diciembre 2004, México, D.F.**



# INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

## COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

### ACTA DE REVISION DE TESIS

En la Ciudad de México, D.F. siendo las 17:00 horas del día 14 del mes de Octubre del 2004 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada Por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la E. S. I. M. E. Para examinar la tesis de grado titulada:

**“DETERMINACIÓN DE DEFORMACIONES MECÁNICAS EN DEVANADOS DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA POR MEDIO DEL ANÁLISIS DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL DEVANADO”**

Presentada por el alumno:

**OCÓN**

Apellido paterno

**VALDEZ**

materno

**RODRIGO**

nombre(s)

Con registro: 

A	0	1	0	6	0	6
---	---	---	---	---	---	---

aspirante al grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS**

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

### LA COMISION REVISORA

Director de tesis

M.EN C. TOMÁS IGNACIO ASIAIN OLIVARES

DR. DANIEL OLGUIN SALINAS

DR. DANIEL RUIZ VEGA

M.EN C. GILBERTO ENRIQUEZ HARPER

DR. JAIME RODRIGUEZ RIVAS

DR. RAUL CORTES MATEOS

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. FLORENCIO SANCHEZ SILVA





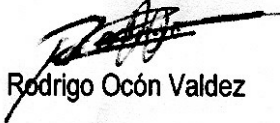
**INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL**  
COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

**CARTA SESION DE DERECHOS**

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 26 del mes Noviembre del año 2004 el (la) que suscribe **Rodrigo Ocón Valdez** alumno(a) del Programa de Maestría en Ciencias Ingeniería Eléctrica, Opción Potencia con número de registro **A 0 1 0 6 0 6**, 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 M. en C. Tomás Ignacio Asiaín Olivares y cede los derechos del trabajo intitulado: Determinación de Deformaciones Mecánicas en Devanados de Transformadores de Potencia por Medio del Análisis de la Función de Transferencia del Devanado, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, graficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: rocon@condumex.com.mx , tiao1234@hotmail.com.

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

  
Rodrigo Ocón Valdez

---

Nombre y firma

# AGRADECIMIENTOS

---

Deseo expresar mi agradecimiento al Instituto Politécnico Nacional y en especial a la **Sección de Estudios de Posgrado de Ingeniería Eléctrica** por darme la oportunidad de alcanzar un paso más en mi formación profesional. En especial a mi asesor el M. en C. Tomás I. Asiaín por todo el apoyo brindado durante todo el proceso que condujo a la exitosa terminación de este trabajo. A los profesores miembros del jurado, Dr. Daniel Olgúin, Dr. Daniel Ruiz, M. en C. Gilberto Henríquez Dr. Jaime Rodríguez y Dr. Raúl Cortés por los comentarios y correcciones que sirvieron para darle mayor calidad a este trabajo.

Un muy sincero agradecimiento a todo el personal de **Industrias IEM** que contribuyó directa e indirectamente en la realización de este proyecto y muy en especial al Ingeniero Alvaro Cancino, por todas las contribuciones, gran apoyo y sobre todo amistad otorgada para que este trabajo pudiera completarse exitosamente.

Un profundo agradecimiento para el Dr. Ryzard Malewski, consultor y profesor de la Universidad técnica de Warsaw, Polonia, por toda la ayuda, amistad, comentarios y contribuciones que fueron parte medular de este estudio.

A mi familia, mis amigos, compañeros de trabajo y por supuesto a la Chicles por ser como a ella le gusta ser.

*Dedico este trabajo a todos aquellos que siempre están en busca del conocimiento.*

*“Haceos toltecas: hombres de experiencia propia” (Olmos, Huehuetlahtolli)*

---

---

## RESUMEN

Se presenta un estudio del método de análisis de respuesta en frecuencia (FRA por sus siglas en inglés) aplicado al diagnóstico de transformadores de potencia. Primeramente se presenta una revisión del origen del método y un resumen del estado del arte del mismo. A continuación se describe el origen de las deformaciones y movimientos mecánicos en transformadores, fundamentos teóricos del método, equipos utilizados para la medición y aspectos a considerar relacionados con las mediciones de respuesta en frecuencia.

Se describe una metodología para la caracterización en frecuencia de devanados de transformadores. Las distribuciones de impulso en tiempo y en frecuencia medidas en 2 devanados de transformadores tipo columna y uno de tipo acorazado se grafican en 3D para observar su distribución espacial y caracterizar el comportamiento de los mismos en el dominio de la frecuencia.

Posteriormente utilizando un devanado experimental, se presentan los resultados de aplicarle deformaciones y fallas controladas en las respectivas funciones de transferencia medidas así como una comparación entre tres técnicas de medición. Además, se presenta un análisis de las variaciones en las funciones de transferencia, ante las deformaciones, con la ayuda de la función de coherencia.

Se incluyen mediciones realizadas con transformadores de potencia mostrando el efecto del núcleo, aceite dieléctrico, equipos interconectados, comparación entre unidades gemelas, posiciones del cambiador de derivaciones y comparación entre mediciones con devanados en corto circuito y circuito abierto.

Finalmente, se describe la metodología utilizada para la obtención del circuito equivalente de un devanado, primero aplicando una técnica de análisis modal experimental y posteriormente calculando los parámetros a partir de las dimensiones físicas y propiedades de los materiales involucrados utilizando el método de elemento finito (MEF). A partir del modelo con parámetros concentrados se realiza un estudio de sensibilidad en la función de transferencia con respecto a las deformaciones y corto circuito y se presentan las gráficas mostrando los cambios ante distintos tipos de fallas.

---

---

## ABSTRACT

A study using the frequency response analysis method (FRA) for power transformer diagnostics is presented.

First, a review of the history of the method and a summary of the state of the art is described. Next, the origin of transformer winding displacement and deformations, FRA background, test measure equipments and some aspects related with frequency response measurements are presented.

A methodology for frequency characterization of transformer windings is presented. Impulse distribution in time and frequency domain, on two kinds of core type transformer windings and one shell type transformer winding is presented on a 3D curve to show spatial distribution and to get a characterization on frequency domain.

After that, using an experimental 20 MVA power transformer winding, some results, after applying controlled deformations and faults to the winding are showed on measured transfer functions as well as a comparison between three test techniques is made. An analysis of transfer function variations is done using the coherence function.

Frequency response measuring curves of power transformers are presented showing magnetic core effect, dielectric oil effect, interconnected equipments, twin unit's comparison, tap changer position effect and comparison between short circuit and open circuit tests.

Finally, a methodology used for building an equivalent circuit of experimental winding is presented, applying first an experimental modal analysis technique and then a lumped parameter model, where parameter are calculated from physical dimensions and material proprietary with finite element method (FEM). Sensitivity analysis is made with respect to winding deformation, showing some transfer functions from different kind of winding faults.

---

---

# CONTENIDO GENERAL

	Página
Resumen	i
Abstract	ii
Contenido General	iii
Lista de Figuras	viii
Lista de Tablas	xiii
Lista de símbolos utilizados	xiv
Glosario de abreviaturas	xvi
<b>Capítulo 1. Introducción.</b>	
1.1 Antecedentes.	1
1.2 Descripción del problema.	6
1.3 Objetivos.	6
1.4 Justificación.	6
1.5 Reseña histórica y estado del arte.	7
1.6 Alcances y limitaciones.	13
1.7 Aportaciones.	13
1.8 Organización de la tesis	13
1.9 Trabajos publicados y derivados del desarrollo de la tesis.	16
<b>Capítulo 2. Fundamentos del Análisis de Respuesta en Frecuencia en Transformadores</b>	
2.1 Diagnóstico de transformadores.	17
2.2 Origen de deformaciones mecánicas en devanados.	19
2.2.1 Corto circuito en transformadores de potencia.	19
2.2.2 Transporte y maniobras de puesta en servicio.	24
2.2.3 Aflojamiento del sistema de sujeción.	24

---

---

2.3	Técnicas de detección de movimientos en devanados.	25
2.3.1	Capacitancia de los devanados.	25
2.3.2	Corrientes de magnetización.	26
2.3.3	Impedancia de corto circuito.	26
2.3.4	Impulso de bajo voltaje.	26
2.3.5	Análisis de respuesta en frecuencia.	27
2.4	Descripción del método de análisis de respuesta en frecuencia.	27
2.4.1	Impulso de bajo voltaje.	28
2.4.2	Barrido en frecuencia.	31
2.5	Aspectos a considerar durante las mediciones.	32
2.5.1	Cables de medición.	32
2.5.2	Puesta a tierra.	33
2.5.3	Ruido e interferencia.	35
2.5.4	Presentación de resultados en escala logarítmica ó lineal.	35

### **Capítulo 3. Modelos Equivalentes del Transformador.**

3.1	Circuitos equivalentes para estudio de transitorios.	37
3.2	Modelos matemáticos para cálculo de transitorios.	39
3.3	Características de los circuitos resonantes.	41
3.4.	Definición de factores de amplificación.	43
3.5	Cálculo de parámetros del modelo.	43
3.5.1	El método de elemento finito (FEM).	43
3.5.2	Modelo desarrollado.	44
3.5.3	Cálculo de resistencias.	45
3.5.4	Cálculo de inductancias.	47
3.5.5	Cálculo de capacitancia.	49
3.6	Análisis modal experimental.	52



---

---

**Capítulo 4. Mediciones de Respuesta en Frecuencia en Devanados Experimentales y Transformadores de Potencia**

4.1	Caracterización de devanados en función de la frecuencia utilizando impulsos de bajo voltaje.	51
4.1.1	Señal aplicada.	56
4.1.2	Equipos y preparación para la medición.	56
4.1.3	Resultados.	59
4.1.4	Discusión de resultados.	63
4.2	Mediciones de respuesta en frecuencia en el devanado experimental.	63
4.2.1	Comparación entre FRA y LVI.	63
4.2.1.1	Medición con analizador dinámico.	64
4.2.1.2	Medición con analizador de respuesta en frecuencia M5100.	64
4.2.1.3	Medición con impulso de bajo voltaje	65
4.2.1.4	Comparación de resultados.	66
4.2.2	Efecto del valor de $R_{shunt}$ en la medición.	68
4.2.3	Fallas simuladas en el devanado experimental.	68
4.2.3.1	Cambio de capacitancia a tierra.	70
4.2.3.2	Corto circuito en secciones 14 y 16.	71
4.2.3.3	Deformación mecánica entre secciones.	71
4.2.3.4	Desconexión de la placa estática.	76
4.3	Ejemplos de casos medidos de FRA con M5100.	77
4.3.1	Efectos del aceite en la función de transferencia	77
4.3.2	Influencia del núcleo en la función de transferencia	77
4.3.3	Respuesta en frecuencia de equipos interconectados	80
4.3.4	Efecto del diferentes posiciones del cambiador de derivaciones.	81
4.3.5	Comparación entre mediciones en circuito abierto y corto circuito.	82
4.3.6	Intercambio de cables de medición.	84

---

4.3.7. Comparación de respuestas entre fases de un transformador trifásico y entre unidades gemelas.	85
<b>Capítulo 5. Resultados de las Simulaciones con Circuitos Equivalentes</b>	
5.1.1 Simulación del modelo construido a partir del análisis modal experimental.	89
5.1.1.1 Cálculo de parámetros del modelo.	89
5.1.2 Resultado de las simulaciones.	91
5.1.3 Efecto del valor de resistencia $R_{shunt}$ en la medición.	93
5.2 Simulación a partir del circuito equivalente de parámetros concentrados.	93
5.2.1 Cálculo de parámetros.	94
5.2.1.1 Cálculo de resistencia.	94
5.2.1.2 Cálculo de inductancia.	97
5.2.1.3 Cálculo de capacitancia.	100
5.3 Resultados de las simulaciones.	102
5.3.1 Simulación de la respuesta en frecuencia del devanado experimental.	102
5.3.2 Simulación de deformación entre secciones.	106
5.3.3 Simulación de cambios de capacitancia a tierra.	107
5.3.4 Simulación de cambios de capacitancia serie.	108
5.3.5 Simulación de cambios en la inductancia.	108
5.3.6. Simulación de corto circuito entre secciones.	109
5.3.7. Sensibilidad ante una deformación mecánica entre secciones.	110
<b>Capítulo 6. Conclusiones y Recomendaciones.</b>	115
<b>Trabajos Futuros</b>	117
<b>Referencias</b>	119

---

---

---

## APÉNDICES

<b>Apéndice A.</b>	La función de transferencia y la transformada rápida de Fourier ( <i>FFT</i> ).	125
<b>Apéndice B.</b>	Las ecuaciones de Maxwell.	127
<b>Apéndice C.</b>	Dimensiones del devanado experimental.	133
<b>Apéndice D.</b>	Simetría de modelos en dos dimensiones (2D).	135
<b>Apéndice E.</b>	Circuito equivalente de un autotransformador, derivado del análisis modal experimental.	137
<b>Apéndice F.</b>	Respuesta en frecuencia derivada de las pruebas de impulso en transformadores nuevos.	139
<b>Apéndice G.</b>	Cálculo de la función de coherencia a partir de mediciones con el equipo M5100.	143
<b>Apéndice H.</b>	Distribución de campo durante las condiciones de resonancia.	151
<b>Apéndice I.</b>	Factores de acoplamiento entre secciones del devanado experimental.	153
<b>Apéndice J.</b>	Programas de simulación utilizados.	157
<b>Apéndice K.</b>	Mediciones en el autotransformador experimental.	159

---



---

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1.1</b>	Estadísticas de falla en transformadores	
	a) Estadística de CIGRE.	
	b) Estadística de CFE.	2
<b>Figura 1.2</b>	Cambios de capacitancia por desplazamientos del devanado de alta tensión de un transformador tipo columnas.	3
<b>Figura 1.3</b>	Ensamble núcleo-bobinas:	
	a) Transformador tipo acorazado	
	b) Transformador tipo columnas.	4
<b>Figura 2.1</b>	Fuerzas de corto circuito en transformador tipo columna	22
<b>Figura 2.2</b>	Fuerzas de corto circuito en transformador tipo acorazado	22
<b>Figura 2.3</b>	Ejemplo de fallas comunes por corto circuito en devanados de transformadores de potencia.	
	a) Desplazamiento entre vueltas por fuerza axial.	
	b) Deformación de bloques espaciadores por efecto de fuerzas de compresión en devanados tipo acorazado.	
	c) Pandeo en conductores por efecto de fuerzas axiales.	
	d) Torsión de conductores superiores.	
	e) Falla por pandeo radial.	
	f) Deformación radial en discos.	
	g) Fenómeno de inclinación en conductores por exceso de fuerza axial.	
	h) Pandeo entre espaciadores radiales por efecto de fuerzas axiales.	23
<b>Figura 2.4</b>	Ruptura de soportes aislantes debido a malas maniobras de puesta en servicio en un transformador de potencia (foto tomada durante la inspección interna).	
	A la derecha: Transformador de potencia durante la maniobra.	24
<b>Figura 2.5</b>	Respuesta en frecuencia calculada para una onda de impulso normalizada de 1.2/50 $\mu$ s.	29
<b>Figura 2.6</b>	Circuito de medición con generador de impulsos recurrente.	30
<b>Figura 2.7</b>	Esquema general de conexiones para medición de respuesta en frecuencia con analizador dinámico HP35665.	31
<b>Figura 2.8</b>	Circuito de medición típico para FRA por barrido en frecuencia.	31
<b>Figura 2.9</b>	Configuración de 3 cables para medición de respuesta en frecuencia	33
<b>Figura 2.10</b>	Respuesta en frecuencia en un reactor de potencia, mostrando el efecto de los cables de medición. La curva 1 es medida utilizando la configuración de 3 cables, las curvas 2 y 3 utilizando la configuración de 2 cables.	34
<b>Figura 2.11</b>	Respuesta en frecuencia de un transformador mostrando el efecto de una conexión defectuosa a tierra en el rango de 100 KHz a 1 MHz. La curva 1 muestra la conexión a tierra correcta; la curva 2 cuando el equipo de prueba no tiene conexión a tierra.	34
<b>Figura 2.12</b>	Respuesta en frecuencia de un transformador en escala lineal de frecuencia y de amplitud (la amplitud se expresa en siemens [S]).	36
<b>Figura 2.13</b>	Misma respuesta en frecuencia de la figura 2.12 pero con la frecuencia y amplitud en escalas logarítmicas (la amplitud se expresa en dB).	36
<b>Figura 3.1</b>	Circuito equivalente de parámetros concentrados.	39
<b>Figura 3.2</b>	Diagrama de flujo para la solución de problemas utilizando un programa de cálculo de campos electromagnéticos por elemento finito.	46
<b>Figura 3.2</b>	Fragmento del circuito equivalente resuelto en MicroCap para el devanado experimental mostrando las 3 primeras secciones del devanado. El modelo completo está compuesto por 50 secciones conectadas en serie.	47
<b>Figura 3.3</b>	Arreglo de 3 conductores y la correspondiente matriz de capacitancias	51
<b>Figura 4.1</b>	Devanado tipo disco entrelazado del auto-transformador tipo columnas	57
<b>Figura 4.2</b>	Devanado tipo disco con blindaje interno de un transformador tipo columnas.	57
<b>Figura 4.3</b>	Devanado tipo galleta del transformador tipo acorazado.	57

<b>Figura 4.4</b>	Esquema donde se muestran los puntos de medición en los devanados tipo columnas.	58
<b>Figura 4.5</b>	Esquema donde se muestran los puntos de medición en el devanado del transformador tipo Acorazado.	59
<b>Figura 4.6</b>	Distribución de impulso en tiempo en devanado tipo disco con blindaje interno.	60
<b>Figura 4.7</b>	Distribución temporal de impulso sobre el devanado tipo disco con blindaje interno.	60
<b>Figura 4.8</b>	Respuesta en frecuencia del devanado tipo disco con blindaje interno.	60
<b>Figura 4.9</b>	Respuesta al impulso del devanado tipo disco entrelazado.	61
<b>Figura 4.10</b>	Respuesta en frecuencia del devanado tipo disco entrelazado.	61
<b>Figura 4.11</b>	Respuesta al impulso del devanado tipo galleta del transformador tipo acorazado.	62
<b>Figura 4.12</b>	Respuesta en frecuencia del devanado tipo galleta del transformador tipo acorazado.	60
<b>Figura 4.13</b>	Respuesta en frecuencia medida con Analizador Dinámico HP 35665.	64
<b>Figura 4.14</b>	Respuesta en la bobina calculada con M5100, cambiando la escala original en dB a una escala lineal.	65
<b>Figura 4.15</b>	Respuesta en la bobina medida con el método de impulso de bajo voltaje (FRA-LVI).	66
<b>Figura 4.16</b>	Respuesta en frecuencia del devanado antes y después de la deformación en secciones 5 y 6 medida utilizando el método de impulso de bajo voltaje (LVI) donde se observan los efectos de los errores de cuantificación de los convertidores A/D a altas frecuencias.	67
<b>Figura 4.17</b>	Respuestas en frecuencia con valores diferentes de $R_{shunt}$ . a) $R_{shunt} = 10 \Omega$ b) $R_{shunt} = 13200 \Omega$ .	68
<b>Figura 4.18</b>	Función de transferencia del devanado antes y después de la deformación en secciones 5 y 6. a) M5100 b) Impulso de bajo voltaje. c) Imagen mostrando el tipo de deformaciones que fueron aplicadas al devanado experimental.	69
<b>Figura 4.19</b>	Cambio de distancias a la pared (reja). En la primera medición (cerca) la pared se encontraba a 7" de la bobina, en la segunda medición lejos se encontraba a 8".	71
<b>Figura 4.20</b>	Comparación entre respuestas en frecuencia del devanado antes (Normal) y después de un corto circuito entre secciones 14 y 16 (SC 14-16).	72
<b>Figura 4.21</b>	Comparación de respuesta en frecuencia para dos casos de deformación en el devanado.	72
<b>Figura 4.22.</b>	Comparación de funciones de transferencia medidas para deformaciones en diferentes zonas del devanado, hasta una frecuencia de 2 MHz.	73
<b>Figura 4.23</b>	Función de coherencia calculada para cada de deformación mostrado en la figura 4.22 hasta una frecuencia de 200 KHz. Se muestra además la función de coherencia para el caso de un corto circuito en la sección 2 del devanado.	74
<b>Figura 4.24</b>	Función de coherencia calculada para cada de deformación mostrado en la figura 4.22 en un rango de 500 KHz a 1.5 MHz. Se muestra además la función de coherencia para el caso de un corto circuito en la sección 2 del devanado	75
<b>Figura 4.25</b>	Valores mínimos de la función de coherencia calculados a distintos rangos de frecuencia (valores de las tablas 4.2 y 4.3)	76
<b>Figura 4.26</b>	Comparación de funciones de transferencia cuando el devanado tiene desconectada la placa estática y la condición Normal.	77
<b>Figura 4.27</b>	Comparación de funciones de transferencia con y sin aceite en un Transformador de Potencia de 500 MVA, 525kV.	78
<b>Figura 4.28</b>	a) Comparación de funciones de transferencia con núcleo, sin núcleo y con núcleo hueco en un reactor pequeño.	

	b) Reactor con núcleo removible.	78
<b>Figura 4.29</b>	Comparación de funciones de transferencia en un transformador con niveles distintos de magnetización en el núcleo.	
	a) Muestra la respuesta de AT (H1-H3) Y BT (X1-X0) en un rango de frecuencia hasta 1 MHz.	
	b) Muestra la misma gráfica en un rango hasta 10 kHz.	80
<b>Figura 4.30</b>	Medición de respuesta en frecuencia de un reactor de potencia en derivación y su correspondiente reactor de neutro.	81
<b>Figura 4.31</b>	Medición de respuesta en frecuencia en un transformador para 3 diferentes posiciones del cambiador de derivaciones (máximas vueltas, nominal y mínimas vueltas).	82
<b>Figura 4.32</b>	Posibles formas de medir la respuesta en frecuencia en un transformador con 2 devanados.	
	a) Medición con el secundario en vacío.	
	b) Medición con el secundario en corto circuito.	
	c) Medición con el secundario en corto circuito y aterrizado.	82
<b>Figura 4.33</b>	a) Comparación entre la medición con el secundario cortocircuitado y en circuito abierto	
	b) Comparación entre la medición con el secundario en corto circuito aterrizado (X1-X2-1) y con el corto circuito sin aterrizar (X1-X2-2).	83
<b>Figura 4.34</b>	Comparación entre la medición con el secundario cortocircuitado (H1-H0-sc) y en circuito abierto (H1-H0).	84
<b>Figura 4.35</b>	Comparación entre la medición invirtiendo las conexión del equipo; primero aplicando las señales de la fuente y referencia a la terminal H1 y midiendo por H0 y posteriormente invirtiendo la conexión de los cables.	85
<b>Figura 4.36</b>	Comparación de la respuesta en frecuencia de las tres fases de un mismo transformador trifásico de potencia.	86
<b>Figura 4.37</b>	Comparación de la respuesta de la fase C en dos unidades gemelas.	87
<b>Figura 5.1</b>	Curva de admitancia de entrada del devanado experimental.	90
<b>Figura 5.2</b>	Circuito equivalente calculado para el devanado experimental.	91
<b>Figura 5.3</b>	Respuestas en frecuencia calculada para dos diferentes valores de resistencia en el circuito de medición; el primer pico de resonancia es de 8.7mS a una frecuencia de 26.7 KHz con una resistencia de 50 $\Omega$ , este pico cambia a un valor de 1.74 mS cuando la resistencia de medición tiene un valor de 10 $\Omega$ . Estas simulaciones corresponden con los valores medidos, presentados en las figuras 5.4 y 5.5.	91
<b>Figura 5.4</b>	Respuesta en frecuencia medida utilizado el equipo M5100. La resistencia de medición tiene un valor fijo de 50 $\Omega$ y la primer resonancia tiene un valor pico de 8.7 mS a 26.6kHz. En la misma figura se muestra el valor calculado utilizando la ecuación (2.2) para el caso en que la resistencia fuese de 10 $\Omega$ .	92
<b>Figura 5.5</b>	Respuestas en frecuencia del devanado experimental derivada de las mediciones de voltaje y corriente, utilizando la técnica de Impulso de bajo voltaje descrita en el capítulo 2.	
	a) La corriente se midió con un resistor de 10 $\Omega$ y el primer pico de resonancia es 1.9 mS a 28.2 KHz.	
	b) La corriente se midió con una resistencia de 50 $\Omega$ y el primer pico es 9.5 mS a 28.3 KHz.	92
<b>Figura 5.6</b>	Resistencia del conductor en función de la frecuencia.	94
<b>Figura 5.7</b>	Mapeos mostrando la distribución de la densidad de corriente en los conductores a diferentes frecuencias.	
	a) Densidad de corriente en el conductor considerando únicamente el efecto piel a 26.5 KHz,	
	b) La misma situación cuando el devanado es excitado a 1 MHz.	
	c) La frecuencia es de 26.5 KHz igual que en (a) pero ahora se considera en el modelo el efecto de los conductores vecinos (efecto de proximidad).	

	d) Se presenta una situación similar a (c) pero a una frecuencia de 1 MHz.	95
<b>Figura 5.8</b>	Resistencia en función de la frecuencia de diferentes conductores dentro una sección del devanado. Se aprecia que el conductor central es más afectado por el efecto de proximidad a frecuencias mayores de 5 KHz.	95
<b>Figura 5.9</b>	Efecto del cilindro metálico en la curva de respuesta en frecuencia del devanado experimental. Medición con y sin cilindro en el devanado.	96
<b>Figura 5.10</b>	Curva de resistencia equivalente calculada y ajustada. Arriba se muestra la ecuación de ajuste utilizada.	98
<b>Figura 5.11</b>	Factores de acoplamiento calculados entre secciones. Se muestra el factor K entre la sección 1 y las demás secciones del devanado. De manera similar se muestra el acoplamiento entre la sección 25 y 50 y las demás secciones.	100
<b>Figura 5.12</b>	Comparación entre funciones de transferencia medida (con equipo M5100) y calculada con el circuito equivalente de parámetros concentrados hasta 100 KHz. Se muestran dos casos: con R constante y con R ajustada por un polinomio.	103
<b>Figura 5.13</b>	Comparación entre funciones de transferencia medida (con equipo M5100) y calculada con el circuito equivalente de parámetros concentrados hasta 1MHz.	103
<b>Figura 5.14</b>	Respuesta en frecuencia del modelo de parámetros concentrados mostrando la amplitud y la fase hasta un rango de 10 MHz.	104
<b>Figura 5.15</b>	Respuesta en frecuencia medida para el devanado experimental hasta 10 MHz, arriba; ángulo de fase, abajo: amplitud en decibeles.	105
<b>Figura 5.16</b>	a) Función de transferencia simulada. b) Medida para una deformación entre las secciones 5 y 6 del devanado experimental, mostrando que el modelo reproduce correctamente la situación real.	106
<b>Figura 5.17</b>	Efecto del cambio de capacitancia entre secciones (deformación) en la segunda resonancia calculada.	107
<b>Figura 5.18</b>	Efecto del cambio de capacitancia a tierra sobre las dos primeras resonancias de la función de transferencia.	107
<b>Figura 5.19</b>	Efecto del cambio de capacitancia serie sobre las dos primeras resonancias de la función de transferencia.	108
<b>Figura 5.20</b>	Efecto del cambio de la inductancia en la función de transferencia calculada	
<b>Figura 5.21</b>	Efecto de corto circuito en secciones 14 y 16 del modelo.	109
<b>Figura 5.22</b>	Efecto de corto circuito en secciones 14 y 16 del modelo en rango hasta 1MHz.	109
<b>Figura 5.23</b>	Deformación entre secciones 2 y 3 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones se alejan una de otra (disminución de capacitancia).	111
<b>Figura 5.24</b>	Deformación entre secciones 2 y 3 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia).	112
<b>Figura 5.25</b>	Deformación entre secciones 20 y 21 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia).	112
<b>Figura 5.26</b>	Deformación entre secciones 20 y 21 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia).	113
<b>Figura 5.27</b>	Deformación entre secciones 20 y 21 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia. El valor de la resistencia serie del circuito equivalente es de 40 ohms/sección.	113
<b>Figura 5.28</b>	Deformación entre secciones 8 y 9 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones se alejan una de otra (disminución de capacitancia).	114
<b>Figura 5.29</b>	Deformación entre secciones 49 y 50 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones se alejan una de otra (disminución de capacitancia).	114
<b>Figura C.1</b>	Dimensiones principales del devanado. A la derecha sección transversal del devanado mostrando la localización de los blindajes internos en las primeras secciones de la bobina.	133
<b>Figura C.2</b>	Devanado experimental utilizado.	133

<b>Figura D.1</b>	Tipos de simetría utilizadas en programas de 2D	135
<b>Figura D.2</b>	Modelo principal en 2D del devanado experimental	136
<b>Figura E.1</b>	Respuesta en frecuencia medida del auto transformador, la escala esta calibrada en $10^{-5}S$ , mostrando la magnitud, componente real e imaginario de la admitancia de entrada del devanado.	137
<b>Figura E.2</b>	Circuito equivalente construido para el auto transformador.	138
<b>Figura E.3</b>	Respuesta en frecuencia simulada, utilizando el circuito equivalente de la figura E.2.	138
<b>Figura F.1</b>	a) Onda de impulso aplicada al devanado.	
	b) Onda de corriente medida en el resistor de $1.15 \Omega$ .	139
<b>Figura F.2</b>	a) Respuesta en frecuencia del devanado de alta tensión de un transformador de potencia, calculada a partir de los registros de voltaje y corriente de la prueba de impulso; la resonancia indicada se presenta a $\sim 345$ kHz y con una amplitud $\sim 215 \mu S$	
	b) Respuesta medida utilizando el instrumento M5100, el pico de la misma resonancia se presenta a $\sim 350$ kHz con una amplitud de $\sim 185 \mu S$ . Las escalas verticales son calibradas en $\mu A/V$ , es decir en $\mu Siemens$ . Puesto que el instrumento M5100 siempre mide la respuesta en decibles [15], se convirtió la magnitud medida a su equivalente lineal usando el mismo procedimiento descrito en el capítulo 4.	140
<b>Figura G.1</b>	Respuesta en frecuencia medida antes y después de una deformación en el devanado, mostrando la función de coherencia calculada usando la ecuación (G1). La escala vertical derecha esta graduada en dB y la escala vertical izquierda muestra la magnitud de la función de coherencia.	145
<b>Figura H.1</b>	Distribución de campo durante la condición de resonancia del devanado.	
	a) Muestra como se distribuyen las ondas estacionarias de voltaje y corriente, en	
	b) Distribución de campo (potencial eléctrico) en el devanado durante la condición de resonancia y en	
	c) Distribución de las líneas de flujo magnético.	151
<b>Figura K.1</b>	Respuesta en frecuencia de las señales generadas por el analizador dinámico HP 35665.	
	a) Señal de ruido aleatorio	
	b) Señal aleatoria rápida,	
	c) Ruido rosa	
	d) Señal senoidal de 10 kHz	
	e) <i>Burst Chirp</i> .	160
<b>Figura K.2</b>	Esquema general de conexiones con el analizador dinámico	160
<b>Figura K.3</b>	Respuesta en Frecuencia en el autotransformador. Arriba respuesta con capacitor de $58.8nF$ entre la entrada y tierra. Abajo respuesta normal de la bobina.	161
<b>Figura K.4</b>	Cambio en la función de transferencia ante una deformación menor. En el recuadro blanco se muestra un acercamiento de la parte superior de las señales.	161
<b>Figura K.5</b>	Respuesta en Frecuencia en el autotransformador con varios grados de deformación en la bobina. Se observa que la amplitud y la frecuencia de la resonancia se incrementan conforme se aumenta el grado de deformación en la bobina. La resonancia cambia de 2.86 KHz (caso inicial) a 3.2 KHz (deformación final), lo cual equivale a un incremento de 12.5% .	162
<b>Figura K.6</b>	Respuesta en frecuencia en el autotransformador con varios grados de deformación en la bobina. En este caso no se incluyó el capacitor adicional en las terminales de entrada de la bobina. Se observa que el efecto es similar al presentado en la figura K.5, es decir, con forme se incrementa la deformación en la bobina aumenta la frecuencia y amplitud en la resonancia.	162



<b>Figura K.7</b>	a) Respuesta en frecuencia en el autotransformador con y sin núcleo magnético.	
	b) Comparación de respuestas en frecuencia con yugo (Normal) y sin él.	163
<b>Figura K.8</b>	Analizador de señales HP 35665 y autotransformador experimental.	163

## LISTA DE TABLAS

<b>Tabla 2.1</b>	Técnicas de diagnóstico en transformadores	18
<b>Tabla 4.1</b>	Comparación en el valor de la primera resonancia medida del devanado experimental.	66
<b>Tabla 4.2</b>	Valor mínimo de la función de coherencia para distintas deformaciones en el devanado en los rangos de frecuencia indicados.	74
<b>Tabla 4.3</b>	Valor mínimo de la función de coherencia para distintas deformaciones en el devanado en los rangos de frecuencia indicados.	75
<b>Tabla 5.1</b>	Valores considerados para el cálculo del circuito equivalente	90
<b>Tabla 5.2</b>	Inductancias por sección calculadas para el devanado experimental.	98
<b>Tabla 5.3</b>	Capacitancias a tierra por sección calculadas para el devanado experimental.	101
<b>Tabla 5.4</b>	Capacitancias serie por sección calculada para el devanado experimental.	102
<b>Tabla 5.5</b>	Comparación entre frecuencias de resonancia calculadas y medidas para el devanado experimental.	104
<b>Tabla G.1</b>	Datos importados medidos con el equipo M5100	146
<b>Tabla G.2</b>	Cálculo de la magnitud de FT por medio de la aplicación de la ecuación (G6) a las columnas normal RMS y deformada RMS de la tabla G.1. El ángulo de fase no se altera.	146
<b>Tabla G.3</b>	Conversión a forma cartesiana de las cantidades complejas en forma polar (magnitud y fase) de la tabla G.2.	147
<b>Tabla G.4</b>	Definición del grupo de datos X1 y Y1 y cálculo del conjugado de Y1 para la respuesta en frecuencia de referencia (Normal)	147
<b>Tabla G.5</b>	Definición del grupo de datos X2 y Y2 y cálculo del conjugado de Y2 para la respuesta en frecuencia después de la deformación (deformado)	148
<b>Tabla G.6</b>	Cálculo de correlaciones con grupo de datos X1 y Y1.	148
<b>Tabla G.7</b>	Cálculo de correlaciones con grupo de datos X2 y Y2.	149
<b>Tabla G.8</b>	Cálculo del promedio de correlaciones (ecuaciones (G.7) a (G.9)) y cálculo de la función de coherencia para cada frecuencia medida.	149

---



---

## LISTA DE SÍMBOLOS UTILIZADOS

Aunque todos los símbolos aquí presentados son definidos en el capítulo correspondiente del trabajo en donde son mencionados, a continuación se listan en orden alfabético para una rápida referencia.

A	Vector de potencial magnético, Wb/m
B	Vector densidad de campo magnético, T
$B_i$	Es la densidad de flujo magnético asociada con el caso en el cual 1 A. circula por el conductor i
D	Densidad de flujo eléctrico, C/m <sup>2</sup>
E	Intensidad de campo eléctrico, V/m
$F(j\omega)$	Transformada de Fourier de la señal $f(t)$ ,
$F_{res}$	Frecuencia de Resonancia, Hz
$F_r$	Frecuencia horizontal de resolución, Hz
$F_s$	Frecuencia de muestreo, Hz
N	Número de muestras tomadas
$G_{XX_{avg}}$	Promedio de auto-correlaciones del grupo de datos X.
$G_{XY_{avg}}$	Promedio de la relación cruzada de los grupos de datos X, Y.
$G_{YY_{avg}}$	Promedio de auto-correlaciones del grupo de datos Y.
H	Vector Intensidad de campo magnético, A/m
$H_j$	Es la intensidad de campo asociada con el caso en el que 1 A. circula por el conductor j.
$i_i$	Es la corriente en el conductor i, A
$I_p$	Corriente pico, A
$I_{rms}$	Corriente eficaz, A
J	Vector densidad de corriente de conducción, A/m <sup>2</sup>
K	Coeficiente de acoplamiento inductivo
$L_1, L_2$	Inductancias propias
M	Inductancia mutua, H
P	Pérdidas, W
q	Vector de variables de estado del sistema
q'	Primer derivada de q
Q	Factor de Calidad,
R, L, C	Resistencia, Inductancia y Capacitancia, $\Omega$ , H, F
$R_o, L_o, C_o$	Resistencia, Inductancia y Capacitancia, para modelar primer resonancia paralelo en la curva de admitancia, $\Omega$ , H, F.
$R_{shunt}$	Resistor de medición, $\Omega$
FT	Función de Transferencia.
FRA	Respuesta en frecuencia medida con el equipo M5100.
u	Vector de variables de entrada
$U_{in}$	Voltaje de entrada, V
$U_{av}$	Energía promedio almacenada en el campo magnético, J
$U_e$	Energía almacenada en el campo electrostático, J
$U_{ij}$	Es la energía almacenada en el campo magnético que liga al conductor i con el conductor j.
$U_{out}$	Voltaje de salida, V
y	Vector de variables de salida
$Y_{max}$	Admitancia máxima, S
$Y_{min}$	Admitancia mínima, S
$Z(f)$	Impedancia en función de la frecuencia, $\Omega$
$\Delta f$	Ancho de banda en la curva de resonancia a una amplitud $Y_{max}/\sqrt{2}$
$[B]=$	Matriz de entrada.
$[C]=$	Matriz de salida
$[D]=$	Matriz de transmisión directa

---



---

$[C]$	=	Matriz de capacitancia nodal.
$[G]$	=	Matriz de conductancias para resistencias conectadas entre nodos.
$[L]$	=	Matriz de inductancias propias y mutuas.
$[U]$	=	Matriz Unitaria.
$[I_s]$	=	Vector de fuentes de corriente.
$[\Gamma_n]$	=	Matriz de inductancia nodal inversa = $[T][L]^{-1}[T]^t$
$[r]$	=	Matriz diagonal de resistencias serie del devanado.
$[i_e]$	=	Vector de corrientes en el devanado.
$[T]$	=	Matriz de conexiones del devanado.
$[f_e]$	=	Vector de flujos ligados del devanado.
$[e_n]$	=	Vector de voltajes por nodo.
$[I(s)]$	=	Transformada de Laplace de las corrientes de la fuente.
$[E(s)]$	=	Transformada de Laplace de los voltajes nodales.
$[A]$	=	Matriz de estado.
$\mu$		Permeabilidad magnética, H/m
$\mu_0$		Permeabilidad del vacío ( $4\pi \times 10^{-7}$ H/m)
$\mu_r$		Permeabilidad relativa
$\rho$		Densidad de carga volumétrica [ $C/m^3$ ]
$\epsilon$		Permitividad eléctrica, F/m
$\epsilon_0$		Permitividad del vacío ( $8.85 \times 10^{-12}$ F/m)
$\epsilon_r$		Permeabilidad relativa
$\pi$		3.141592654
$\omega$		Frecuencia angular = $2\pi f$ , rad/seg
$\delta$		Profundidad de penetración, m
$\rho$		Resistividad, $\Omega$ -m
$\sigma$		Conductividad eléctrica, S/m
$\rho$		Densidad volumétrica de carga, $C/m^3$
$\omega$		Frecuencia angular, Hz.
$\phi$		Potencial eléctrico, V

---



---

---

---

## GLOSARIO DE ABREVIATURAS

FRA	Análisis de Respuesta en Frecuencia (en inglés Frequency Response Analysis)
MEF	Método de Elemento Finito.
FTT	Transformada Rápida de Fourier (en inglés Fast Fourier Transform)
LVI	Impulso de Bajo Voltaje (en inglés Low Voltage Impulse)
SEP	Sistema Eléctrico de Potencia
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos Electrónicos.
CIGRE	Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas
CFE	Comisión Federal de Electricidad
SFRA	Análisis de Respuesta en Frecuencia por barrido en frecuencia (en inglés Sweep Frequency Response Analysis)

# CAPÍTULO 1

## Introducción

En este capítulo se presenta una introducción al problema que se abordará en el trabajo. Para ello se exponen: Antecedentes, descripción del problema, objetivos, justificación, reseña histórica y estado del arte del método de análisis de respuesta en frecuencia en transformadores. Finalmente, se presentan los alcances y limitaciones, aportaciones y un resumen del contenido de cada capítulo.

### 1.1 Antecedentes

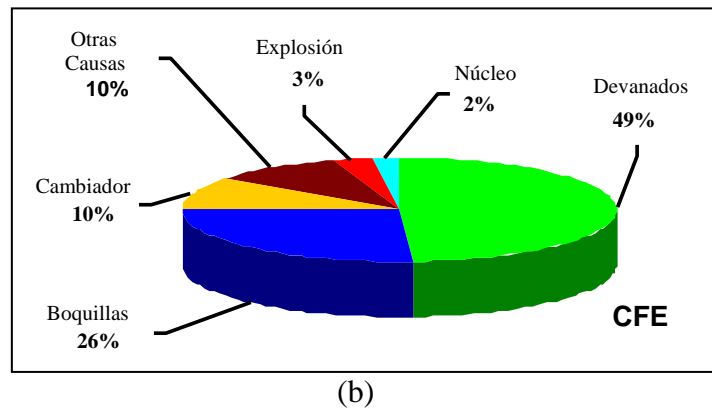
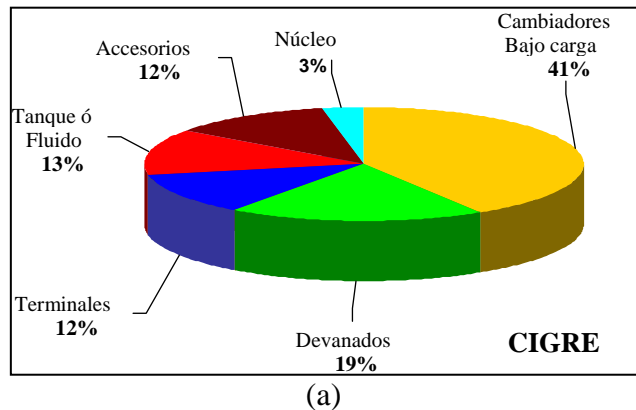
De todas las formas de energía conocidas en la actualidad, la que más se emplea en la economía de cualquier nación, es la energía eléctrica. Sus bases fueron cimentadas a mediados del siglo XIX (en 1831) cuando el científico inglés Michael Faraday descubrió el fenómeno de la inducción electromagnética. Investigaciones posteriores de la interacción de los conductores de corriente eléctrica con el campo electromagnético posibilitaron la creación de generadores eléctricos que transforman la energía mecánica del movimiento giratorio en energía eléctrica. A finales del siglo XIX (en 1885) el uso del *Transformador* hizo que la transmisión de energía eléctrica alterna fuera una alternativa práctica, dando paso al nacimiento de los sistemas eléctricos de potencia (SEP) como se conocen actualmente. Hoy en día el transformador sigue siendo un componente esencial en la transmisión y distribución eficiente de energía y continuamente se encuentra en evolución, tanto en las prácticas y herramientas de diseño, como en las técnicas de diagnóstico y monitoreo utilizadas.

Durante su operación, un corto circuito en el sistema de potencia provoca severas corrientes (10 a 20 veces la corriente nominal) las cuales fluyen por los devanados antes de que las protecciones liberen la falla. Una gran fuerza dinámica actúa sobre las bobinas durante este periodo y puede provocar desplazamientos ó deformaciones. Un desplazamiento menor normalmente no causa una falla ó arqueo inmediato en los aislamientos; sin embargo, un papel envejecido se torna frágil y puede romperse debido a estos movimientos; de esta forma el conductor de cobre queda expuesto al esfuerzo dieléctrico y la capacidad del aislamiento se reduce considerablemente. Cualquier sobretensión subsiguiente puede provocar una falla mayor en el aislamiento y en el mejor de los casos sacarlo de operación,

ya que una condición mayor puede provocar severas fallas e incluso la explosión del transformador.

Desde el punto de vista de las compañías de generación y suministro de energía eléctrica, una falla en servicio de un transformador de potencia representa un costo que puede exceder el costo de un equipo nuevo, pues existen costos adicionales asociados con la falta de suministro de energía, tales como: compra de energía bajo condiciones de emergencia, costo por limpieza de los lugares donde el transformador fallo y en ocasiones problemas de seguridad e higiene.

En base a las estadísticas de fallas en transformadores, se observa que un porcentaje importante de fallas es atribuido a los devanados. La figura 1.1(a y b) muestran las estadísticas de falla realizadas por la Comisión Federal de Electricidad (CFE) en México [32] y las realizadas por el Comité de Grandes Redes Eléctricas (CIGRE)[62]. Aunque es importante mencionar que ambas estadísticas no pueden ser directamente comparadas debido a los diferentes criterios utilizados para su clasificación.



**Figura. 1.1.** Estadísticas de falla en transformadores a) CIGRE; b) CFE.

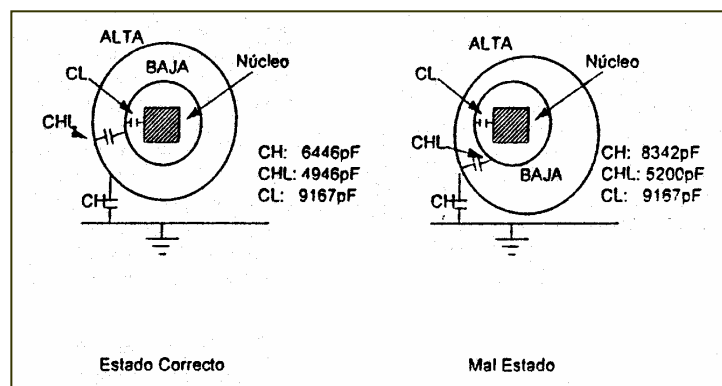
Desafortunadamente la probabilidad de tales fallas se incrementa mientras el transformador se aproxima a los límites de su vida útil [2], la cual normalmente es asumida por los diseñadores entre 30 y 35 años. Sin embargo, normalmente las compañías no desechan un transformador por el simple hecho de que tenga 30 años en operación, y muchas de ellas

operan sus equipos por 35 ó 40 años, tomando medidas adecuadas de monitoreo. Por otra parte, los equipos de gran capacidad como los transformadores de potencia, también se ven sometidos a severos esfuerzos cuando son transportados por camión o ferrocarril; pues si el transporte no se realiza adecuadamente los esfuerzos mecánicos pueden provocar deformaciones y movimientos dentro del equipo, los cuales deben ser evaluados antes de ponerlo en operación [18]. Aunado a esto se encuentran los esfuerzos mecánicos a los que pueden ser sometidos debido a problemas durante las maniobras de instalación y puesta en servicio.

Además de los tradicionales métodos de análisis de contenido de gas en el aceite, revisiones periódicas de factor de potencia, resistencia de aislamiento y medición de corriente de excitación [17] actualmente existen otras técnicas utilizadas en México y en otros países del mundo, tales como el método de análisis de respuesta en frecuencia (por sus siglas en inglés FRA) aplicado para la detección de deformaciones mecánicas en los devanados. Esta técnica da información sobre las posibles deformaciones internas, con el objetivo de tomar las decisiones adecuadas en las tareas de diagnóstico.

La idea básica del método de análisis de respuesta en frecuencia consiste en obtener una medición inicial de algún parámetro del transformador en función de la frecuencia (pudiendo ser su impedancia de dispersión, admitancia, relación entre voltaje primario y secundario ó relación entre voltaje primario y corriente secundaria) y compararla contra subsiguientes mediciones, específicamente realizadas después de que se sospeche que el equipo fue expuesto a algún fenómeno que pudiese haber provocado una modificación en su geometría interna.

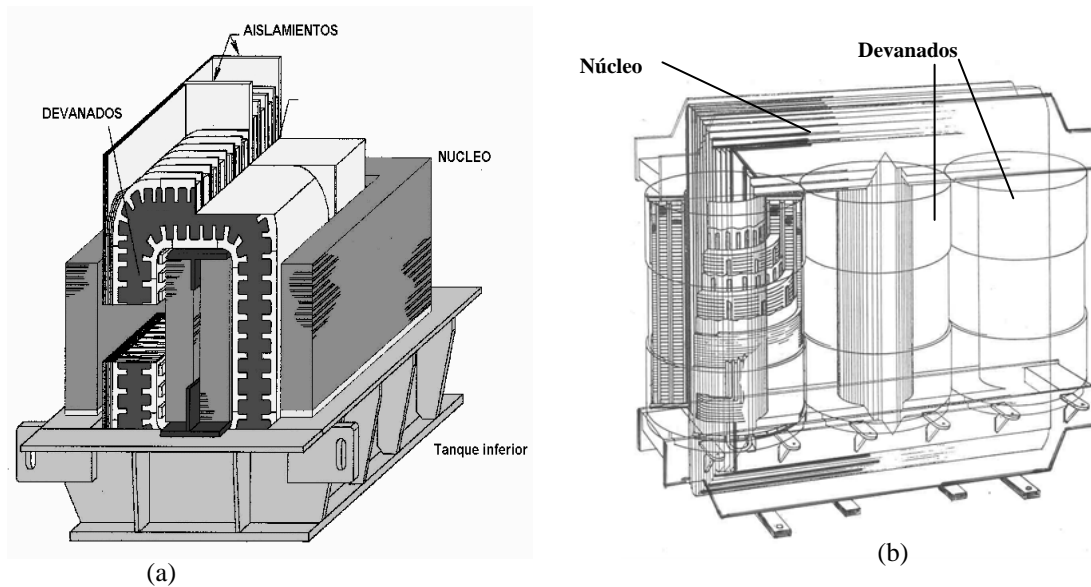
Un cambio en la geometría interna modifica la forma en la que se distribuye el campo electromagnético en el equipo, entendiéndose esto como un cambio en los parámetros de inductancia, capacitancia y resistencia de su circuito equivalente. Esto a su vez implica que se vean modificadas las frecuencias naturales del transformador. Por ejemplo, la figura 1.2 ilustra el efecto del desplazamiento de un devanado de alta tensión (devanado externo indicado como “alta”) en la capacitancia entre devanados de alta y baja tensión (CHL) y la capacitancia a tierra del devanado de alta tensión (CH).



**Figura 1.2.** Cambios de capacitancia por desplazamientos del devanado de alta tensión de un transformador tipo columna [61].

Un desplazamiento como el mostrado en la figura 1.2 puede ser detectado por medio de la medición directa de la capacitancia de los devanados[17], sin embargo, los desplazamientos y deformaciones en la mayoría de las situaciones no son tan grandes como las del ejemplo mostrado, es decir, aparecen solamente en ciertas zonas de las bobinas y en estos casos una medición de la capacitancia total normalmente no es suficiente[17]. Aun así, esta deformación menor también provocará un cambio en los parámetros de inductancia, capacitancia y resistencia y estos se manifiestan como cambios en amplitud y/o desplazamientos de las frecuencias naturales de los devanados. En ciertos casos, estos cambios en los parámetros pueden provocar la aparición ó desaparición de ciertas frecuencias de resonancia.

El tipo y magnitud de la deformación dependen principalmente del tipo de falla a la que fue sujeto el transformador y a las características de construcción del mismo. Por ejemplo, un transformador tipo acorazado presenta una construcción muy diferente, tanto de su núcleo como de sus devanados, a la de los transformadores tipo columna (ver figura 1.3 a y b); esto trae como consecuencia que los modos de falla varíen entre un tipo y otro [30]. Sin embargo, en base a la experiencia con el uso del análisis de respuesta en frecuencia se ha demostrado que en forma general algunos tipos de fallas pueden ser identificados dentro de ciertos rangos discretos de frecuencia[60]. Por ejemplo, defectos del núcleo y cortocircuito entre vueltas son observados en frecuencias menores a 2 KHz, deformaciones en devanados en rangos menores de 200 KHz y movimientos de guías en rangos  $< 2\text{MHz}$  [60].



**Figura. 1.3.** Ensamble núcleo-bobinas:  
a) Transformador tipo acorazado.  
b) Transformador tipo columnas

Actualmente, las técnicas para detectar las deformaciones en devanados requieren que el transformador deba ser desconectado de la línea y se realice la medición de la impedancia, ó admitancia del mismo en un cierto rango de frecuencias. Dichas mediciones son obtenidas utilizando principalmente dos técnicas: a) Medición utilizando un impulso de bajo voltaje y b) Medición realizando un barrido en frecuencia. Esta característica obtenida



es normalmente denominada como “la función de transferencia del devanado”, o simplemente como “la respuesta en frecuencia del equipo”. Esta función muestra picos y valles los cuales corresponden con las frecuencias naturales de resonancia (serie y paralelo) del devanado. Un patrón de estas resonancias constituye una única “*Huella Digital*” del devanado y como ya se mencionó los cambios en estos patrones implicarán algún cambio del mismo.

La interpretación de las diferencias entre las funciones de transferencia, antes y después de que se haya producido algún evento dentro del transformador constituye la mayor dificultad dentro del procedimiento de diagnóstico. Al respecto existen referencias [1,2,60] en donde se mencionan algunos criterios referentes a la interpretación de estas gráficas y se ha demostrado que la intervención de los fabricantes es indispensable para ayudar en la interpretación de los resultados, ya que estos conocen a detalle la construcción interna de los transformadores [3].

Idealmente, cada transformador nuevo debería ser probado para obtener su función de transferencia en fábrica al momento de realizar las pruebas de aceptación ante el cliente. Estas funciones en frecuencia iniciales constituyen una referencia para que las subsecuentes mediciones, tomadas en sitio, puedan ser correctamente comparadas.

Sin embargo, en la mayoría de los transformadores instalados, las funciones en frecuencia no han sido medidas y la detección de deformaciones esta basada en la comparación de funciones medidas entre fases ó entre transformadores de las mismas características [53].

En el presente trabajo se realiza un estudio de los fundamentos teórico-prácticos del análisis de respuesta en frecuencia en transformadores, mencionando el origen de esta herramienta de diagnóstico, su aplicación y se presentan casos medidos que pueden servir como referencia para la interpretación en situaciones prácticas. Con la ayuda de un devanado experimental de un transformador de potencia, se realizaron mediciones simulando algunos tipos de fallas, incluyendo una metodología para realizar la comparación entre dos curvas de respuesta en frecuencia por medio del uso de la función de coherencia. A partir del mismo devanado se construyeron modelos equivalentes a partir de los datos medidos y las dimensiones físicas del mismo, con el fin de evaluar la sensibilidad del método para la detección de deformaciones. Por otra parte, puesto que para una mejor comprensión de los resultados es necesario entender la forma en la que se comportan los devanados del transformador a diferentes frecuencias, también se realizó una caracterización de algunos devanados comúnmente usados en transformadores de potencia, los cuales fueron facilitados por Industrias IEM.

Finalmente, cabe mencionar que el presente trabajo es el resultado de un trabajo conjunto entre el área de *Ingeniería de Transformadores de Industrias IEM* y la *Sección de Estudios de Posgrado de Ingeniería Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional (I.P.N.)*.

## **1.2 Descripción del problema.**

Uno de los problemas principales de la aplicación de esta técnica de diagnóstico es la falta de información referente a la interpretación de los resultados de la prueba (interpretación de la respuesta en frecuencia obtenida) y su correlación con el grado y tipo de deformación presentado [4,8,9,10,12,14]. Por otra parte, para la correcta aplicación del método, es necesario comprender los parámetros que intervienen durante las mediciones; así como el comportamiento del transformador ante el tipo de señales aplicadas durante la medición.

## **1.3 Objetivos**

### **Objetivo General.**

Realizar un estudio del método de análisis por respuesta en frecuencia para la determinación de deformaciones mecánicas en devanados de transformadores de potencia.

### **Objetivos Particulares.**

- Realizar una comparación entre las técnicas de medición modernas para el análisis de respuesta en frecuencia (barrido en frecuencia e impulsos de bajo voltaje), utilizando un devanado experimental.
- Realizar mediciones en el devanado experimental provocando deformaciones mecánicas controladas para identificar los cambios en las funciones de transferencia obtenidas. Posteriormente construir un modelo equivalente del devanado y verificar la sensibilidad de la función de transferencia ante las deformaciones simuladas.
- Realizar la caracterización en frecuencia de algunos tipos de devanados utilizados en transformadores de potencia para comprender su comportamiento a altas frecuencias.
- Realizar mediciones con devanados y transformadores para observar los efectos del núcleo, aceite, posición del cambiador, etc.; en las curvas de respuesta en frecuencia medidas.

## **1.4 Justificación**

Es bien conocida la importancia del transformador en los sistemas eléctricos de potencia y que tanto los transformadores de distribución como los de potencia a lo largo de su vida útil se encuentran sometidos a repetidas condiciones de corto circuito [1]. En general, los transformadores de potencia son especificados y diseñados para soportar los efectos de un corto circuito de duración limitada, sin embargo, una vez que se ha presentado un corto circuito en el transformador y que este sale de operación gracias al

equipo de protección, el usuario tiene que evaluar la posibilidad de volver a energizar el equipo, sin ningún riesgo.

El realizar una inspección interna generalmente es costoso y lleva demasiado tiempo, por lo cual lo ideal es contar con técnicas de diagnóstico efectivas que permitan evaluar externamente el equipo. Por otra parte, durante el transporte de transformadores de potencia, es común que el equipo se vea sometido a golpes y aceleraciones grandes que pueden provocar movimientos internos. Todos los transformadores de potencia se embarcan con registradores de impactos y una vez que el transformador llega a sitio es necesario realizar una evaluación de los resultados del registrador antes de poner en operación el equipo [18]. En este punto generalmente es factible realizar una inspección interna en caso de que el registrador indique valores altos; sin embargo, por limitaciones de espacio no siempre es posible revisar a detalle el interior del transformador y nuevamente lo más conveniente es contar herramientas de prueba y no de observación para evaluar adecuadamente la condición actual del equipo.

El método de respuesta en frecuencia en transformadores representa una nueva opción para el diagnóstico en fábrica y en campo de deformaciones en devanados, provocadas principalmente por las fuerzas de cortocircuito y durante el transporte. Sin embargo, todavía no se cuenta con criterios firmes de interpretación de resultados e incluso no existen criterios normalizados respecto a la forma de realizar la prueba y los equipos requeridos para la misma.

Debido a estos factores, en este trabajo se realiza un estudio del método de análisis por respuesta en frecuencia (por sus siglas en inglés FRA); dicho estudio se hace importante, debido a la necesidad mundial de contar con criterios de diagnóstico en equipos eléctricos de gran potencia cada día más confiables. Un dominio completo de la aplicación del análisis de respuesta en frecuencia beneficiaría directamente tanto los fabricantes como los usuarios; pues de esta forma se incrementarían los niveles de confiabilidad de los sistemas de potencia donde el transformador es un elemento primordial.

Una justificación adicional del trabajo es el hecho de contar con un documento en donde se sintetizan los fundamentos y el estado del arte actual en la técnica; para que sirva como guía para los profesionistas y/o estudiantes que tengan interés en el área y deseen realizar investigaciones más profundas al respecto.

### **1.5 Reseña histórica y estado del arte.**

Recientemente, las técnicas de análisis en frecuencia se han aplicado con buenos resultados dentro del diagnóstico de transformadores de potencia. Dentro de las aplicaciones más importantes podemos mencionar: a) La detección de deformaciones mecánicas en devanados utilizando FRA, lo cual constituye el tema central de este trabajo, b) el uso de la función de transferencia para la evaluación de la integridad dieléctrica de transformadores durante las pruebas de impulso [3] y c) La espectroscopia dieléctrica en el dominio de la frecuencia (por sus siglas en inglés FDS) la cual es en realidad una medición de la capacitancia eléctrica y el factor de pérdidas ( $tg(\delta)$ ) en el dominio de la frecuencia para determinar el grado de humedad en el transformador [4].

La aplicación del método de respuesta en frecuencia no es nuevo y como cualquier área de conocimiento ha ido madurando a través del tiempo. A continuación se mencionan algunas referencias que se consideraron importantes para el desarrollo de este método (aplicado a la detección de deformaciones en devanados) y al final de esta sección se mencionan los avances y tendencias actuales.

Para un estudio a detalle de las otras técnicas en frecuencia mencionadas anteriormente, se recomienda revisar la referencia [4].

**1966, Lech y Tyminski** en Polonia, son los primeros en proponer el método de impulso de bajo voltaje (por sus siglas en inglés LVI) para la detección de deformaciones en devanados de transformadores durante las pruebas de corto circuito. Su trabajo con los primeros resultados de esta técnica es publicado en 1966 [5]. La clave del método consiste en que cualquier deformación que tenga el devanado se manifiesta como un cambio en la capacitancia serie y en menor magnitud como variación de las inductancias de dispersión. Los cambios de estos parámetros son reflejados en las formas de onda de voltaje y corriente obtenidas durante la prueba. Se hace énfasis en la importancia del valor de la resistencia de medición para tener una buena sensibilidad en la detección de deformaciones menores y además se menciona una metodología para localizar la deformación en el devanado a partir de las mediciones. Actualmente, está técnica todavía es utilizada como un criterio para la evaluación de la integridad del transformador durante las pruebas de corto circuito [7].

**1972, Rogers, Humbard y Gilies** en [28] describen la instrumentación y técnicas de medición recomendadas para la aplicación de la técnica de impulso de bajo voltaje para la detección de deformaciones y fallas en transformadores, incrementando la repetibilidad durante las pruebas. Se recomienda el uso de cables triaxiales para minimizar interferencias y además que los cables de señal y de medición sean terminados en su impedancia característica para minimizar las reflexiones de onda. La sensibilidad del método depende entre otras cosas de la magnitud y características de la onda de voltaje generada y se menciona que las deformaciones pequeñas son más fáciles de visualizar aplicando ondas con tiempos de subida muy cortos, sin embargo, debido a que este tipo de señales se atenúan más rápido en el devanado, es necesario aplicar mayores niveles de voltaje ó en su defecto mayor amplificación de la señal de salida. Este trabajo representó el punto de partida para incluir esta técnica de medición como criterio de aceptación en las pruebas de corto circuito en transformadores e incluirla dentro de las normas internacionales [7].

**1975, Adolphson, y Carlson** [6]. Describen el método de impulso de bajo voltaje y las ventajas de aplicar un amplificador diferencial para diagnosticar la deformación. Su principal aportación consiste en intentar llevar esta técnica al campo para el diagnóstico y monitoreo en línea de transformadores. Se discuten los problemas relacionados con el método LVI en campo, especialmente relacionados con problemas de medición (reproductividad de mediciones) y efectos de los cambios de temperatura entre pruebas consecutivas.

**1978, Dick y Erven** de Ontario Hydro, proponen el método de respuesta en frecuencia como una técnica de diagnóstico para transformadores [8]. Este artículo es el primero que presenta la forma de realizar la prueba de respuesta en frecuencia, describiendo el método y

los equipos requeridos. Utilizan el barrido en frecuencia hasta 1MHz y conectan pequeños capacitores para simular los cambios en capacitancia debidos a las deformaciones en un devanado experimental. Finalmente, los autores presentan una metodología propuesta para la realización de la prueba y concluyen que es necesario realizar un fuerte trabajo experimental para determinar la relación entre los cambios en la función de transferencia y los tipos de fallas en los devanados. También se menciona la importancia de contar con un modelo adecuado para altas frecuencias del transformador como una herramienta para el diagnóstico.

**1988, Malewski y Poulin** utilizan la función de transferencia para la detección de fallas durante pruebas de impulso en Transformadores [3]. En este artículo se hace una descripción de la forma de obtener digitalmente la función de transferencia y su interpretación durante las pruebas de impulso en transformadores. Se describen los rangos de frecuencia obtenidos con las ondas normalizadas de prueba (1 MHz con onda plena de  $1.2 \times 50 \mu\text{s}$  y 2 MHz para ondas cortadas), se relaciona además los cambios en amplitud de la resonancia con fenómenos de descargas parciales y se explica la importancia de contar con osciloscopios de alta resolución para una correcta adquisición de datos. El trabajo muestra los resultados después de aplicar ésta técnica en 100 devanados de transformadores. La función de transferencia es calculada utilizando el voltaje medido por el tap capacitivo de la boquilla de alta ó baja tensión y la corriente del neutro del transformador medida durante las pruebas de impulso.

**1988, Malewski, Douville y Lavallée** [21]. Presentan los resultados de un proyecto en donde se monitorean en línea los transitorios en una subestación de 735 kV. Realizan un estudio, comparando los transitorios medidos contra las ondas normalizadas normalmente utilizadas en los laboratorios de alta tensión para probar los transformadores, por medio del uso de sus espectros en frecuencia (función de transferencia). Los autores proponen el uso de las funciones de transferencia como una técnica para la detección de deformaciones en línea. Este artículo es uno de los primeros trabajos prácticos sobre el uso de la función de transferencia para mediciones en campo y hace una excelente descripción de los aspectos relacionados con la medición en línea de transitorios en sistemas de potencia.

**1992, Vaessen y Hanique** presentan lo que ellos denominan una técnica nueva para análisis de respuesta en frecuencia (FRA) en transformadores [9]. El método propuesto utiliza una fuente especial de impulso de bajo voltaje para disminuir el ruido e incrementar el rango útil de frecuencias observadas. En el artículo se describe en forma general la física del método y se muestran resultados de varios transformadores medidos. Concluyen que el método presenta resultados muy similares a los obtenidos por medio de analizadores de redes y barridos en frecuencia. La base para la eficiencia del método consiste en contar con una huella digital del transformador para futuras comparaciones.

**1995, Lapworth y Noonan** en [10] presentan una descripción muy detallada de FRA utilizando el barrido en frecuencia (en inglés *sweep frequency*) desde 5 Hz hasta 10 MHz. Se describe el equipo y las conexiones para la prueba y se propone que el barrido se realice en diferentes bandas de frecuencia ya que los modos de falla se caracterizan por aparecer en una banda determinada. Las bandas propuestas son: 5 a 2 KHz, 50 a 20 KHz, 500 a 200 KHz, 5 KHz a 2 MHz y 25 KHz a 10 MHz . Se menciona que el método de barrido en

frecuencia presenta una mejor relación señal/ruido que la obtenida con impulsos de bajo voltaje y es más sencillo en su aplicación al requerir menor equipo de prueba. Esto lo hace idóneo para la aplicación en campo. Varios casos de mediciones en transformadores son presentados en la parte final del artículo.

**1998-1999, Vandermaar, Wang y otros** presentan una serie de artículos [20,26,27] donde se demuestra la efectividad del método de impulso de bajo voltaje para detectar deformaciones en devanados. En [20] se realiza un estudio para determinar el efecto del aflojamiento de los devanados en la función de transferencia medida. La respuesta en frecuencia es determinada por medio de la aplicación de impulsos cortos de bajo voltaje en un devanado y registrando el voltaje en otro devanado ó la corriente en el mismo. Ambas señales son llevadas al dominio de la frecuencia por medio de la aplicación de la transformada de Fourier. Finalmente, la transformada de la corriente o voltaje de salida es dividida por la transformada de la señal de entrada. Los resultados indican que el grado de apriete en los devanados se manifiesta como cambios en la forma de la función de transferencia, sin embargo, no es posible definir una relación entre el grado de aflojamiento y la respuesta obtenida.

En [26] se menciona nuevamente la idea general de la técnica LVI y se dice que los cambios en la geometría del devanado son más visibles en las funciones de admitancia (corriente de salida / voltaje de entrada) que en las funciones de voltaje transferidos. Los rangos de frecuencia para el diagnóstico abarcan hasta los 3 MHz y se presentan resultados en transformadores medidos en campo, donde se demuestra que el grado de apriete guarda cierta relación con la magnitud de la impedancia cierta frecuencia.

En [27] se presentan algunos resultados medidos en transformadores antes y después del reapriete de los devanados mostrando el efecto en la función de transferencia. También se mencionan recomendaciones respecto a la técnica para llevarla a un diagnóstico en línea en donde se menciona el uso del tap capacitivo de las boquillas de alta tensión para medición; los resultados muestran que las respuestas medidas por el tap capacitivo y por la terminal de la boquilla son muy similares hasta 2.5MHz. Se recomienda el uso de filtros digitales y el uso de técnicas más sofisticadas de procesamiento digital de señales para correlacionar los resultados de las mediciones con el grado de aflojamiento de los devanados.

**1999, Leibfried y Feser** [12] presentan un trabajo de monitoreo en línea de transformadores utilizando la función de transferencia en donde los transitorios originados por la propia operación del sistemas son utilizados como fuentes de excitación para el calculo de la función de transferencia en línea. Para la correcta interpretación de resultados se introduce el concepto de bandas de tolerancia el cual permite incluir el efecto de los errores de cuantificación en el proceso de digitalización de las señales. Se menciona que para una correcta comparación de las funciones de transferencias obtenidas es necesario que la temperatura entre mediciones no difiera mas de 20 K. Finalmente se comenta la gran dificultad de la técnica para monitoreo en línea, especialmente para transformadores trifásicos con conexión delta, y las diferencias entre respuestas para diferentes posiciones del cambiador de derivaciones de operación sin carga ó bajo carga.

**2000, Zhijian, Jingtao y Zihu** en [14] utilizan una red neuronal tipo BP (en inglés *back propagation*) para la identificación automática de deformaciones en la función de transferencia. Se describe el algoritmo general de la red y se establece el “coeficiente de correlación” como parámetro de entrada en la red. Este coeficiente es una alternativa estadística para determinar el grado de correspondencia entre las funciones de transferencia tomadas antes y después de que se haya presentado algún incidente en el equipo. La correspondencia entre dos curvas es completa cuando este coeficiente es unitario. Aunque la red neuronal propuesta es funcional, los autores mencionan que se requiere contar con una base de datos adecuada que correlacione las deformaciones con los resultados obtenidos en las mediciones y de esta forma generar los criterios de diagnóstico.

**2000, DOBLE Engineering Company** lanza al mercado un equipo especializado para el análisis de respuesta en frecuencia en transformadores [15]. El equipo basado en tarjetas de adquisición de *National Instruments* utiliza el método de barrido en frecuencia para el cálculo de la función de transferencia. Debido a la fuerza y experiencia de DOBLE, el equipo comienza a comercializarse rápidamente en el mundo y principalmente en los Estados Unidos.

**2000 B&C Company** [16] compañía Húngara desarrolla el equipo “Traftek” para diagnóstico en frecuencia de transformadores. El equipo utiliza la técnica de barrido en frecuencia e incluye sensores para monitorear las vibraciones mecánicas del transformador en operación. El equipo utiliza una señal sinusoidal variable en frecuencia (barrido) de manera similar al equipo de DOBLE.

**2000, Bolduc, Picher y otros** [24] proponen una metodología nueva la cual es similar a la medición tradicional de impedancias de dispersión para detectar deformaciones en devanados durante las pruebas de corto circuito. Esta se denomina respuesta en frecuencia de las pérdidas parásitas (por sus siglas en inglés FRSL). La conexión para la prueba es similar a la medición de impedancias, aplicando un voltaje de hasta 270 V en un devanado y poniendo en corto circuito el otro. Esta condición se aplica en un rango de frecuencias desde 20 a 600 Hz, incluyendo la frecuencia del sistema. Aunque ambos parámetros son sensibles a los cambios en la geometría, se dice que la reactancia de dispersión es prácticamente constante hasta aproximadamente 600 Hz y los cambios en la geometría se manifiestan principalmente en la parte real de la impedancia (resistencia). Por medio de la comparación de dos mediciones subsecuentes de la parte real de la impedancia es posible obtener un diagnóstico del equipo. Una comparación entre las técnicas de FRA y FRSL se presenta en [25].

**2002, El Grupo de Trabajo 12.19 de CIGRE** en [11] presenta el estado del arte hasta el 2002 relacionado con el comportamiento en corto circuito de transformadores de potencia. El método de FRA y LVI son discutidos como opciones para el diagnóstico de deformaciones en devanados durante las pruebas de corto circuito. Se mencionan las formas actuales de realización de las pruebas de FRA y LVI, la influencia de los cables de medición en los resultados y la necesidad de crear un estándar ó guía para la realización de la prueba e interpretación de los resultados.

**2002, Coffeen y Hildreth** en [13] desarrollan una nueva técnica denominada “asimetría del devanado objetiva” (por sus siglas en inglés OWA), la cual es una extensión del método de impulso de bajo voltaje, utilizando bloques de estimaciones de densidad espectral para formular la función de transferencia. Las funciones de transferencia estimadas son comparadas entre fases del mismo transformador detectando de esta forma el devanado con mayor asimetría. Basado en las similitudes en las respuestas de las tres fases, la técnica detecta diferencias anormales que pueden ser debidas a deformaciones en los devanados. Se menciona que una de las ventajas principales de esta técnica es el hecho de que no se requieren mediciones previas de FRA para realizar el diagnóstico del equipo. La técnica presentada basa su confiabilidad en la estimación de la función de coherencia y las funciones de error aleatorio de la función de transferencia. Los autores concluyen que a pesar de que la técnica ha dado resultados favorables, es necesario realizar más mediciones y corroborarlas con inspecciones y casos prácticos para que el diagnóstico llegue a ser completamente confiable.

**2003, Ryder** en [37] propone una metodología muy concisa para llevar a cabo el diagnóstico en base a un código de falla. Este código se basa en cuatro factores: a) Cálculo del coeficiente de correlación, b) cambios relativos en la primera resonancia, c) cambios en el valor mínimo de la respuesta a baja frecuencia y d) cambio relativo del número de resonancias a altas frecuencias. Se presentan además casos de fallas eléctricas y mecánicas en donde el código ha proporcionado resultados favorables. El trabajo experimental se desarrolló en su mayoría con transformadores de distribución, enfatizando el uso del procesamiento digital de la señales para realizar el diagnóstico.

**Actualmente**, el método de respuesta en frecuencia sigue siendo estudiado por los comités internacionales como CIGRE (Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas) e IEEE (Instituto de Ingenieros Eléctricos Electrónicos) por medio de sus grupos de trabajo y los objetivos perseguidos se encaminan a generar una guía de diagnóstico y la normalización de los equipos requeridos para la prueba.

En base a los resultados alcanzados por el método en los últimos 10 años, la técnica ha sido aceptada como una herramienta adicional a las técnicas de diagnóstico existentes. En la reunión bienal del comité de estudios A2 de transformadores de CIGRE en Junio 2003, se presentaron 11 artículos de varias partes del mundo [29] relacionados con la interpretación y experiencias al aplicar FRA en transformadores. Así mismo, la guía para FRA del IEEE ya se encuentra en proceso de revisión y también el grupo de trabajo de CIGRE sobre la valoración mecánica de devanados de transformadores por análisis de respuesta en frecuencia del comité A2 está en proceso de generar una guía de aplicación la cual se planea esté lista para finales del 2005.

En México, CFE (Comisión Federal de Electricidad) ya incluye en la propuesta de revisión de la Norma CFE K0000-13 “Transformadores de potencia para subestaciones de distribución” la prueba de respuesta en frecuencia como una prueba de rutina para los transformadores.



## 1.6 Alcances y limitaciones

Se describen en forma general las técnicas actuales para la medición de la respuesta en frecuencia de transformadores y se presentan algunas curvas medidas en transformadores de potencia que pueden servir como referencia para la interpretación de casos prácticos. Por medio de pruebas de laboratorio y el uso de circuitos equivalentes (modelos matemáticos) se verifica la sensibilidad del método para detectar deformaciones.

Aunque es posible obtener conclusiones generales de las pruebas realizadas con el devanado experimental, los efectos del núcleo magnético y la presencia de otros devanados en un transformador real implican la aparición de otros fenómenos electromagnéticos que no fueron considerados aquí (no linealidades, acoplamiento capacitivo e inductivo entre bobinas, etc.).

A pesar que el trabajo muestra los aspectos fundamentales relacionados con el método de respuesta en frecuencia, el enfoque principal está dirigido a la aplicación del método en la detección de deformaciones mecánicas en devanados de transformadores de potencia.

## 1.7 Aportaciones

- Se propone el uso de la función de coherencia como una herramienta para cuantificar la diferencia entre las funciones de transferencia antes y después de alguna deformación en el transformador.
- Se demostró que no es posible aplicar una simple fórmula para comparar las funciones de transferencia medidas en las pruebas de impulso de transformadores con las curvas obtenidas con los equipos de FRA, debido a las diferentes impedancias en los circuitos de medición utilizados.

## 1.8 Organización de la tesis

El presente trabajo se encuentra estructurado en forma de capítulos secuenciales, los cuales integran el cuerpo formal de la investigación; en la parte final se incluye información adicional en forma de apéndices, que sirven como complemento.

### **Capítulo 1. *Introducción.***

Es el capítulo donde se exponen los antecedentes del trabajo, haciendo mención a los objetivos perseguidos y la aplicación del análisis de respuesta en frecuencia. Se incluyen los objetivos y justificación del trabajo y además se presenta un resumen histórico del desarrollo y estado del arte del método. En la parte final del capítulo se listan los trabajos publicados en congresos nacionales e internacionales derivados del presente proyecto de investigación.

## **Capítulo 2. *Fundamentos del análisis de respuesta en frecuencia en transformadores.***

Se presentan los conceptos teóricos fundamentales del método de respuesta en frecuencia relacionados con la detección de deformaciones en devanados, comenzando con una descripción general de las técnicas de diagnóstico actualmente utilizadas y su normalización. Posteriormente, se hace mención del origen de las deformaciones mecánicas, las técnicas y equipos actualmente utilizados para la realización de la prueba, diferentes técnicas de medición usadas, implicaciones de la configuración de los cables de medición utilizados, la técnica recomendada de puesta a tierra y finalmente el efecto de la interferencia, ruido en las mediciones y la forma típica de presentar los resultados. El capítulo sirve para dar un panorama general de las técnicas de medición y nomenclatura utilizadas en la tesis.

## **Capítulo 3. *Modelos equivalentes del transformador.***

En este capítulo se mencionan los conceptos relacionados con los circuitos equivalentes (ó modelos matemáticos) utilizados para reproducir el comportamiento en frecuencia del transformador. En la primera parte se mencionan las características que deben tener los circuitos equivalentes para representar el comportamiento transitorio del transformador así como una breve descripción de las formulaciones comúnmente utilizadas para resolver el problema. Se menciona la definición de los factores de amplificación y los conceptos de resonancia y anti-resonancia. En la parte complementaria del capítulo se hace énfasis en la aplicación del método de elemento finito (MEF) para el cálculo de los parámetros del circuito equivalente de parámetros concentrados, utilizado para modelar el devanado experimental. Se describen las formulaciones para el cálculo de capacitancia, inductancia y resistencia; y finalmente se hace una descripción de la técnica de análisis modal experimental para la construcción de circuitos equivalentes a partir de datos medidos.

## **Capítulo 4. *Mediciones de Respuesta en Frecuencia en Devanados Experimentales y Transformadores de Potencia.***

Curvas de respuesta en frecuencia obtenidas de devanados y transformadores son presentadas como referencia para el diagnóstico de casos prácticos. Primeramente se describe una técnica de medición que sirve para caracterizar devanados en el dominio de la frecuencia mostrando la respuesta en frecuencia de tres diferentes tipos de devanados utilizados en transformadores de potencia. Posteriormente, se muestran los resultados obtenidos después de aplicar ciertas fallas y deformaciones controladas en un devanado experimental y el uso de la función de coherencia para comparar dos curvas medidas. Se muestra la comparación de diferentes métodos de medición (analizador dinámico, impulso de bajo voltaje y barrido en frecuencia) y en la parte final se incluyen casos medidos en transformadores de potencia que sirven para observar los efectos del aceite, núcleo, posición del cambiador de derivaciones y otros parámetros en las respuestas medidas.

## **Capítulo 5. *Resultados de las simulaciones con circuitos equivalentes***

Se presentan los resultados obtenidos a partir de simulaciones con los dos circuitos equivalentes construidos para el devanado experimental; primero utilizando la técnica de

análisis modal experimental y luego construyendo un modelo de parámetros concentrados a partir de las dimensiones físicas del devanado. Se comentan las ventajas y desventajas de estos modelos mostrando sus limitaciones en frecuencia para reproducir la respuesta del devanado y finalmente, utilizando el modelo de parámetros concentrados, se realizan simulaciones para verificar el comportamiento de la función de transferencia ante cambios en los parámetros de inductancia y capacitancia del circuito, los cuales en realidad representan el efecto de las deformaciones mecánicas. Dentro del capítulo se mencionan además las dificultades encontradas con el cálculo y modelado de la resistencia en función de la frecuencia.

## **Capítulo 6. Conclusiones y recomendaciones**

En este capítulo se presentan las conclusiones del trabajo y se mencionan algunas recomendaciones para trabajos futuros.

### **Apéndices:**

- Apéndice A.  
La función de transferencia y la transformada rápida de Fourier (FFT).
- Apéndice B.  
Las ecuaciones de Maxwell.
- Apéndice C.  
Dimensiones del devanado experimental.
- Apéndice D.  
Simetría de modelos en dos dimensiones (2D).
- Apéndice E.  
Circuito equivalente de un autotransformador derivado del análisis modal experimental.
- Apéndice F.  
Respuesta en frecuencia derivada de las pruebas de impulso en transformadores nuevos.
- Apéndice G.  
Cálculo de la función de coherencia a partir de mediciones con equipo M5100.
- Apéndice H.  
Distribuciones de campo durante las condiciones de resonancia.
- Apéndice I.  
Factores de acoplamiento entre secciones del devanado experimental.

- Apéndice J.  
Programas utilizados para las simulaciones.
- Apéndice K.  
Mediciones en el autotransformador experimental.

### 1.9 Trabajos publicados y derivados del desarrollo de la tesis

- R. Ocón V., Alvaro Cancino Q., Tomás I. Asiaín O. **“Respuesta en frecuencia como una técnica de detección y diagnóstico de fallas en transformadores de potencia”**. 6° Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas 27-29 Noviembre-2001, Instituto Politécnico Nacional, sección de posgrado, Memoria Técnica (Artículo: ELE 15).
- R. Ocón, Tomás I. Asiaín O, **“Caracterización de devanados de Transformadores de Potencia utilizando la Función de Transferencia”**, 3° Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas 25-29 Noviembre 2002, Instituto Politécnico Nacional, sección de posgrado, Memoria Técnica, Área: Eléctrica (Artículo: ELEC018).
- R. Ocón, Tomás I. Asiaín O, **“Identificación de Deformaciones Mecánicas en los Devanados de un Auto transformador Experimental, utilizando la Técnica de Respuesta en Frecuencia (FRA)”**, 3° Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas 25-29 Noviembre 2002, Instituto Politécnico Nacional, sección de posgrado, Memoria Técnica, Área: Eléctrica (Artículo: ELEC030).
- R. Ocón, R. Malewski, A. Cancino., **“Frequency Response Analysis - Transformer Manufacturer Perspective”**, Coloquio de Transformadores (Transformer Colloquim), Grupo A2 CIGRE, Mérida, Yuc. del 2 al 4 Junio 2003, Memoria Técnica pág 175-181.
- R. Ocón, A. Cancino, T. Asiaín. **“Evaluación del Método de Respuesta en Frecuencia (FRA) en la detección de Deformaciones Mecánicas en un Devanado Experimental”**, 3<sup>er</sup> Congreso Bienal y Expo Industrial de CIGRE México, del 18-20 Jun, LAPEM, Irapuato México, Memoria Técnica (artículo: A2-06).
- R. Ocón, A. Cancino, T. Asiaín. **“Evaluación del Método de Respuesta en Frecuencia (FRA) en la Detección de Fallas Controladas en un Devanado Experimental”**, Reunión de Verano de Potencia RVP AI-2003. Acapulco, Julio 6-12 2003, Memoria Técnica, (Artículo: tro2).
- R. Ocón, T. Asiaín. **“Estudio de la Sensibilidad de la Función de Transferencia ante deformaciones y corto circuito en devanados de Transformadores, mediante su Circuito Equivalente”**. 7° Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas, 3-7 Noviembre-2003, Instituto Politécnico Nacional Sección de postgrado, Área Eléctrica (artículo: PrueLab3).
- R. Ocón, T. Asiaín. **“Estudio de la Sensibilidad de la Función de Transferencia ante deformaciones en devanados de Transformadores, mediante Circuitos Equivalentes”**. Reunión de Verano de Potencia RVP AI-2004. Acapulco, Julio 11-17 2004, Memoria Técnica..

# CAPÍTULO 2

## Fundamentos del Análisis de Respuesta en Frecuencia en Transformadores

En este capítulo se mencionan los fundamentos del análisis de respuesta en frecuencia en transformadores y se comentan aspectos relacionados con el diagnóstico y origen de las deformaciones mecánicas.

### 2.1. Diagnóstico de transformadores

El transformador es un componente esencial dentro de los sistemas eléctricos de potencia y al igual que los otros componentes se encuentra sujeto eventos que pueden provocar funcionamientos anormales e incluso su falla total. La inspección y el mantenimiento periódico de un transformador y sus accesorios contribuyen a eliminar problemas en operación de este componente vital en el sistema de transmisión y distribución de energía eléctrica. Existen diversas metodologías de diagnóstico que se han desarrollado a lo largo de los años y son aplicadas comúnmente; por ejemplo, la norma IEEE Std 62-1995 [33] es una guía para realizar el diagnóstico de transformadores en campo, en la cual se subdividen sus componentes en 6 categorías: Devanados, boquillas, aceite aislante, cambiador de derivaciones, núcleo y tanque y accesorios asociados; en dicho documento se mencionan los procedimientos a seguir para cada prueba de diagnóstico recomendada. En la tabla 2.1, tomada de otra fuente [34] se muestra una relación de las pruebas comúnmente utilizadas para diagnóstico de transformadores y el tipo de problema que puede ser detectado en cada caso.

**TABLA 2.1.** Técnicas de diagnóstico en transformadores [34]

<i>Prueba</i>	<i>Detecta</i>
<b>Técnicas con transformador energizado</b>	
Análisis de gases disueltos.	Arqueo interno, mal contacto eléctrico, puntos calientes, descargas parciales y sobrecalentamiento de conductores, aceite y aislamientos.
Pruebas físicas y químicas del aceite.	Humedad, acidez, tensión superficial, furanos, rigidez dieléctrica y factor de potencia.
Inspección externa física.	Fugas de aceite, partes rotas, pintura dañada, defectos en las estructuras de soporte, operación ruidosa, conexiones flojas, problemas con los ventiladores y bombas de enfriamiento.
Temperaturas externas del tanque principal y cambiador de derivaciones.	Cambios de temperaturas debidos a cambios en la carga y temperatura ambiente.
Termovisión.	Puntos calientes, corrientes circulantes, bloqueos del enfriamiento, problemas con el cambiador de derivaciones, conexiones flojas.
Análisis acústico (ultrasónico)	Descargas parciales internas, arqueo, blindajes no aterrizados, malas conexiones en boquillas, falla en contactos del cambiador, problemas de puesta a tierra del núcleo, aislamiento débil que produce efecto corona.
Detección sónica de fallas	Fugas de nitrógeno, fugas de vacío, vibración excesiva de núcleo bobinas, efecto corona en las boquillas, problemas mecánicos en rodamientos de motores y bombas.
Análisis de vibraciones	Problemas internos de núcleo, bobinas, blindajes, partes flojas y rodamientos defectuosos.
<b>Técnicas con el transformador desenergizado</b>	
Pruebas de DOBLE (capacitancia de las boquillas, factor de potencia del aislamiento, corriente de excitación).	Pérdida de la integridad dieléctrica del aislamiento, pérdida la integridad dieléctrica de las boquillas, humedad en los devanados.
Relación de transformación	Devanados en corto circuito, corto circuito entre vueltas.
Medición de impedancia de corto circuito (reactancia de dispersión).	Deformación mayor en los devanados.
Medición de resistencia de núcleo a tierra.	Mala conexión de tierras intencionales del núcleo ó existencia de conexiones a tierra no intencionales.
Medición de resistencias de los devanados con corriente directa.	Falsos contactos, cintas rotas, conexiones flojas, falso contacto en cambiadores de derivaciones.
Análisis de respuesta en frecuencia (FRA)	Movimientos y deformaciones locales en los devanados.
Inspección visual interna.	Lodos en el aceite, desplazamiento de devanados y cuñas, falta de apriete en devanados, malas conexiones, calentamientos excesivos, objetos extraños en el equipo.
Grado de polimerización.	Condición y tiempo de vida estimada del aislamiento

De la tabla 2.1, es posible verificar que la técnica de análisis de respuesta en frecuencia ya es considerada como una herramienta rutinaria para la detección de deformaciones en

devanados, aún cuando esta todavía no es mencionada en la norma IEEE Std 62-1995. En México las pruebas de FRA también son comúnmente realizadas utilizando diferentes técnicas y equipos de medición, por ejemplo en [35] se hace mención del uso de un analizador de impedancia para verificar la integridad mecánica del transformador durante la prueba de corto circuito.

## **2.2. Origen de deformaciones mecánicas en devanados**

El origen de las fallas en devanados puede ser diverso, algunas causas pueden ser: Defectos de manufactura, contaminación por partículas, sobretensiones excesivas por transitorios de maniobra o descargas atmosféricas, esfuerzos de corto circuito, descargas parciales, humedad del aislamiento excesiva, etc. No obstante, debido a que el análisis de respuesta en frecuencia está principalmente dedicado a la detección de deformaciones mecánicas, en este trabajo se hará mención principalmente del origen de estas.

### **2.2.1. Corto circuito en transformadores de potencia**

Es bien sabido que tanto los transformadores de potencia como los de distribución, a lo largo de su vida útil se encuentran sujetos a repetidas condiciones de cortocircuito [1]. Bajo estas condiciones, además de los efectos eléctricos y térmicos del corto circuito, los devanados del transformador se ven sometidos a severas fuerzas, las cuales tienden a deformar y en el peor de los casos a destruir los devanados. Un desplazamiento menor normalmente no causa una falla o arqueo inmediato en los aislamientos; sin embargo, un papel envejecido se torna frágil y puede romperse debido a estos movimientos; de esta forma el conductor de cobre queda expuesto al esfuerzo dieléctrico y la capacidad del aislamiento se reduce considerablemente. Cualquier sobretensión subsiguiente puede provocar una falla mayor en el aislamiento y en el mejor de los casos sacarlo de operación, ya que una condición mayor puede provocar severas fallas e incluso la explosión del transformador.

Es decir, el corto circuito es una falla potencialmente destructiva, dando generalmente como resultado movimientos en devanados y muy frecuentemente corto circuito entre vueltas [1]. La dirección de las fuerzas y los mecanismos de falla son diferentes para transformadores tipo columna y tipo acorazado como se muestra en las figuras 2.1 y 2.3 [30]. Además los diferentes tipos de devanados utilizados con transformadores tales como el tipo capa, tipo disco, tipo helicoidal y tipo galleta, tienen diferentes características para resistir las fuerzas de corto circuito y por lo tanto diferentes mecanismos de falla. Aspectos como el espesor del sistema de aislamientos, la rigidez del sistema de sujeción de los devanados y la firmeza de los conductores juegan un papel determinante en la capacidad de respuesta del devanado ante las fuerzas electromagnéticas y resulta difícil describir a detalle los tipos de falla que se producen en cada tipo de devanado.

Aún así, es posible generalizar las fallas más comunes ocasionadas por un corto circuito en transformadores de la siguiente forma [30].

## 1) Modos de falla en transformadores tipo columna

### a) **Falla por tensión radial.**

Los conductores de la bobina son puestos a tensión debido a las fuerzas radiales. Los conductores pueden llegar a deformarse, e incluso reventarse. Una deformación moderada puede contribuir la inestabilidad axial así como al rompimiento del aislamiento.

### b) **Falla por compresión radial.**

Las fuerzas radiales comprimen el devanado provocando deformación y pandeo ó una falla mecánica en el tubo aislante de soporte del devanado.

### c) **Falla por compresión axial.**

Fuerzas opuestas dirigidas axialmente hacia el centro devanado pueden provocar colapso del mismo. Si los conductores se ladean (en inglés *tilting*) el devanado se vuelve inestable.

### d) **Falla por expansión axial.**

Fuerzas opuestas dirigidas hacia las estructuras de soporte (bastidores) pueden provocar que las placas se doblen, los tornillos se rompan, etc. Los conductores tienden a separarse en zonas del devanado donde la corriente fluye en direcciones opuestas. Estas fuerzas también pueden provocar que los conductores se inclinen, dando paso a una inestabilidad axial. En devanados flojos (falta de apriete) los conductores pueden salirse de su posición.

### e) **Falla axial telescópica.**

Este término se usa en dos formas: (1) para describir el movimiento relativo de un devanado respecto a otro y (2) para describir la inestabilidad axial de un solo devanado. En este caso las fuerzas verticales (axiales) tienden a mover un devanado hacia arriba y el otro hacia abajo.

### f) **Fallas en vueltas superiores e inferiores del devanado.**

Son provocadas por la combinación de fuerzas radiales y axiales. La resultante de la fuerza tiende a inclinar las vueltas exteriores y torcer la parte interna hacia las piernas del núcleo.

### g) **Estrechamiento espiral**

Las fuerzas combinadas axial y radial pueden provocar que todo el devanado interno se apriete en forma espiral y se desplace respecto a los espaciadores radiales.

### h) **Desplazamiento de guías de conexión.**

Las fuerzas electromagnéticas pueden provocar movimientos en las guías que conectan los devanados y boquillas ó las derivaciones del devanado con los cambiadores de derivaciones.



## 2) Modos de falla en transformadores tipo acorazado

### a) Fallas radiales.

En los transformadores tipo acorazado aparecen componentes radiales de la fuerza en las orillas de las bobinas, cuando los devanados son diseñados con aislamiento graduado, estas componentes de fuerza pueden llegar a valores mas grandes de lo normal. Estas fuerzas, dirigidas radialmente hacia afuera, pueden deformar las vueltas externas e incluso reventar los conductores.

### b) Fallas Axiales.

Dentro de un grupo de bobinas del devanado (por ejemplo el grupo de bobinas de alta tensión) las fuerzas son atractivas, lo cual pone a los conductores, aislamientos y bloques espaciadores a trabajar en compresión. Estas fuerzas provocan la tendencia al pandeo de los conductores entre los bloques espaciadores. Por otra parte, la fuerza axial entre grupos de bobinas de diferente devanado (por ejemplo entre alta y baja tensión) son fuerzas de repulsión y tratan de mover los grupos hacia direcciones opuestas. Estas fuerzas estresan los aislamientos mayores entre devanados y núcleo y son llevadas a través del núcleo hacia las estructuras de soporte y el tanque.

### c) Desplazamiento de guías de conexión.

Las fuerzas electromagnéticas pueden provocar movimientos en las guías que conectan los devanados y boquillas ó las derivaciones del devanado con los cambiadores de derivación.

En la figura 2.3 se presentan algunos ejemplos de estos modos de falla encontrados en transformadores de potencia [1].

En general, los transformadores de potencia son especificados y diseñados para soportar los efectos de corto circuito de duración limitada[1], sin embargo, los grandes transformadores de potencia son escasamente probados para verificar su comportamiento debido al alto costo de las pruebas, el tiempo y costo del transporte a los laboratorios de prueba y la no aceptación de algunos usuarios por tener transformadores probados. Además, aunque las tecnologías de diseño han mejorado en años recientes gracias al uso de la computadora digital, existen instalados y en operación muchos transformadores con diseños antiguos [2].

Normalmente, una vez que se ha presentado un corto circuito en el transformador y este sale de operación gracias al equipo de protección, el usuario tiene que evaluar la posibilidad de volver a energizar el equipo sin ningún riesgo; el realizar una inspección interna generalmente lleva demasiado tiempo y por condiciones de espacio es difícil llevar a cabo una evaluación a detalle. Debido a esto es necesario contar con técnicas de diagnóstico efectivas, que permitan evaluar adecuadamente el equipo [30].

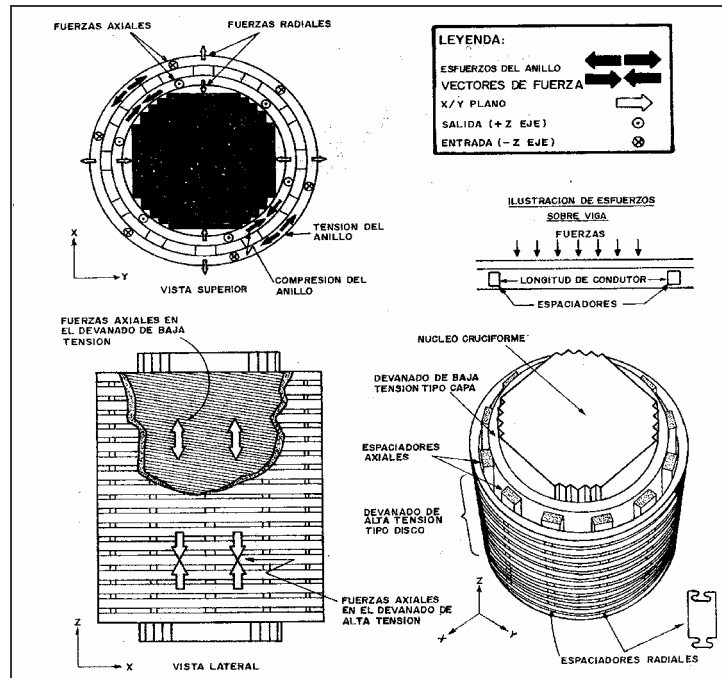


Figura. 2.1. Fuerzas de corto circuito en transformador tipo columnas [30]

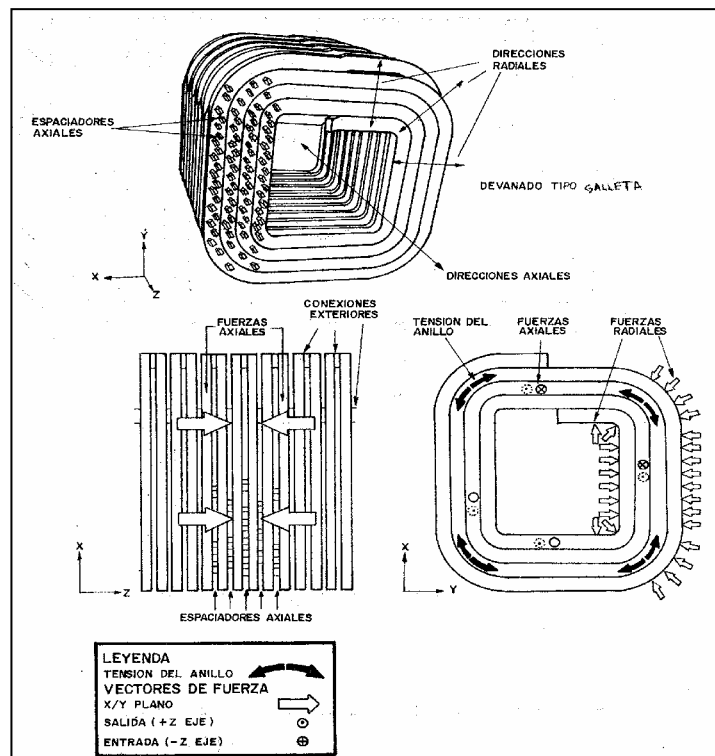
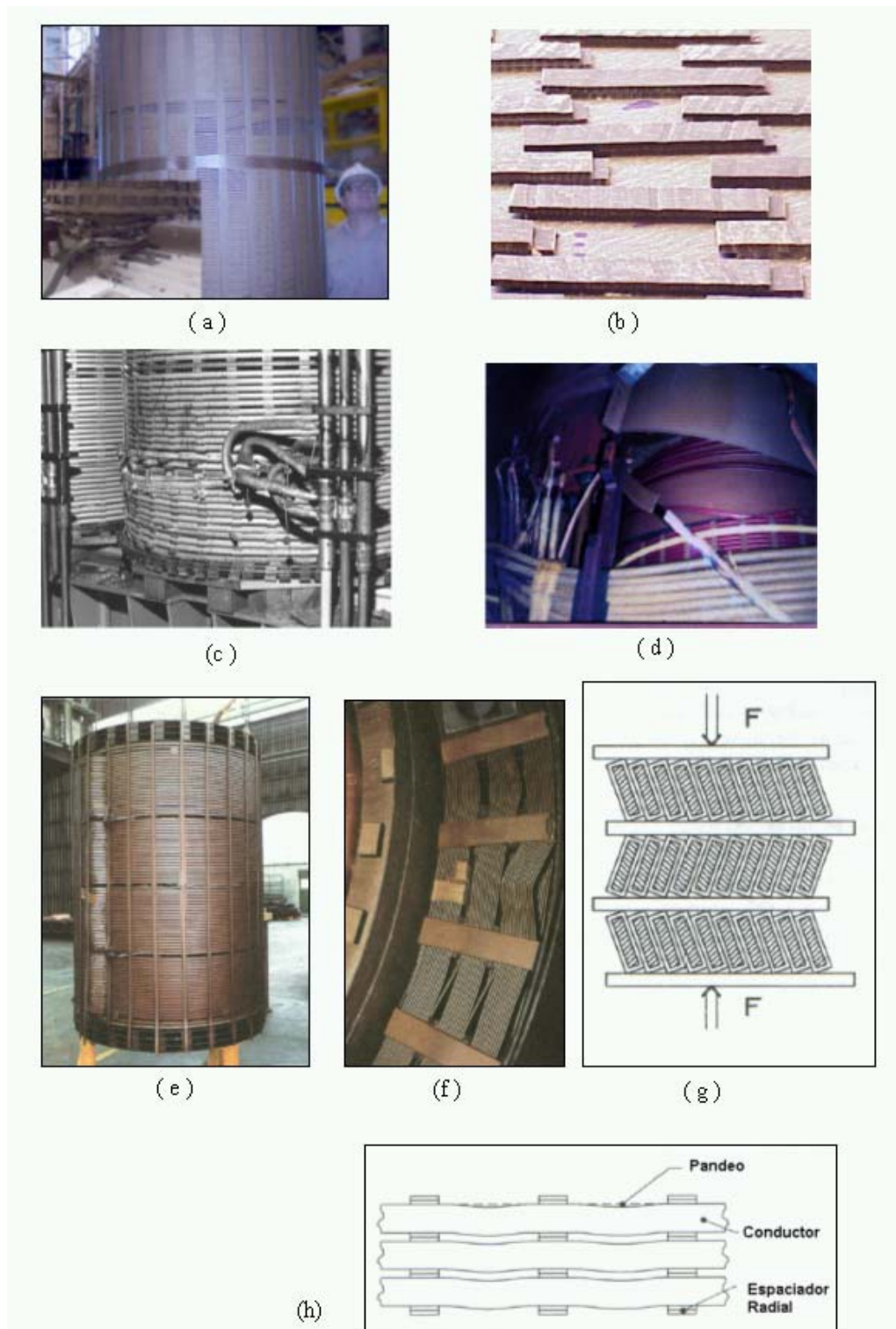


Figura. 2.2. Fuerzas de corto circuito en transformador tipo acorazado [30]



**Figura 2.3.** Ejemplo de fallas comunes por corto circuito en devanados de transformadores: a) Desplazamiento entre vueltas por fuerza axial, b) deformación de bloques espaciadores por efecto de fuerzas de compresión en devanados tipo acorazado, c) pandeo en conductores por efecto de fuerzas axiales, d) torcimiento de conductores superiores, e) falla por pandeo radial, f) deformación radial en discos, g) fenómeno de inclinación en conductores por exceso de fuerza axial y h) pandeo entre espaciadores radiales por efecto de fuerzas axiales [1,60].

### 2.2.2. Transporte y maniobras de puesta en servicio.

Durante el transporte por tren ó camión de transformadores de gran potencia, es común que el equipo se vea sometido a golpes y aceleraciones que puedan provocar movimientos internos [18,19]. Todos los transformadores de potencia se embarcan con registradores de impactos y una vez que el transformador llega a sitio es necesario realizar una evaluación de los resultados del registrador antes de poner en operación el equipo. En este punto, generalmente es factible realizar una inspección visual en caso de que el registrador indique valores altos. Sin embargo, por limitaciones de espacio no siempre es posible revisar a detalle el interior del transformador.

Algunos daños típicos observados en el transporte son: terminales flojas, desplazamientos del ensamble núcleo-bobinas, desplazamientos de guías, golpes en el tanque y desplazamientos de devanados.

En situaciones en las que los transformadores son embarcados acostados y deben realizarse maniobras de erección (típicamente para transformadores tipo acorazado de gran potencia) se han presentado situaciones en las que los esfuerzos excesivos durante la maniobra llegan a provocar daños internos del equipo (ver figura 2.4)



**Figura 2.4** Ruptura de soportes aislantes debido a malas maniobras de puesta en servicio en un transformador de potencia (foto tomada durante la inspección interna). A la derecha: Transformador de potencia durante la maniobra.

### 2.2.3. Aflojamiento del sistema de sujeción.

Para garantizar un soporte eficiente ante las fuerzas de corto circuito y evitar movimientos provocados por las fuerzas axiales y radiales, los devanados de transformadores son prensados en fábrica y fijados en su lugar por medio de un sistema mecánico de sujeción (bastidores). La fuerza estática de prensado aplicada depende de factores tales como los niveles de corto circuito esperados, tipo de bobina utilizada, dimensiones y tipo de materiales utilizados. No obstante, durante la vida del transformador esta compresión inicialmente dada al final del proceso de manufactura se va perdiendo ya sea por la acción de repetidas condiciones de corto circuito[1], envejecimiento natural de la

celulosa (el papel aislante se vuelve quebradizo), humedad en el sistema de aislamientos y debido los variados ciclos de carga a los que se somete el equipo durante la operación [31].

Si después de un tiempo de operación los devanados se han aflojado, estos pierden su estabilidad mecánica quedando más vulnerables ante las fuerzas de corto circuito disminuyendo de esta forma la confiabilidad del equipo ante una posible falla.

### **2.3. Técnicas de detección de movimientos en devanados.**

Las técnicas de detección de movimientos en devanados tienen como objetivo fundamental evaluar adecuadamente el estado del transformador después de que se haya producido algún evento que haya puesto en riesgo su integridad mecánica. Un objetivo secundario es además el evitar realizar una inspección interna que en la mayoría de los casos es no concluyente respecto al estado actual del equipo. Los criterios que se derivan del análisis de los resultados pueden resumirse de la siguiente manera [63]:

- I) El transformador está dañado y no debe continuar en servicio (bandera roja).
- II) Existen pequeños daños y el transformador puede operar pero con un estricto monitoreo (bandera amarilla).
- III) No existe daño alguno y el transformador puede volver a energizarse sin riesgo (bandera verde).

Actualmente las técnicas más utilizadas para determinar movimientos ó desplazamientos en devanados de transformadores son [4]:

- Capacitancias de los devanados.
- Corrientes de magnetización (corrientes de excitación).
- Impedancia de corto-circuito (reactancia de dispersión).
- Impulso de bajo voltaje.
- Análisis de respuesta en frecuencia.

Estas técnicas pueden ser divididas en 2 grupos: Las tres primeras detectan cambios globales en la geometría núcleo-bobinas, mientras que las otras dos detectan cambios locales dentro del devanado. A continuación se describen brevemente las características más importantes de cada una de ellas.

#### **2.3.1 Capacitancia de los devanados.**

Normalmente realizada con equipos de prueba estandarizados de fabricantes como Doble, Tettex y Biddle [11]; puede detectar movimientos en los devanados, siempre y cuando las capacitancias afectadas se puedan medir. La sensibilidad depende del tipo de falla presente y es difícil su interpretación si no se dispone de datos de referencia. Es útil en casos en los que es posible medir separadamente cada una de las fases y realizar comparaciones entre ellas ya que es posible comparar las capacitancias entre devanados e identificar algún

cambio entre éstas. Para el caso de autotransformadores esta comparación entre devanados no es sencilla y por ello se limita su uso en estos casos.

### **2.3.2 Corrientes de magnetización (corrientes de excitación).**

Se requieren únicamente una fuente de voltaje y un medidor de corriente. Cuando se utilizan fuentes monofásicas es posible obtener la curva de magnetización normalmente de 1 a 10 kV. Esta técnica es particularmente útil para la detección de corto circuito entre vueltas de los devanados. El problema radica en su baja sensibilidad para la detección de otro tipo de fallas.

### **2.3.3 Impedancia de corto-circuito (reactancia de dispersión).**

Esta es una de las técnicas más utilizadas actualmente y se encuentra normalizada para las pruebas de corto circuito en transformadores [7]. Sin embargo, tiene la desventaja principal de no poder detectar pequeñas deformaciones (del orden del 1%). Además, para poder realizar la prueba es necesario una corriente suficientemente alta para que la impedancia de magnetización se vuelva despreciable y asegurarse también que la impedancia de las guías de conexión sea baja; también se sabe que la reactancia de dispersión puede ser diferente entre las tres fases; incluso para transformadores nuevos.

Esto trae como consecuencia que el diagnóstico para equipos en campo sea difícil y de que sin datos de referencia, la interpretación de los resultados en estas condiciones sea cuestionable. No obstante a las dificultades para la aplicación de la técnica en campo, las mediciones de reactancia de dispersión son todavía el método preferido durante las pruebas de corto circuito, debido a la necesidad de evaluar si el equipo paso o no la prueba.

### **2.3.4 Impulso de bajo voltaje**

Esta es una técnica que ha probado ser muy sensible y es utilizada desde hace mucho tiempo [6]. De la misma forma en que se detectan fallas dieléctricas en las pruebas de impulso en transformadores, los cambios en la geometría modificarán las formas de onda de los voltajes y corrientes registrados, a consecuencia de alguna deformación del devanado. El problema principal de la aplicación de la técnica en campo es su pobre repetibilidad. Una razón de esto, es que es difícil repetir una onda normalizada debido a la gran variedad de impedancias características de los transformadores; y además la configuración de los cables de medición durante la prueba cambia apreciablemente los resultados obtenidos. De aquí que sea necesario que durante las mediciones los cables de medición no sean modificados ni siquiera en su posición.

Esta técnica es ampliamente utilizada en las pruebas de corto circuito en donde no es necesario cambiar el arreglo de los cables entre cada medición. Una modificación a esta técnica consiste en el análisis de las señales en el dominio de la frecuencia, lo cual lleva a ciertas ventajas que serán mencionadas más adelante.

### 2.3.5 Análisis de respuesta en frecuencia

Muchos de los problemas de la prueba de impulso de bajo voltaje se solucionaron con la ayuda del análisis en frecuencia [9,19,20]. En esta técnica el comportamiento del equipo es analizado en el dominio de la frecuencia basándose principalmente en la interpretación de las respuestas en frecuencia ó funciones de transferencia medidas.

Esta técnica, relativamente moderna, esta continuamente perfeccionándose y al respecto existen muchos aspectos importantes que serán mencionados con más detalle en la siguiente sección.

### 2.4 Descripción del método de análisis de respuesta en frecuencia.

Este método de diagnóstico se basa en el hecho de que los cambios en la geometría interna del transformador modifican la función de transferencia del mismo [8-10], dicha función de transferencia es en realidad una gráfica en frecuencia de algún parámetro propio del equipo, tal como la impedancia, la admitancia de entrada ó la relación de transformación entre devanados; las cuales son función principal de la geometría interna del transformador (dimensiones del núcleo, bobinas, aislamientos, configuración de guías de conexión, etc.) y de las propiedades de los materiales utilizados para su construcción (permeabilidad, permitividad, resistividad, etc.).

Un cambio en la geometría interna es reflejado en un cambio de la distribución de los campos electromagnéticos dentro del equipo, estos cambios son representados por medio de variaciones en los parámetros  $L$ ,  $R$  y  $C$  de su circuito equivalente, modificando de esta forma las frecuencias naturales del transformador. Aunque otras técnicas de diagnóstico también son sensibles a los cambios mecánicos, la ventaja de FRA es que esta es sensible a cambios pequeños relacionados con la integridad mecánica del transformador. Cualquier desplazamiento menor de los devanados normalmente resulta en un mayor desalineamiento de los centros eléctricos, aumentando de esta forma los esfuerzos en subsecuentes fallas.

El método de FRA es utilizado en situaciones tales como: re-localización ó transporte, después de que el transformador se haya sometido a un evento que pudiera afectar su integridad y también como una técnica para obtener modelos equivalentes del transformador (en frecuencia) para estudios en los sistemas de potencia. El método es utilizado tanto en campo como en fábrica. La idea básica para la detección de deformaciones consiste en tomar una descripción inicial en fabrica de un transformador nuevo (huella digital) y compararla contra subsecuentes descripciones obtenidas durante la operación del transformador, específicamente realizadas después de que se sospeche que el equipo fue expuesto a algún fenómeno que pudiese haber provocado una modificación en su geometría interna.

La experiencia reportada ha sugerido que los diferentes modos de falla pueden ser detectados dentro de diferentes rangos de frecuencia. Por ejemplo, un rango de 10Hz a 2 KHz es sensible a fenómenos relacionados con el núcleo magnético, circuitos abiertos y corto circuito entre vueltas, mientras que un rango de 5 a 200 KHz es sensible a las deformaciones mecánicas de los devanados [10].

Desde el punto de vista práctico es posible obtener la respuesta en frecuencia del transformador de diversas formas, sin embargo, las dos más utilizadas actualmente son:

- a) Utilizando un impulso de bajo voltaje.
- b) Realizando un barrido de frecuencia.

Cada una de éstas técnicas presenta ventajas y desventajas que son descritas a continuación:

#### **2.4.1. Impulso de bajo voltaje (por sus siglas en inglés LVI)**

Esta se realiza aplicando un impulso de bajo voltaje al devanado primario y midiendo la respuesta del transformador. Esta respuesta puede ser el voltaje en el devanado secundario ó la misma corriente del devanado primario. Ambas señales (entrada y salida) son grabadas digitalmente y llevadas al dominio de la frecuencia por medio de la aplicación de la transformada rápida de Fourier (por sus siglas en inglés FFT). Una vez teniendo esto es posible obtener la función de transferencia dividiendo el espectro de la señal de salida entre el espectro de la señal de entrada. Esta función nos permite observar el comportamiento del transformador en el dominio de la frecuencia.

Cabe aclarar que cuando realizamos el cociente entre el voltaje aplicado y la corriente de entrada, realmente estamos determinando la descripción de la impedancia de entrada del transformador en función de la frecuencia, y de forma similar podría determinarse la respuesta en frecuencia en términos de la admitancia.

La ventaja principal de este método es que teóricamente la respuesta del transformador es independiente del tipo de impulso aplicado y éste solamente responderá a las frecuencias propias del impulso. Sin embargo, esto no es del todo cierto, pues un aspecto importante es que el impulso debe tener un valor alto  $dv/dt$ , de tal forma que logre excitar la mayor parte de frecuencias naturales del devanado para que no sean enmascaradas por el ruido durante la medición.

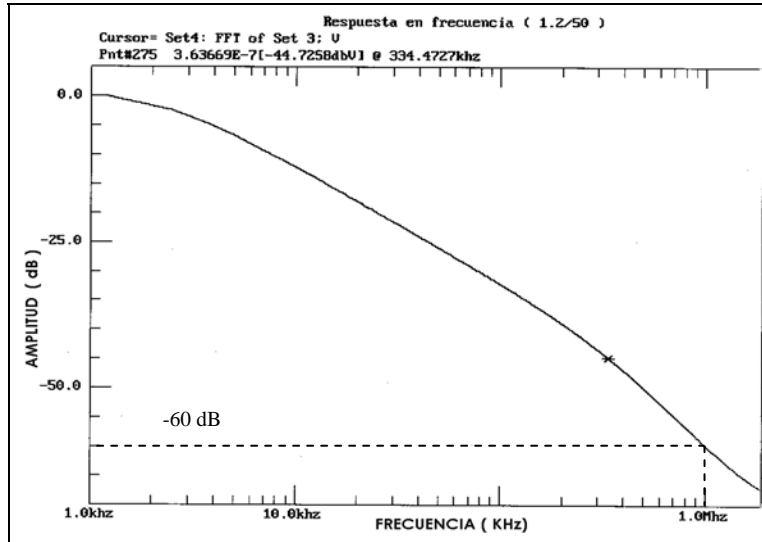
Por ejemplo, la respuesta en frecuencia calculada para una onda de impulso típica de  $1.2/50\mu s^1$  se muestra en la figura 2.5 [3]. Observe que a 1 MHz tenemos una atenuación aproximada de 60 dB; esto implica que con una señal de este tipo es posible obtener respuestas en frecuencia adecuadas hasta aproximadamente 1 MHz, ya que por arriba de esta el ruido debido a los errores de cuantificación de los convertidores analógico digital tienden a enmascarar la lectura [3]. Para ir mas arriba en el rango de frecuencias es necesario aplicar impulsos con tiempos de subida más cortos [26].

---

<sup>1</sup> La onda de  $1.2/50 \mu s$  es la normalizada para las pruebas de sobretensión por descarga atmosférica en transformadores. Esta onda alcanza su valor de cresta en  $1.2 \mu s$  y disminuye hasta la mitad de su valor cresta en  $50\mu s$ , medidos a partir de un tiempo virtual de cero definido en [7].

---





**Figura 2.5.** Respuesta en frecuencia calculada para una onda de impulso normalizada de 1.2/50  $\mu$ s [3].

Tanto el tipo de equipo utilizado para almacenar la información (oscilogramas) así como las frecuencias de muestreo y resolución utilizados tienen un impacto importante durante las mediciones. Algunos puntos importantes que deben tomarse en cuenta para una correcta aplicación de la prueba son [9]:

**Resolución Vertical:** Es determinada por el digitalizador utilizado, entre mayor número de bits maneje el equipo, mejor representada será la señal grabada (por ejemplo: un digitalizador de 10 bits tendrá 1024 niveles discretos para representar la señal). Además la capacidad del equipo digitalizador puede expresarse en función de la relación señal/ruido, así, un digitalizador de 8 bits tiene relación señal/ruido de aprox. 40 dB, mientras que uno de 10 bits, de aprox. 60 dB [3].

**Resolución Horizontal.** Esta define el tamaño de los pasos de frecuencia entre dos puntos calculados. Depende de la frecuencia de muestreo y del número de muestras tomadas, es decir:

$$Fr = \frac{Fs}{N} \tag{2.1}$$

Donde:

Fr = Frecuencia horizontal de resolución

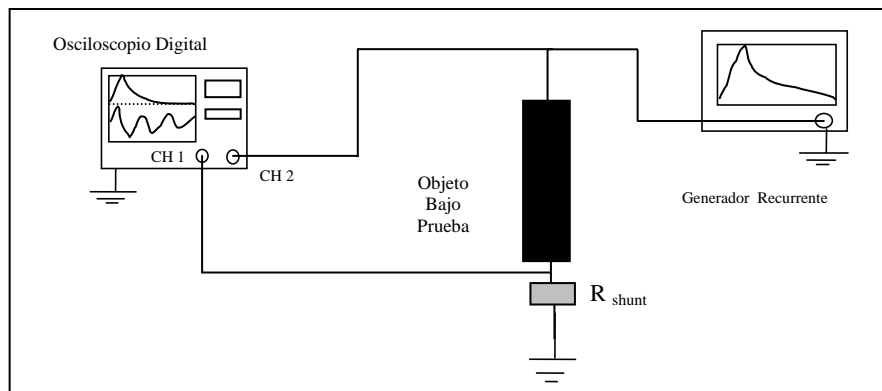
Fs = Frecuencia de muestreo

N = Número de muestras tomadas

Entre mayor sea la resolución horizontal, mejor representada estará la onda, pero esto implica también que el equipo debe tener mayor capacidad de almacenamiento. Además de lo anterior, al pasar al dominio de la frecuencia por medio de la transformada rápida de Fourier es recomendado considerar los siguientes aspectos:

- Que la señal medida ocupe el mayor rango posible de entrada para asegurar la mejor resolución vertical.
- Que la señal inicie y termine en cero (es decir que al final caiga suavemente) pues de otra forma será necesario aplicar alguna función de corrección para eliminar las altas componentes de frecuencia que se introducen al aplicar FFT.
- Que la frecuencia de muestreo del digitalizar deberá ser al menos el doble de la máxima frecuencia por visualizar (criterio de Nyquist).
- Para garantizar una buena repetibilidad, los cables de medición deberán ser blindados y terminados en su impedancia característica para evitar reflexiones de onda [28]. Así también es recomendado el uso de una configuración de tres cables: señal, referencia y medición. Otros aspectos relacionados con los cables de medición serán mencionados más adelante.
- Durante la adquisición de señales, es recomendado realizar un promedio de varias muestras para incrementar la relación señal/ruido. Esto se puede lograr utilizando las funciones propias del osciloscopio ó en todo caso registrando varias veces la misma señal y posteriormente realizando el promedio con algún programa.

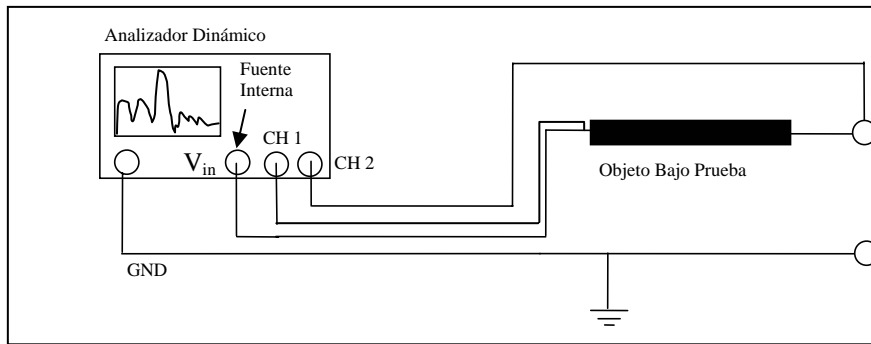
El circuito de medición utilizado para obtener la respuesta en frecuencia con impulsos de bajo voltaje se muestra esquemáticamente en la figura 2.6.



**Figura 2.6.** Circuito de Medición con generador de impulsos recurrente.

Además del uso de impulsos de bajo voltaje, también es posible obtener la respuesta en frecuencia con la ayuda de analizadores de espectro. Por ejemplo, utilizando el analizador dinámico HP 35665 [38] se puede obtener la respuesta en frecuencia utilizando las señales generadas internamente por el equipo. La conexión se muestra en la figura 2.7. En este caso

el analizador se pone a funcionar en la modalidad de 2 canales, el canal 1 (CH1) se conecta a la fuente interna del analizador  $V_{in}$  (y a la entrada del objeto bajo prueba) y en el canal 2 (CH2) se obtiene la señal de salida. Internamente el equipo se encarga de obtener la transformada rápida de Fourier de las 2 señales, calcular la función de transferencia y visualizarla en pantalla. El tipo de señal utilizada puede ser: ruido aleatorio, ruido rosa ó impulso aleatorio [38].



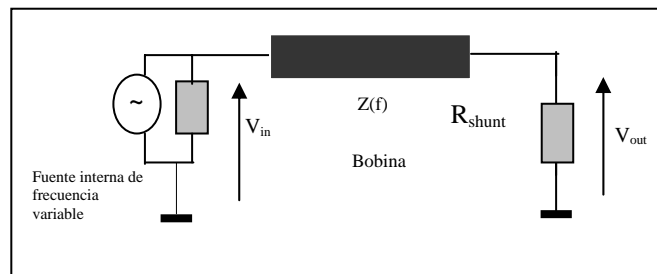
**Figura 2.7.** Esquema general de conexiones para medición de respuesta en frecuencia con analizador dinámico HP35665.

#### 2.4.2. Barrido en frecuencia.

Esta técnica consiste en aplicar una señal (generalmente senoidal) de frecuencia variable y de bajo voltaje (normalmente menor de 20V) a las terminales de entrada del transformador y realizar un barrido, midiendo amplitud y fase de la señal de entrada y de la señal obtenida en el mismo ó en otro devanado del transformador para cada frecuencia determinada. La función de transferencia esta determinada por medio la ecuación 2.2.

$$FT = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{shunt}}{Z(f) + R_{shunt}} \quad (2.2)$$

La ecuación (2.2) es deducida analizando el circuito simplificado de medición mostrado en la figura 2.8, en donde  $Z(f)$  representa la impedancia en función de la frecuencia del objeto bajo prueba y  $R_{shunt}$  la resistencia de medición utilizada.



**Figura 2.8.** Circuito de medición típico para FRA por barrido en frecuencia

Los equipos actualmente utilizados para la realización de esta prueba son analizadores de espectros [10,36], analizadores de impedancia [35] y equipos comerciales diseñados especialmente para FRA [15,16].

Para la realización de las mediciones se recomienda que todas las conexiones hacia el transformador sean desconectadas, lo cual incluye conexiones a las boquillas, conexiones de neutros y aterrizado de devanados terciarios. Los devanados que no esta siendo usados puede dejarse flotando o en corto circuito, lo más importante es cuidar que en futuras mediciones la prueba se realice siempre de la misma forma; con tal de que las funciones de transferencia puedan ser comparadas para identificar los cambios.

Aunque los rangos de frecuencia no han sido completamente definidos, es común realizar barridos en frecuencia hasta los 2 MHz. La ventaja del barrido en frecuencia respecto a la aplicación de impulsos de bajo voltaje es que presenta una mayor relación señal/ruido especialmente para altas frecuencias. La desventaja principal es el costo inicial del equipo y el tiempo que toma realizar la medición (entre 4 y 8 minutos dependiendo del rango de frecuencias de interés).

Es importante resaltar que el análisis de respuesta en frecuencia no pretende sustituir a las demás técnicas de diagnóstico actualmente utilizadas (como por ejemplo el análisis de gases disueltos (por sus siglas en inglés DGA), corriente de excitación, medición de impedancia de dispersión a 60 Hz, etc.); el objetivo es utilizarla como una técnica complementaria con la cual, en conjunto con las demás, sea posible llegar a criterios más confiables de diagnóstico.

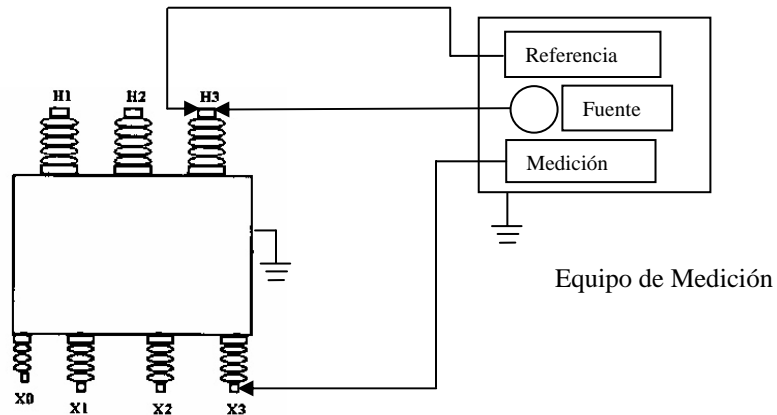
## **2.5 Aspectos a considerar en las mediciones**

### **2.5.1 Cables de Medición.**

Debido al tamaño de los transformadores de potencia el uso de cables de medición con longitudes mayores a los 15 metros para realizar la prueba es imprescindible. A bajas frecuencias los efectos de estos pueden despreciarse, sin embargo, esto no es posible en frecuencias altas. Es decir, la longitud del cable es un parámetro que determina la máxima frecuencia efectiva medida. Mientras el cable sea de una longitud menor de  $\frac{1}{4}$  de la longitud de onda de la señal por medir no existe problema apreciable, sin embargo, a longitudes de cable mayores los efectos de defasamiento y atenuación comienzan a ser apreciables. Con cables de longitud aproximada de 18m (normalmente usados para medir transformadores de potencia) la frecuencia máxima alcanzada es del orden de 2 MHz [15].

Para minimizar interferencias y reflexiones es recomendado que los cables de medición sean de tipo coaxial con el blindaje aterrizado directamente en el chasis del instrumento y terminados con una resistencia igual a su impedancia característica (50 Ohms para cables tipo RG58 o RG238/U).

Tanto para el barrido en frecuencia como para el impulso de bajo voltaje, la configuración de los cables de medición suele ser similar. La configuración más recomendada es con 3 cables (señal, referencia y medición) como se ilustra en la figura 2.9.



**Figura 2.9.** Configuración de 3 cables para medición de respuesta en frecuencia

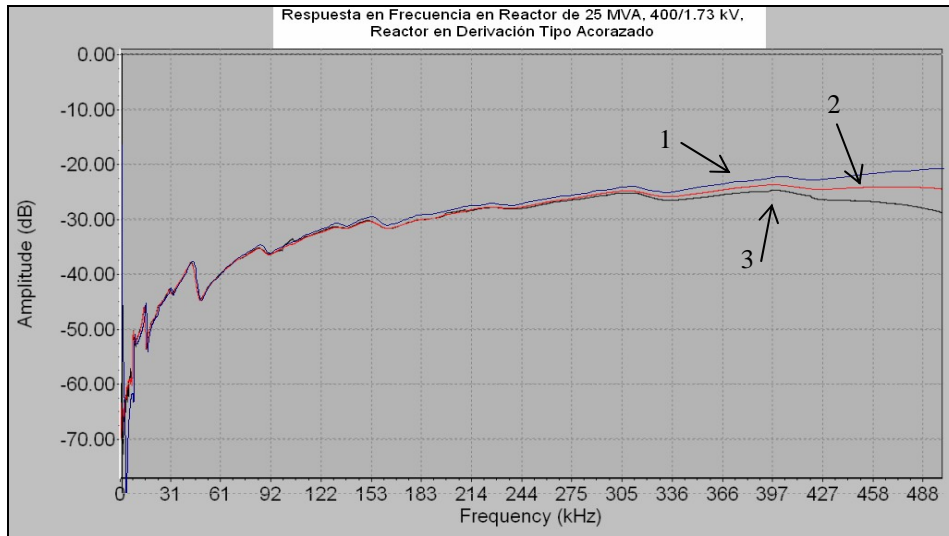
Para demostrar la importancia de la configuración de los cables en las pruebas de FRA en la figura 2.10 se muestra el efecto de los cables en la medición de respuesta en frecuencia de un reactor de potencia con cables de medición de aprox. 18 m. La curva 1 es la respuesta en frecuencia obtenida utilizando la configuración de 3 cables antes mencionada (figura 2.9). Las gráficas 2 y 3 muestran las respuestas utilizando la configuración de dos cables. Entre las mediciones 2 y 3 se cambio únicamente la posición y trayectoria de los cables de medición. Esto se refleja como un cambio de las capacitancias parásitas e inductancias del circuito de medición. El efecto en la medición se hace apreciable después de los 300 KHz. Este tipo de situaciones podría llevarnos a tomar decisiones incorrectas durante el diagnóstico de algún equipo al atribuir las diferencias entre 2 funciones de transferencia consecutivas a una falla interna del transformador; cuando en realidad estas diferencias se deben a la baja repetibilidad que produce la configuración del circuito de medición.

Cabe mencionar que lo mencionado anteriormente respecto a la frecuencia máxima de 2 MHz con cables de 18m, esta directamente relacionado con la longitud de los cables de medición y por lo tanto este mismo efecto se presenta también en la configuración de 3 cables a frecuencias mayores de los 2 MHz [15].

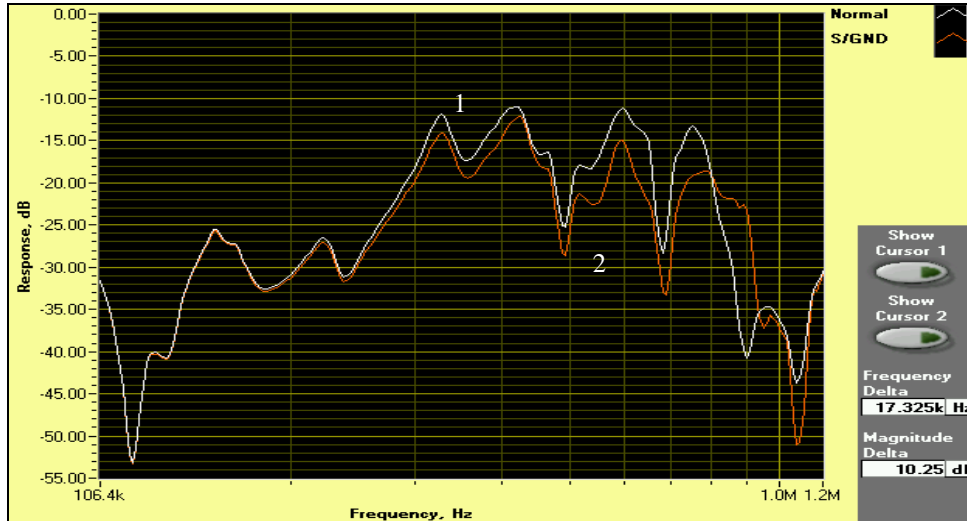
### 2.5.2. Puesta a tierra.

La adecuada puesta a tierra del instrumento y del objeto bajo prueba (transformador) es crucial para una correcta medición; el uso de un punto común de tierra normalmente es la mejor manera de realizarlo, con el fin de evitar los conocidos lazos de tierra (en inglés *ground loops*) provocados cuando se tienen 2 puntos de tierra a diferente potencial. Como una práctica común se recomienda utilizar la propia conexión de tierra del transformador y llevar un cable desde la parte inferior hasta la parte superior y conectar todas las terminales de tierra a este cable. En situaciones en donde se conecte el cable a alguna brida o parte metálica del transformador, es necesario asegurarse que se realice una conexión sólida, ya que la pintura o contaminación pueden provocar un efecto indeseable en los resultados.

La figura 2.11 muestra los efectos de una conexión defectuosa a tierra, la curva 1 representa el caso de una conexión adecuada y la curva 2 el caso cuando el cable de tierra del equipo de medición se encuentra desconectado.



**Figura 2.10.** Respuesta en frecuencia en un reactor de potencia, mostrando el efecto de los cables de medición. La curva 1 es medida utilizando la configuración de 3 cables, las curvas 2 y 3 utilizando la configuración de 2 cables.



**Figura 2.11.** Respuesta en frecuencia de un transformador mostrando el efecto de una conexión defectuosa a tierra en el rango de 100 KHz a 1 MHz. La curva 1 muestra la conexión a tierra correcta; la curva 2 cuando el equipo de prueba no tiene conexión a tierra.

### 2.5.3. Ruido e interferencia.

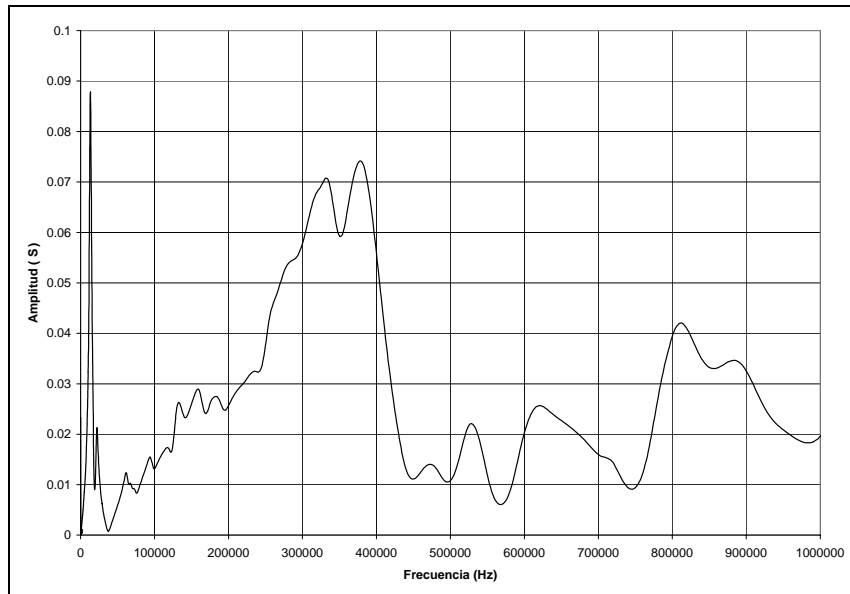
El ruido y la interferencia pueden aparecer en la medición por distintos vehículos como son: generados por el propio instrumento de medición, los campos electromagnéticos externos provocados por el tipo de conexión de las puntas de medición, etc. El ruido presenta dos categorías: Ruido blanco ó ruido de banda ancha y ruido de baja frecuencia. El primero normalmente se manifiesta en las mediciones de FRA por debajo de los -80 dB y para eliminarlo se utilizan técnicas de promediado (en inglés *average*) de las señales. Por otro lado, el ruido de baja frecuencia se presenta en frecuencias menores a los 300 Hz, manifestándose como una disminución en la atenuación de la señal medida en este rango. Este tipo de ruido afecta principalmente a las señales de baja frecuencia fuertemente atenuadas [15].

Por otro lado, la interferencia es un factor que es prácticamente imposible eliminar en las mediciones de campo; todas las fuentes de señal en el rango de la medición (típicamente entre los 10 Hz y 2 MHz) pueden introducir señales indeseables a la prueba. Sin embargo, estas señales normalmente afectan a las señales con mayor atenuación. Este punto es de suma importancia, pues de aquí se puede inferir que durante el diagnóstico, es necesario poner mayor atención a los cambios en la función de transferencia de las señales con menor atenuación.

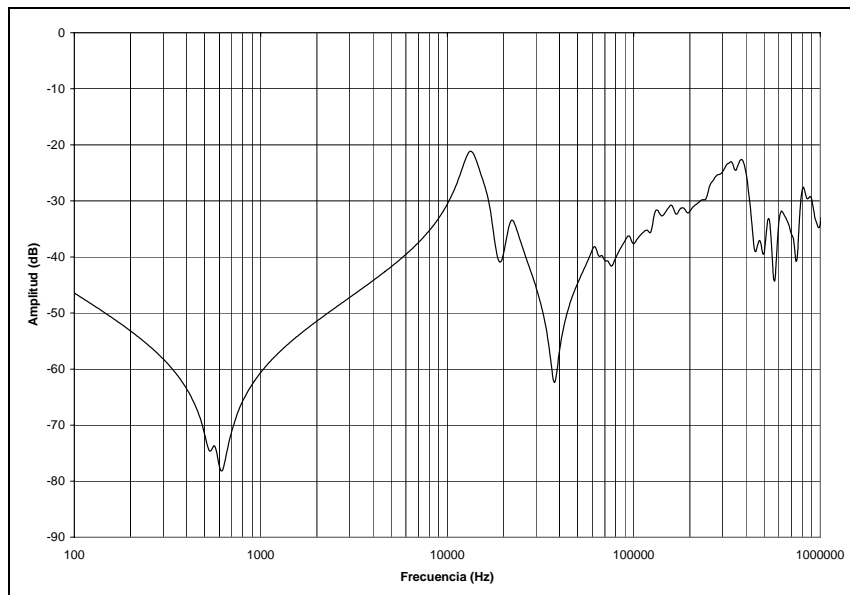
### 2.5.4 Presentación de resultados en escala logarítmica ó lineal.

La presentación de los resultados de las mediciones de FRA puede mostrarse en graficas lineales ó logarítmicas. La práctica común es el uso de escalas logarítmicas para el eje de la frecuencia y escala en decibeles en el eje vertical. Esto nos da la posibilidad de ver con mayor detalle la respuesta del transformador en bajas frecuencias y al mismo tiempo visualizar en una sola grafica todo el rango de frecuencias con cierta claridad. La graficas lineales, por otra parte, son útiles cuando se desea realizar un estudio a detalle de las resonancias en un rango de frecuencia más cerrado.

Ejemplo de una medición, graficada en escala lineal y luego en escala logarítmica se muestran en la figura 2.12 y 2.13. Note como en la escala lineal (figura 2.12) la forma de la curva para frecuencias arriba de los 300 KHz se observa de forma clara. En frecuencias por debajo de los 100 KHz la escala no permite observar con claridad los detalles de las resonancias. La figura 2.13 muestra esta misma curva en escalas logarítmicas donde es posible apreciar con claridad el rango completo de frecuencias.



**Figura 2.12.** Respuesta en frecuencia de un transformador en escala lineal de frecuencia y de amplitud (la amplitud se expresa en siemens [S])



**Figura 2.13.** Misma respuesta en frecuencia de la figura 2.12 pero con la frecuencia y amplitud en escalas logarítmicas (la amplitud se expresa en dB).



# CAPÍTULO 3

## Modelos Equivalentes del Transformador

El objetivo de este capítulo es presentar los modelos equivalentes normalmente usados para el cálculo de transitorios en transformadores y además describir la metodología utilizada para construir los modelos utilizados durante la etapa de simulación.

### 3.1. Circuitos equivalentes para estudio de transitorios.

Las respuestas transitorias del transformador son el resultado del flujo de energía entre las características electromagnéticas y electrostáticas del dispositivo. Los modelos para estudiar este comportamiento transitorio en su mayoría consisten en un circuito equivalente compuesto de resistencias, inductancias y capacitancias. Estos parámetros son obtenidos ya sea por medio de datos de prueba [47] ó directamente a partir de las dimensiones físicas de los devanados [48]. Dichos circuitos también se utilizan para modelar el comportamiento en frecuencia del devanado, como una herramienta para el cálculo de las resonancias naturales.

Los primeros trabajos de modelado de transformadores datan desde los inicios del siglo pasado [43]. Las primeras contribuciones se basaron en la solución analítica de las ecuaciones diferenciales parciales, las cuales son planteadas con la ayuda de un circuito equivalente del devanado con inductancias y capacitancias distribuidas similar al modelo de una línea de transmisión [44]. Estos trabajos se ocuparon principalmente del problema de cálculo de sobretensiones por descargas atmosféricas principalmente en el dominio del tiempo. En los últimos años y principalmente gracias a la computadora digital, han surgido diferentes técnicas de modelado para atacar este problema tanto en el dominio de la frecuencia como en el tiempo, utilizando circuitos equivalentes más completos con parámetros concentrados [43]. El problema de cálculo es complejo debido a que las formas de excitación varían enormemente y además la mayoría de los transformadores de gran potencia son diseños únicos y por lo tanto su respuesta transitoria también es única.

Por otra parte, los circuitos equivalentes empleados para la determinación de la distribución de impulso son muy similares a los modelos usados para investigar el fenómeno de resonancia en transformadores; sin embargo, existe una diferencia importante entre ambos modelos: En el caso de resonancia, las pérdidas juegan el papel más importante, lo que no ocurre en el caso de sobre tensiones de tipo impulsivo, ya que en estos, los parámetros mas importantes son las capacitancias e inductancias. Las resistencias desempeñan un papel secundario y en muchas ocasiones han sido incluso despreciadas [45]. Esto es debido principalmente a que las mayores concentraciones de tensión en el devanado están directamente relacionadas con la distribución inicial de impulso que es determinada principalmente por las capacitancias. Las inductancias aparecen en el segundo periodo de éste proceso transitorio que es caracterizado por oscilaciones de alta frecuencia [44]. En el caso de una condición de resonancia, las resistencias determinan el nivel de sobretensión alcanzado y de ahí la importancia de un cálculo adecuado de las mismas.

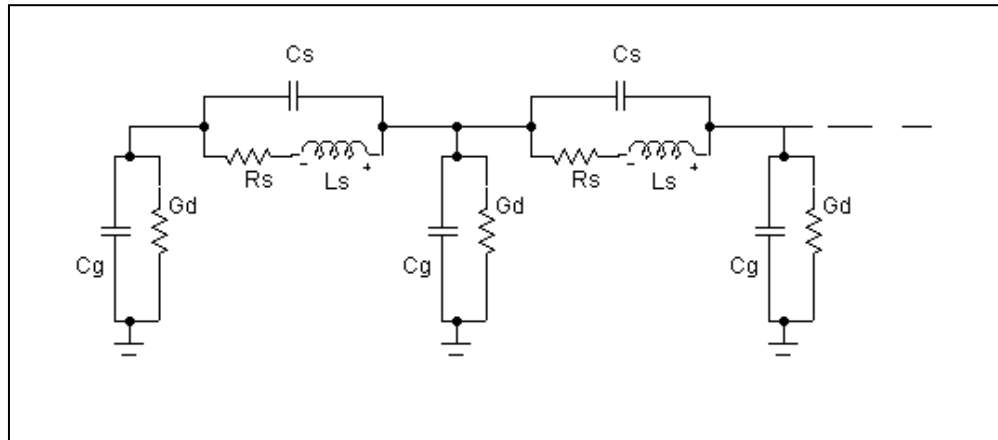
La capacidad de un modelo para predecir adecuadamente el comportamiento del transformador depende básicamente de dos características que deben considerarse [46]: Primero; los parámetros de inductancia, capacitancia y resistencia son función de la geometría del equipo, las propiedades de los materiales involucrados en su construcción y de la frecuencia; y en segundo lugar el modelo debe contener suficiente nivel de discretización para representar el transformador en el rango de frecuencias de estudio; siendo ésta característica completamente necesaria cuando se utilizan circuitos con parámetros concentrados.

En términos prácticos, debe cumplirse que la mayor frecuencia de interés tenga un periodo de al menos diez veces mayor que el tiempo de viaje por el segmento más grande del modelo [46]. Además, en base a la teoría de redes, se sabe también que el número de secciones del circuito deberá ser mayor que el número de frecuencias de interés.

Los modelos generalmente incluyen los efectos de fenómenos como:

- Capacitancias entre vueltas.
- Capacitancias entre discos.
- Capacitancias a tierra.
- Capacitancias entre devanados.
- Inductancias propias.
- Inductancias mutuas.
- Pérdidas en los devanados.
- Pérdidas en el Núcleo
- Pérdidas dieléctricas en los aislamientos.

Un segmento de un modelo típico utilizado para estudios de transitorios en transformadores se muestra en la figura 3.1.



**Figura 3.1.** Circuito equivalente de parámetros concentrados

En el modelo presentado en la figura 3.1, la capacitancia  $C_s$  (capacitancia serie) representa la energía almacenada en el campo eléctrico, dentro del dieléctrico, que se encuentra entre vueltas y entre secciones del devanado. La inductancia  $L_s$  es la inductancia propia de la sección considerada. Aunque no se muestra en la figura 3.1, el modelo también incluye inductancias mutuas entre las secciones para representar los efectos inductivos que producen las demás secciones sobre la sección considerada.  $R_s$  representa las pérdidas en los devanados y el núcleo;  $C_g$  es la capacitancia a tierra de cada sección, representando el campo eléctrico existente entre dichas secciones y tierra; y finalmente  $G_d$  es una conductancia que modela los efectos de las pérdidas dieléctricas en los aislamientos.

En un transformador las inductancias y resistencias del modelo son dependientes de la frecuencia [43]. Las resistencias representan las pérdidas del transformador, las cuales dependen de las corrientes de eddy en los devanados, núcleo y componentes estructurales. En un devanado las corrientes de eddy se originan debido a la aparición simultánea del efecto piel y el efecto de proximidad.

El efecto piel se refiere a la distribución no uniforme de corriente en el conductor, debido al campo magnético generado por él mismo; mientras que el efecto de proximidad se refiere a la distribución no uniforme de corriente en el conductor, debida a los campos magnéticos producidos por los conductores vecinos. En otras palabras, las pérdidas dependen no solamente de la frecuencia de excitación, sino también de la configuración del campo.

### 3.2. Modelos matemáticos para cálculo de transitorios [22]

Las ecuaciones en función de las inductancias, capacitancias y pérdidas que reflejan el comportamiento transitorio del transformador pueden escribirse de diferentes formas; dos de las más utilizadas son la formulación de admitancias en forma de ecuaciones diferenciales y la formulación por variables de estado [22]. La formulación de admitancias esta dada por la Ecuación 3.1 [23]:

$$[I(s)] = \left[ \frac{1}{s}[\Gamma_n] + [G] + s[C] \right] [E(s)] \quad (3.1)$$

La formulación general en forma de variables de estado para un modelo con parámetros concentrados se expresa por la Ecuación 3.2 [22]

$$\begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & [C] & 0 \\ 0 & 0 & [U] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [di_e / dt] \\ [de_n / dt] \\ [df_e / dt] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[r][T]^t \\ -[T] - [G] \\ -[r][T]^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_e] \\ [e_n] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ [I_s] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Donde:

- $[i_e]$  = Vector de corrientes en el devanado
- $[e_n]$  = Vector de voltajes por nodo
- $[f_e]$  = Vector de flujos ligados del devanado
- $[r]$  = Matriz diagonal de resistencias serie del devanado
- $[T]$  = Matriz de conexiones del devanado
- $[C]$  = Matriz de capacitancia nodal
- $[U]$  = Matriz Unitaria
- $[I(s)]$  = Transformada de Laplace de las corrientes de la fuente
- $[E(s)]$  = Transformada de Laplace de los voltajes nodales
- $[\Gamma_n]$  = Matriz de inductancia nodal inversa =  $[T][L]^{-1}[T]^t$
- $[L]$  = Matriz de inductancias propias y mutuas
- $[G]$  = Matriz de conductancias para resistencias conectadas entre nodos
- $[I_s]$  = Vector de fuentes de corriente

Ambas formulaciones asumen que el núcleo del transformador se comporta de manera lineal, es decir que las inductancias son constantes, independientemente del valor instantáneo de flujo en el núcleo y además que los otros parámetros del modelo no son dependientes de la frecuencia. Para incluir los efectos de la no linealidad en estos modelos, es necesario linealizar la característica magnética no lineal del transformador en un instante de tiempo, basado en el valor de flujo magnético en ese instante [22]; esto involucra una mayor complejidad dentro del cálculo.

Por otro lado, para manejar la dependencia de los parámetros con la frecuencia existen varias posibilidades; por ejemplo, en [51] y [52] la dependencia de las pérdidas con la frecuencia es manejada por medio de síntesis de redes, en la cual se hace que un circuito

equivalente reproduzca el efecto de la variación de resistencia con la frecuencia. Normalmente esto se logra con el uso de un circuito Foster serie [52]. En estos trabajos, las pérdidas debidas al efecto piel y al efecto de proximidad son calculadas por medio de ecuaciones analíticas, las cuales son obtenidas a partir de ciertas consideraciones sobre la distribución de campo en los devanados [52]. Por otro lado, en [43] la variación en frecuencia de las resistencias se modela por medio de un circuito equivalente construido a partir del fenómeno físico de las corrientes parásitas y cuyos elementos son resistencias e inductancias propias y mutuas. El circuito equivalente presenta más ramas que las que posee el circuito acoplado original, lo cual implica la existencia de muchos nodos ficticios. Este circuito es similar al mostrado en la figura 3.1 pero incluyendo una serie de sub-circuitos RL mutuamente acoplados con las inductancias  $L_s$  de cada segmento. Para cada inductancia  $L_s$  del modelo se pueden acoplar el número que se desee de sub-circuitos RL, calculado apropiadamente el valor de cada resistencia. Para una mejor comprensión de la técnica mencionada se recomienda consultar la referencia [43].

El grupo de ecuaciones representando la respuesta transitoria del transformador puede ser resuelto ya sea en el dominio del tiempo o en dominio de la frecuencia; si los modelos son lineales la solución es idéntica para ambos métodos.

La solución en el dominio de la frecuencia requiere que las componentes de la onda de entrada a cada frecuencia sean determinadas, después estas ondas senoidales son aplicadas individualmente al modelo para determinar la respuesta de voltaje. La respuesta en tiempo por otro lado es determinada por medio de la suma de las respuestas para cada frecuencia, por medio de la aplicación del principio de superposición. La ventaja de éste método es que es posible incluir el efecto de las pérdidas dependientes de la frecuencia; la desventaja principal, es que no permite el modelado de interruptores controlados por tiempo, resistencias no lineales, ó la inclusión de características magnéticas no lineales de los núcleos [22]. Esta técnica de cálculo es la que se utiliza para la solución del modelo del devanado experimental descrito en el capítulo 4 de la presente tesis. Para esto se utilizó un software comercial [56].

### 3.3 Características de los circuitos resonantes

Las características de estado estable y transitorio de un circuito eléctrico son determinadas por la localización de sus *ceros y polos* de la función de impedancia en el plano complejo [41]. Los ceros de la función terminal de impedancia coinciden con las frecuencias naturales del modelo cuando las pérdidas son despreciadas. En la literatura [22] a la condición en la cual se tiene una corriente terminal máxima y una impedancia mínima se le conoce como *resonancia terminal* (resonancia serie); mientras que a la condición en la que tenemos una corriente terminal mínima y máxima impedancia se le conoce como *anti-resonancia terminal* ó resonancia paralelo. El término de *resonancia interna* se refiere a la condición de máximo voltaje interno y el término de *anti-resonancia interna*, como la condición de voltaje interno mínimo [23].

Las resonancias terminales para un sistema sin pérdidas, pueden ser determinadas al obtener la raíz cuadrada de los eigen-valores de la matriz A del sistema en la formulación de variables de estado (ver ecuación (3.3))

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} q' \end{bmatrix} &= [A][q] + [B][u] \\ [y] &= [C][q] + [D][u] \end{aligned} \quad (3.3)$$

Donde:

- $[A]$  = Matriz de estado
- $[B]$  = Matriz de entrada.
- $[C]$  = Matriz de salida
- $[D]$  = Matriz de transmisión directa
- $q$  = Vector de variables de estado del sistema
- $q'$  = Primer derivada de  $q$
- $u$  = Vector de variables de entrada
- $y$  = Vector de variables de salida

Para el cálculo de la respuesta en frecuencia se tiene que las resonancias terminales se producen cuando la componente imaginaria del cociente entre el voltaje terminal y la corriente terminal inyectada es cero [23]. Para un sistema de  $n$  nodos, en donde el nodo excitado es  $j$  :

$$\begin{bmatrix} e_1(s) \\ e_2(s) \\ - \\ e_j(s) \\ - \\ e_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{1j}(s) \\ Z_{2j}(s) \\ - \\ Z_{jj}(s) \\ - \\ e_{nj}(s) \end{bmatrix} [I_j(s)] \quad (3.4)$$

Re-arreglando la impedancia terminal esta se expresa por medio de la Ecuación (3.5):

$$Z_t(w) = Z_{jj}(w) = Z_{jj}(s) = \frac{e_j(s)}{i_j(s)} \quad (3.5)$$

En la ecuación (3.5) las cantidades desconocidas son el vector de voltajes y la frecuencia. Si se fija una frecuencia, es posible calcular el vector de voltaje para la frecuencia dada.

### 3.4 Definición de factores de amplificación

Los factores de amplificación o funciones de ganancia [23] se definen por la ecuación (3.6):

$$[N_{lm,j}] = \frac{\text{Voltaje entre puntos } l \text{ y } m \text{ a la frecuencia } w}{\text{Voltaje aplicado al nodo de entrada } j \text{ a frecuencia } w} \quad (3.6)$$

La cual puede expresarse también como [23]:

$$N_{lm,j} = \frac{[Z_{lj}(jw) - Z_{mj}(jw)]}{Z_{jj}(jw)} \quad (3.7)$$

### 3.5 Cálculo de parámetros del modelo.

El cálculo de los parámetros representa la parte más compleja del proceso de modelado, ya que una estimación incorrecta de los mismos puede llevar a obtener resultados que no correspondan con la realidad. Existen diversas fuentes donde se describen a detalle diversos procedimientos analíticos para la determinación de estos parámetros (capacitancias e inductancias principalmente); una extensa bibliografía al respecto puede ser consultada en [44] y [48]. Aunque el uso de estos procedimientos es una forma adecuada para determinar con cierta precisión los parámetros de un modelo transitorio de los devanados, y de hecho es el método que normalmente utilizan los fabricantes de transformadores para realizar la verificación de las características dieléctricas ante tensiones de tipo impulsivo en los diseños; en este trabajo en particular se tomó la decisión de realizar el cálculo por medio de un estudio de la distribución de los campos electromagnéticos en el devanado utilizando el método de elemento finito (MEF) con un programa comercial [49]. Esto permite, además de determinar la magnitud base de los parámetros del modelo, calcular las variaciones de los parámetros ante cambios no uniformes en la geometría con el fin de simular el efecto de ciertas deformaciones mecánicas. Dentro de las dificultades que esto implica se pueden mencionar; el tiempo involucrado para realizar el modelo, es decir, dibujar a escala la geometría del devanado, la asignación correcta de las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales y el uso de simplificaciones en los modelos (consideraciones de simetría por ejemplo) con el fin de ahorrar recursos de computo. Sin embargo, a pesar de lo anterior, el poder visualizar la distribución de campo en el devanado da la posibilidad de alcanzar una mayor comprensión del significado físico de los parámetros calculados y además reconocer el efecto de los elementos externos al devanado (distancia al tanque, tamaño de la base, etc.), en las distribuciones de campo.

#### 3.5.1 El método de elemento finito.

El método de Elemento Finito (MEF) es un procedimiento numérico utilizado para resolver problemas de la ingeniería y la física mediante la solución numérica de las

ecuaciones diferenciales parciales que gobiernan a estos fenómenos. Gracias a los enormes avances en cuanto al desempeño de los equipos de cómputo actuales, el método se ha generalizado como uno de los más usados para la resolución de diversos problemas de ingeniería de tipo térmico, mecánico y electromagnético. Algunas aplicaciones dentro de la ingeniería eléctrica y electrónica son los relacionados con el diseño de máquinas eléctricas (motores, transformadores, generadores, etc.), diseño de capacitores, de cables, de circuitos integrados, de antenas, de blindajes electromagnéticos y en general problemas relacionados con la distribución y propagación de campos electromagnéticos y térmicos.

Para el caso de la teoría electromagnética el método se enfoca a la resolución de las ecuaciones de Maxwell, descritas en el apéndice B de este trabajo. A partir de estas ecuaciones es posible definir casos especiales tales como son el campo electromagnético estacionario, el campo electroestático, el campo magneto-estático, la propagación de ondas y el campo electromagnético cuasi-estacionario [55]. Normalmente los programas comerciales de elemento finito cuentan con diferentes módulos de cálculo para cada uno de estos casos especiales y existe una formulación particular para cada caso [54]; la descripción matemática de cada formulación de elemento finito esta fuera del alcance de este trabajo y puede ser consultada a detalle en la referencia [54].

El concepto fundamental del método de elemento finito es que dada una función continua, tal como la temperatura, la presión, el potencial eléctrico, etc. éstas pueden ser aproximadas por un modelo discreto compuesto por un conjunto de funciones continuas seccionadas definidas sobre un número finito de subdominios llamados precisamente elementos finitos. Esta técnica es conocida como la técnica de descomposición del dominio. Las funciones seleccionadas son definidas mediante los valores de la función en un número finito de puntos de su dominio llamados nodos de la red de elementos finitos en que se descompuso el dominio. La solución numérica consiste en determinar los valores nodales de potencial que conducen a la intensidad de campo para cada elemento, después de haber establecido la ley polinomial que define el polinomio en cada uno de los elementos en cuestión. Cabe mencionar que el método se fundamenta en el principio del equilibrio de cargas presente en el dominio cerrado de manera que la energía asociada al campo sea mínima.

El procedimiento típico a seguir en la solución de un problema de campos electromagnéticos, utilizando un programa de MEF es resumido en el diagrama de flujo de la figura 3.2 [49].

### 3.5.2. Modelo desarrollado

El circuito equivalente desarrollado para el devanado experimental utilizado en éste trabajo (ver apéndice C) se realizó por sección, es decir se calcularon los parámetros  $R$ ,  $L$   $Y$   $C$  para cada uno de los discos (secciones) de la bobina, dando un total de 50 redes de parámetros concentrados conectadas en serie. La respuesta en frecuencia se cálculo utilizando el programa *de análisis MicroCap* [56]. Una fracción del modelo se muestra en la figura 3.2; éste incluye capacitancias serie, capacitancias a tierra, inductancias propias y mutuas entre secciones y resistencias serie para simular las pérdidas. La forma en la que se estimaron los parámetros utilizando el método de elemento finito se describe en las siguientes secciones.



### 3.5.3 Cálculo de resistencias.

El cálculo de resistencia se realizó utilizando el módulo de cálculo del programa Maxwell 2D [49] denominado “*eddy current*”, este módulo resuelve las ecuaciones (3.4) y (3.5) para determinar el vector  $\bar{A}$  (potencial magnético) y el potencial eléctrico  $\phi$ , con el objetivo de determinar la distribución de campo en medios conductores considerando las corrientes inducidas. Los detalles para llegar a estas ecuaciones a partir de las ecuaciones de Maxwell pueden ser consultados en el apéndice B de este trabajo.

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \bar{A}) = (-j\omega \bar{A} - \nabla \phi)(\sigma + j\omega \varepsilon) \quad (3.4)$$

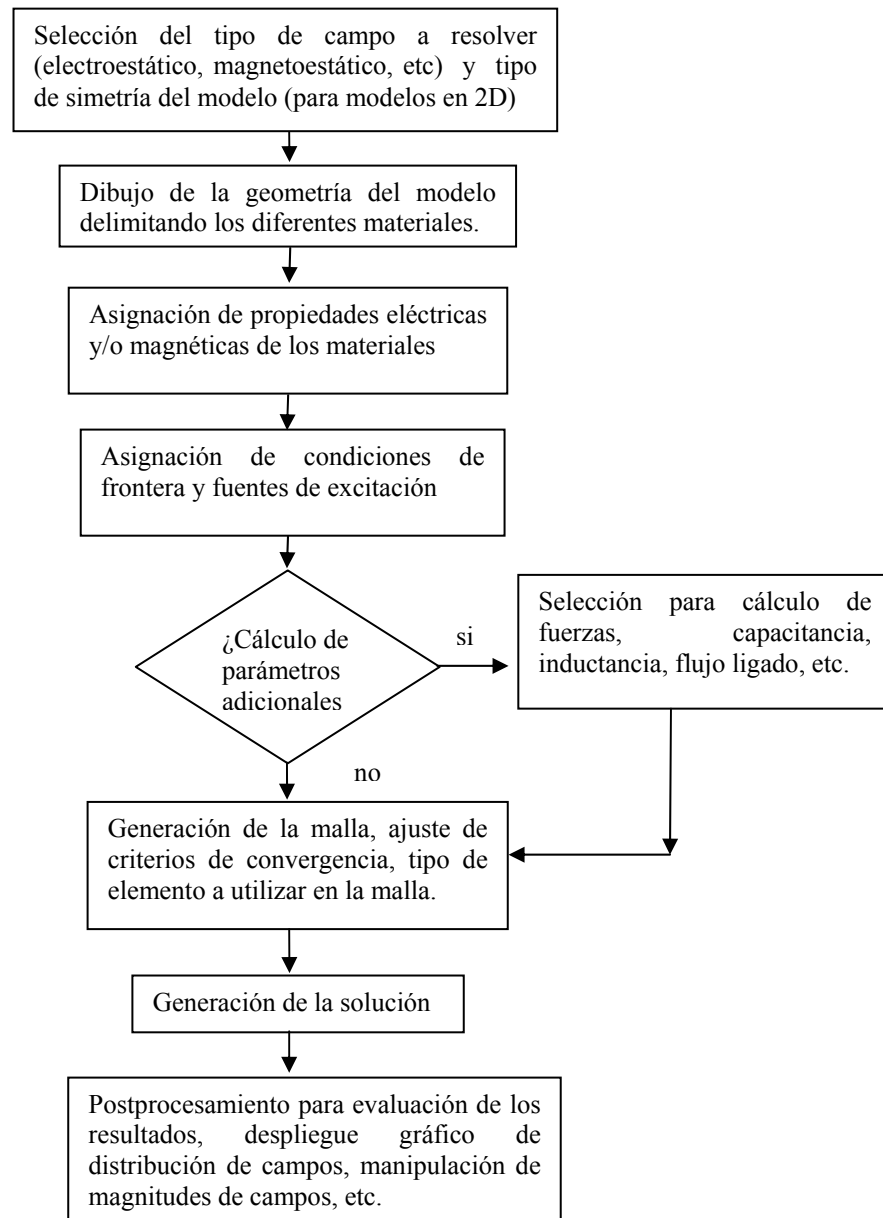
$$I_T = \int_{\Omega} J d\Omega = \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} (\sigma + j\omega \varepsilon)(-j\omega \bar{A} - \nabla \phi) d\Omega \quad (3.5)$$

Donde:

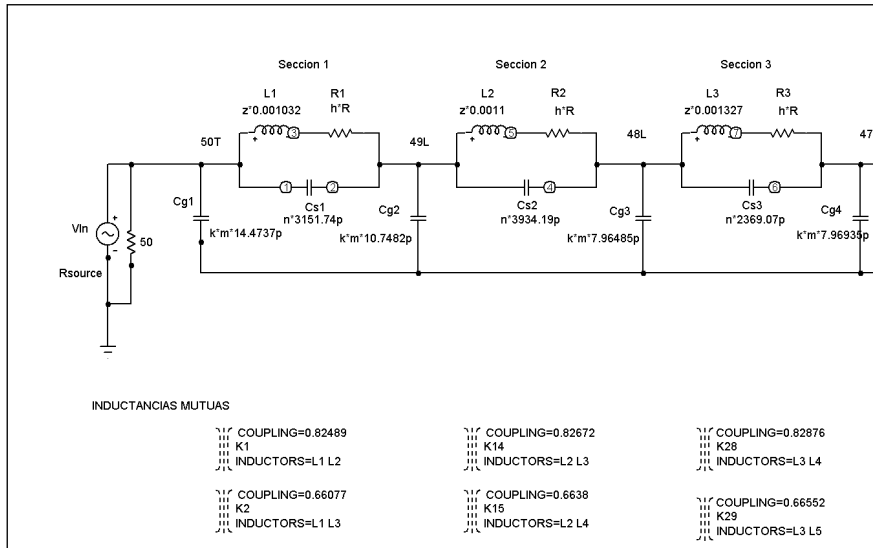
- H = Intensidad de campo magnético [A/m]
- J = densidad de corriente de conducción [A/m<sup>2</sup>]
- B = densidad de campo magnético [T]
- E = intensidad de campo eléctrico [V/m]
- D = densidad de flujo eléctrico [C/m<sup>2</sup>]
- $\mu$  = permeabilidad magnética [H/m]
- $\rho$  = densidad de carga volumétrica [C/m<sup>3</sup>]
- $\varepsilon$  = permitividad eléctrica [F/m]
- A = vector de potencial escalar magnético [wb/m]
- $\Phi$  = potencial eléctrico [V]

Se debe realizar un cálculo de campo para cada conductor en el modelo del cual se desea determinar su resistencia, así por ejemplo, si se requiere determinar la resistencia de 2 conductores, en la primera solución se asigna una corriente en el primer conductor de 1 ampere y en el otro de cero amperes. En la segunda solución la corriente del primer conductor es cero y la del segundo 1 ampere; la misma lógica se aplica en el caso de tres o más conductores. En base a la densidad de corriente  $\mathbf{J}$  calculada por el simulador, es posible determinar las pérdidas óhmicas (P) por medio de la ecuación (3.5)

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int_v \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* dv \quad (3.5)$$



**Figura 3.2.** Diagrama de flujo para la solución de problemas utilizando un programa de cálculo de campos electromagnéticos por elemento finito.



**Figura 3.2.** Fragmento del circuito equivalente resuelto en MicroCap para el devanado experimental mostrando las 3 primeras secciones del devanado. El modelo completo está compuesto por 50 secciones conectadas en serie

En base a estas pérdidas la resistencia es calculada por medio de la ecuación (3.6).

$$R = \frac{P}{I_{rms}^2} = \frac{2P}{I^2_{pico}} \quad (3.6)$$

En este caso si la corriente  $I_{pico}$  se asigna como 1 Amp, la resistencia simplemente es  $2P$ . Por otra parte, para calcular la variación de resistencia con la frecuencia, las ecuaciones (3.4) y (3.5) deben ser resueltas para cada frecuencia de interés y determinar en cada caso las pérdidas correspondientes. Esto significa realizar un cálculo de campo para cada frecuencia particular.

### 3.5.4 Cálculo de inductancias.

Para la estimación de inductancia se construyó un modelo con simetría axial representando cada una de las secciones del devanado por bloques conductores.

El utilizar las secciones como unidades para el cálculo de inductancia permite considerar que los efectos capacitivos sean despreciados, ya que se puede considerar que la corriente es constante por toda la sección ó disco del devanado [43]. Las fuentes de corriente para el cálculo de inductancias son de corriente alterna (igualmente se determinaron utilizando el modulo de *eddy current*). Al igual que en el cálculo de resistencia el simulador resuelve las ecuación (3.4) y (3.5), calculando la energía promedio del sistema ( $U_{av}$ ) dada por la ecuación (3.7).

$$U_{av} = \frac{1}{4} \int_v B \cdot H dv \quad (3.7)$$

Sabiendo que la energía instantánea del sistema es [55]:

$$U_{in} = \frac{1}{2} Li^2 \quad (3.8)$$

Donde la corriente  $i$  de la ecuación (3.8) es de la forma  $i = Ip \cos(\omega t + \theta)$

El valor de energía promedio puede obtenerse al integrar la energía instantánea:

$$U_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{in} d\omega t = \left(\frac{L}{2}\right) \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} I_p^2 [\cos \omega t + \theta]^2 d\omega t \quad (3.9)$$

$$U_{av} = \left(\frac{L}{2}\right) I_{rms}^2 = \left(\frac{L}{4}\right) I_p^2 \quad (3.10)$$

Donde finalmente la inductancia puede calcularse en función de la energía promedio ( $U_{av}$ ) y el corriente pico ( $I_p$ ) por medio de la ecuación (3.11).

$$L = \frac{4U_{av}}{I_p^2} \quad (3.11)$$

Similar al caso de la resistencia, se requiere una solución de campo para cada inductancia por calcular. Se asigna en un disco una fuente de corriente de 1 A (para simplificar el cálculo) y los demás discos se ponen en cero; posteriormente este procedimiento se repite para cada uno de los discos. En el caso del devanado experimental es necesario realizar 50 simulaciones para determinar las inductancias propias por sección (disco) de toda la bobina.

La inductancia mutua, la cual es numéricamente igual al flujo ligado en una sección cuando una corriente de 1A fluye por otra sección del devanado, y ninguna corriente fluye en otra parte del devanado, es calculada también durante cada simulación. La energía almacenada en el campo que acopla dos conductores se expresa como:

$$U_{ij} = \frac{1}{2} Li^2 = \frac{1}{2} \int_{\Omega} B_i H_j d\Omega \quad (3.12)$$

Donde:

$U_{ij}$  = Es la energía almacenada en el campo magnético que liga al conductor  $i$  con el conductor  $j$ .

- $i =$  es la corriente en el conductor  $i$   
 $B_i =$  es la densidad de flujo magnético asociada con el caso en el cual  $1A$  circula por el conductor  $i$ .  
 $H_j =$  es la intensidad de campo asociada con el caso en el que  $1A$  circula por el conductor  $j$ .

Así la inductancia entre conductores acoplados  $i$  y  $j$  esta dada por la Ecuación (3.13)

$$L_{ij} = \frac{4U_{ij}}{I_p^2} \quad (3.13)$$

De esta forma al realizar las 50 simulaciones es posible determinar la matriz completa de inductancias propias y mutuas (matriz de  $50 \times 50$ ) al mismo tiempo. Para el modelo en Micro-Cap las inductancias mutuas son consideradas por medio de los coeficientes de acoplamiento [55] entre las secciones, calculados por medio de la Ecuación (3.14).

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.14)$$

Donde:

- $K =$  Coeficiente de acoplamiento  
 $L_1, L_2 =$  Inductancias propias (H)  
 $M =$  Inductancia Mutua (H)

Finalmente para obtener el valor final de inductancia por sección es necesario multiplicar el valor calculado por el programa, por el cuadrado del número de vueltas en la sección considerada.

Cabe mencionar que aunque es posible realizar el cálculo de inductancias para cada frecuencia, tal como se hizo para la resistencia, para este caso en particular y puesto que el devanado experimental no tenía núcleo magnético, se considero que la inductancia permanece prácticamente constante con la frecuencia y solamente se determino su valor para una frecuencia de 60 Hz.

La suposición anterior no es valida para el caso de un devanado con núcleo magnético (transformador) como se menciona en [43], especialmente para frecuencias por debajo de los 2 KHz.

### 3.5.5. Cálculo de capacitancia

Desde un punto de vista de campos y cargas eléctricas la capacitancia entre dos conductores puede definirse como el cociente de la magnitud de la carga total de cualquiera de los conductores y la diferencia de potencial que existe entre ellos [55]. De una manera general esta se describe por medio de la ecuación 3.15:

$$C = \frac{\oint \epsilon E \cdot ds}{-\int E \cdot dl} = \frac{Q}{V} \quad (3.15)$$

Visto de otro modo, la capacitancia también representa la cantidad de energía almacenada en el campo eléctrico dentro y alrededor de una estructura. En un circuito simple la capacitancia representa la cantidad de energía almacenada en el campo eléctrico que se produce debido a la diferencia de potencial sobre el material dieléctrico. De esta forma, la energía almacenada asociada con la capacitancia entre dos conductores se puede expresar por medio de la ecuación (3.16) [49]

$$U_{ij} = \frac{1}{2} \int_{\Omega} D_i E_j d\Omega \quad (3.16)$$

Donde:  $U_{ij}$  es la energía en el campo eléctrico asociada con las líneas de flujo que conectan las cargas del conductor  $i$  con las del conductor  $j$ ,  $D_i$  es la densidad de flujo eléctrico asociada con el caso en que un volt es aplicado en el conductor  $i$ ; y  $E$  es el campo eléctrico asociado con el caso en el cual un volt es aplicado en el conductor  $j$ .

En este trabajo, el cálculo de capacitancia se realiza en dos partes, primero se determina la capacitancia a tierra de cada una de las secciones utilizando el modulo electrostático del programa de elemento finito [49] el cuál básicamente resuelve la ecuación (3.17) para el potencial eléctrico  $\Phi$ . La derivación de la ecuación (3.17) a partir de las ecuaciones generales de Maxwell puede ser consultada en el apéndice B del presente trabajo.

$$\nabla \cdot (\epsilon_r \epsilon_0 \nabla \phi) = -\rho \quad (3.17)$$

Donde:

- $\epsilon_r$  = Permeabilidad relativa
- $\epsilon_0$  = Permeabilidad del vacío [F/m]
- $\Phi$  = Potencial eléctrico [V]
- $\rho$  = Densidad de carga volumétrica [C/m<sup>3</sup>]

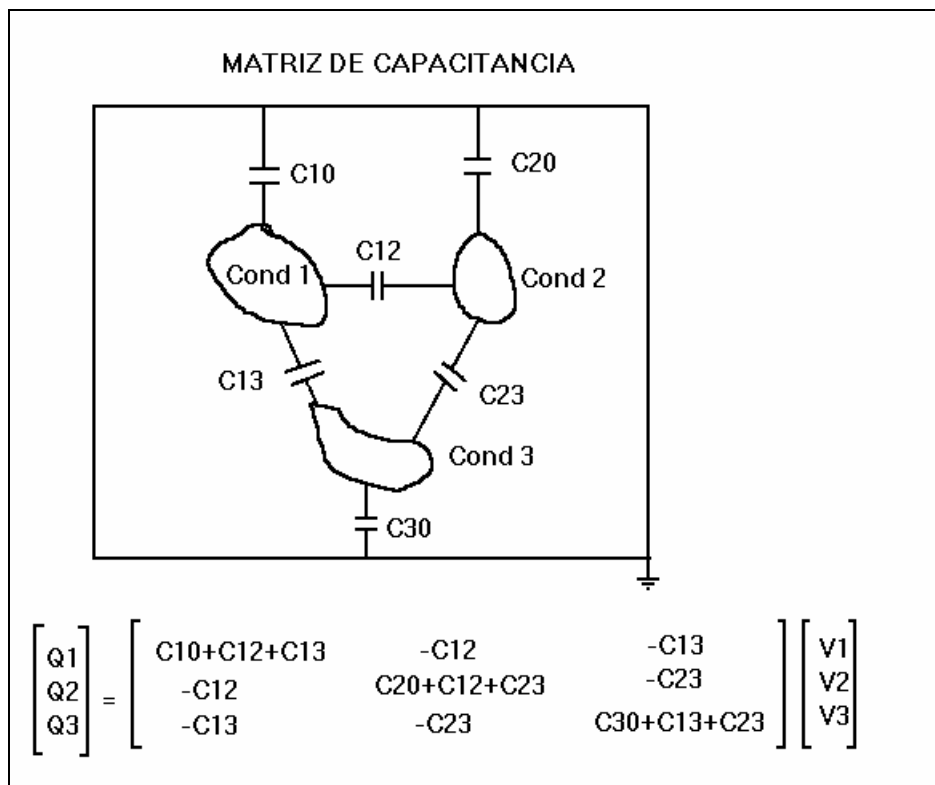
El modelo utilizado para el cálculo de capacitancia nuevamente es un modelo con simetría axi-simétrica. El programa de elemento finito se utiliza para determinar la energía asociada entre dos conductores dada por la ecuación (3.16), posteriormente en base a la ecuación (3.18) y (3.19) se determina la capacitancia buscada.

$$U_{ij} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (3.18)$$

$$C = \frac{2U_{ij}}{V^2} = \int_{\Omega} D_i \cdot E_j d\Omega \quad (3.19)$$

Al igual que en el caso de la inductancia, es necesario realizar un cálculo de campo para cada capacitancia por determinar. Para simplificar el cálculo se establece en la sección de interés del devanado un voltaje de 1V y 0V en todos las demás, para cada simulación. A partir de todas las simulaciones realizadas es posible construir la matriz de capacitancias la cual representa el acoplamiento de carga dentro de un grupo de conductores.

Por ejemplo, en la figura 3.3 se presenta un grupo de 3 conductores y su correspondiente matriz de capacitancias



**Figura 3.3.** Arreglo de 3 conductores y la correspondiente matriz de capacitancias

Para el caso en que 1 volt es aplicado al conductor 1 y cero a todos los demás, la matriz se reduce a:

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} + C_{13} \\ -C_{12} \\ -C_{13} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Por otra parte, la capacitancia serie es la combinación de la capacitancia entre vueltas del devanado, y la capacitancia entre discos. Aunque ésta puede ser también estimada utilizando el método de elemento finito, el problema se complica debido al nivel de detalle requerido en el modelo, lo cual se traduce en gran tiempo de cálculo en la computadora. Esta fue calculada utilizando los programas de diseño de Industrias IEM, los cuales consideran la geometría y tipo de devanado utilizado (en este caso es un devanado tipo disco con blindajes internos). El cálculo se realiza con un procedimiento analítico basado en una formulación en función de la energía almacenada entre vueltas; el procedimiento para éste cálculo puede ser consultado a detalle en la referencias [51] y [59].

### 3.6. Análisis modal experimental.

El análisis modal es el nombre dado al procedimiento en el cual un sistema con capacidad de oscilar es descrito por los siguientes parámetros modales [47].

- Eigenforma
- Frecuencia Natural
- Amortiguamiento

Se denomina *Eigenforma* a la distribución espacial de voltaje que se produce en la bobina cuando esta es excitada a una determinada frecuencia de resonancia. El amortiguamiento es el nombre dado a la velocidad con la cual la oscilación natural decrece y la frecuencia natural hace referencia a la frecuencia de resonancia del sistema.

El análisis modal experimental involucra realizar mediciones y a partir de éstas, obtener los parámetros modales [47]. Como se sabe un transformador en vacío excitado a baja frecuencia (60 ó 50 Hz) tiene un comportamiento completamente inductivo, no obstante, cuando se excita con frecuencias mayores, los efectos capacitivos comienzan a ser importantes en la respuesta. Cuando se obtiene una gráfica de la admitancia ó de la impedancia del transformador en el dominio de la en frecuencia, es posible visualizar las resonancias naturales del mismo, vistas desde las terminales del equipo; con lo cual se demuestra que el transformador se comporta como un simple circuito resonante.

Cada punto de resonancia puede caracterizarse por medio de tres parámetros modales: La frecuencia, el factor de calidad y el cambio de capacitancia; estos parámetros pueden medirse directamente por medio de un analizador modal, como se menciona en la referencia [47] y posteriormente, por medio de un procedimiento descrito en ésta misma referencia, es posible construir un circuito equivalente. Sin embargo, cuando no se cuenta con éste equipo para realizar la medición, es posible aplicar un procedimiento alternativo para la obtención del circuito equivalente, el cuál se describe a continuación [47]:

Tomando como referencia la grafica medida de admitancia en función de la frecuencia, es necesario obtener los siguientes parámetros de la misma:  $F_{res}$ , que es la primer frecuencia de resonancia serie;  $Y_{max}$  que es la amplitud máxima de la primer resonancia serie y  $\Delta f$  que es el ancho de banda en la curva de resonancia a una amplitud de  $Y_{max}/\sqrt{2}$ . Con estos datos es posible aplicar desde la ecuación (3.21) hasta la (3.24) y obtener los parámetros  $R$ ,  $L$  y  $C$  del circuito resonante serie para modelar cada resonancia de la curva medida.



$$R = \frac{1}{Y_{Max}} \quad (3.21)$$

$$Q = \frac{F_{res}}{\Delta f} \quad (3.22)$$

$$C = \frac{1}{2\pi F_{res} R Q} \quad (3.23)$$

$$L = \frac{1}{(2\pi F_{res})^2 C} \quad (3.24)$$

Esta sencilla técnica de modelado permite obtener un circuito equivalente que no guarda mucha relación con los parámetros internos del transformador, pero que sí puede reproducir su comportamiento en frecuencia con cierta precisión. Este circuito puede incluso utilizarse para realizar estudios de transitorios en modelos donde se incluya el sistema de potencia.

La aplicación de estas ecuaciones para la construcción del modelo de la bobina experimental utilizada en el presente trabajo es descrita a detalle en el capítulo 5.



# CAPÍTULO 4

## Mediciones de Respuesta en Frecuencia en Devanados Experimentales y Transformadores de Potencia

En el capítulo se describe una técnica de medición que sirve para caracterizar devanados en el dominio de la frecuencia mostrando la respuesta en frecuencia de tres diferentes tipos de devanados utilizados en transformadores de potencia. Posteriormente, se muestran los resultados obtenidos después de aplicar ciertas fallas y deformaciones controladas en un devanado experimental y el uso de la función de coherencia para comparar dos curvas medidas. Se muestra la comparación de diferentes métodos de medición (analyzer dinámico, impulso de bajo voltaje y barrido en frecuencia) y en la parte final se incluyen mediciones de respuesta en frecuencia en transformadores de potencia que pueden servir para observar los efectos del aceite, núcleo, posición del cambiador de derivaciones y otros parámetros en las respuestas en frecuencia medidas.

### **4.1. Caracterización de devanados en función de la frecuencia utilizando impulsos de bajo voltaje.**

La caracterización en frecuencia del transformador es una parte importante del análisis en frecuencia; desafortunadamente con mediciones exteriores (desde las boquillas) es muy difícil correlacionar las frecuencias propias de los devanados (ó las funciones de transferencia) con la geometría interna. Para observar la distribución espacial en frecuencia sobre los devanados es necesario, ya sea, tener acceso al interior del transformador y tomar mediciones en distintos puntos del mismo para así construir este tipo de curvas ó construir un modelo matemático detallado que nos permita realizar simulaciones en computadora [48]. El poder visualizar la distribución espacial en tiempo y en frecuencia en un devanado es de gran importancia, pues nos ayudará a entender la forma en la cual están relacionadas las frecuencias propias con la geometría física. Respecto a las mediciones internas, es obvio que éstas son difíciles de realizar en campo y aún en fabrica; sin embargo, para fines de la

investigación en el presente trabajo se realizó la caracterización de 3 tipos de devanados comúnmente usados en transformadores de potencia.

Los devanados utilizados se obtuvieron de transformadores de potencia que se encontraban en proceso de reparación en las instalaciones de Industrias IEM. Cabe aclarar que se seleccionaron devanados que se encontraban en buen estado físico, pero que de todas formas iban a ser totalmente remplazados del transformador original. Estas mediciones fueron realizadas directamente en la fábrica de IEM.

La metodología utilizada para la realización de estas mediciones, la construcción de las curvas y los resultados obtenidos se presentan a continuación.

#### **4.1.1. Señal aplicada**

Para la obtención de la función de transferencia se utilizó la técnica denominada “impulso de bajo voltaje” (por sus siglas en inglés LVI) [5], la cual consiste en la aplicación de una serie de impulsos los cuales contienen los componentes de frecuencia necesarios para generar la función de transferencia después de aplicar la transformada rápida de Fourier (por sus siglas en inglés FFT) a las señales obtenidas en el tiempo.

Para este trabajo en particular se seleccionó como “señal aplicada” la onda de impulso estándar de  $1.2 \times 50 \mu\text{s}$  [7], debido a que esta nos proporciona además información sobre la distribución de impulso en tiempo en el devanado. El rango teórico de frecuencias obtenido con este tipo de onda llega hasta aproximadamente 1 MHz como se mencionó en el capítulo 2.

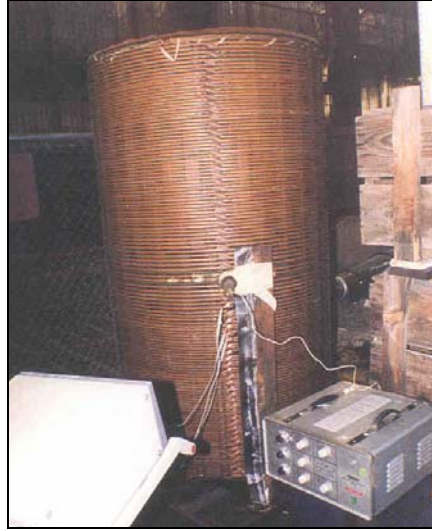
#### **4.1.2. Equipos y preparación para la medición.**

Los equipos de medición utilizados básicamente son:

- Osciloscopio Digital Marca Nicolet Power Pro 620, 4 canales, 10 bits de resolución.
- Generador de impulsos recurrentes, Marca Heafely.

Los datos de los devanados medidos son:

- 1) Devanado de alta tensión de un autotransformador monofásico de 33 MVA, 230 KV, construcción tipo columnas (bobina tipo disco entrelazado figura 4.1).
- 2) Devanado de alta tensión de un transformador de 20 MVA, 115 KV, construcción tipo columnas (bobina tipo disco con blindaje interno, figura 4.2).
- 3) Devanado de alta tensión de un transformador de 75 MVA, 230 KV, construcción tipo acorazado (bobina tipo galleta, figura 4.3).



**Figura 4.1.** Devanado tipo disco entrelazado del auto-transformador tipo columnas



**Figura 4.2.** Devanado tipo disco con blindaje interno de un transformador tipo columnas

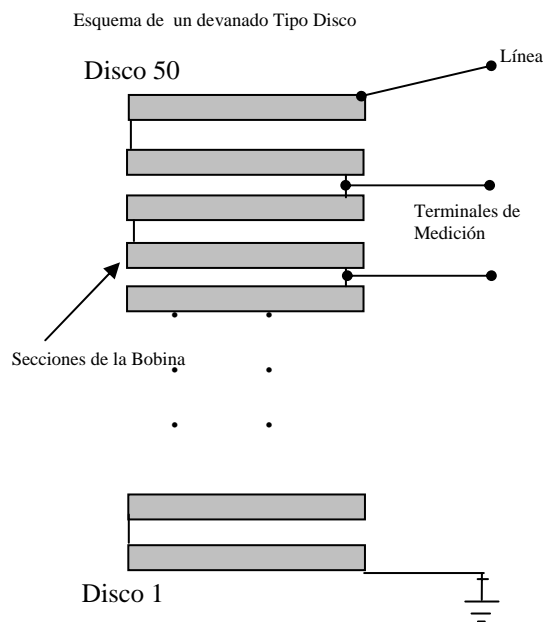


**Figura 4.3** Devanado tipo galleta del transformador tipo acorazado

Para las mediciones realizadas con las bobinas de los transformadores tipo columnas (figuras 4.1 y 4.2) se tomaron las siguientes precauciones:

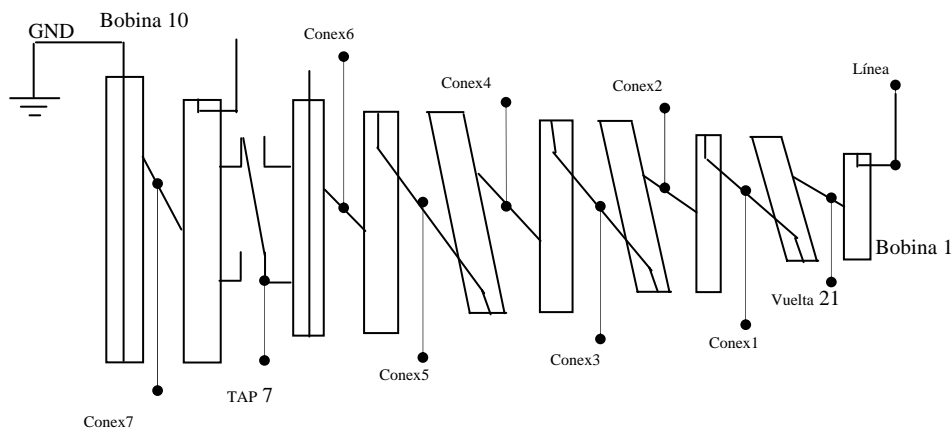
- a) Para simular los efectos del tanque, las bobinas de los transformadores tipo columna se colocaron sobre soportes de madera y encima de una placa metálica conectada a tierra; a sus costados se colocaron rejas metálicas también conectadas a tierra para simular el efecto de las paredes del tanque.
- b) Se construyó una placa conductora y se fijó a lo largo de la bobina con el fin de tener un punto de tierra para referenciar todas las mediciones.
- c) Se descubrió el conductor en cada cruce entre secciones (*cossover*) y se conectó una terminal de prueba, como se observa esquemáticamente en la figura 4.4. De esta forma es posible medir el voltaje transitorio cada doble disco (ó sección).
- d) Para simular el efecto del núcleo, se colocaron tambores de acero en el interior de la bobina conectados a tierra.

Cabe aclarar que para el caso de la bobina tipo disco entrelazado, por tratarse de una bobina con guía al centro solamente fue necesario realizar estas conexiones en la mitad superior de la bobina.



**Figura 4.4.** Esquema donde se muestran los puntos de medición en los devanados tipo columnas.

Con respecto a la bobina del transformador tipo acorazado, debido a su construcción, solamente fue posible medir en todas las vueltas de la primera bobina (una vez retirada la placa estática) marcada en la figura 4.5 como bobina 1 y en las conexiones serie vistas en esta misma figura.



**Figura 4.5.** Esquema donde se muestran los puntos de medición en el devanado del transformador tipo Acorazado.

Entre mayor sea la resolución horizontal, mejor representada estará la onda, pero esto implica también que el equipo debe tener mayor capacidad de almacenamiento como se mencionó en el capítulo 2. Respecto a este punto se utilizaron 2 diferentes frecuencia de muestreo: 13ns para grabar y graficar señales en el tiempo y 500ns para grabar las señales a las cuales posteriormente se les aplicaría el algoritmo FFT. Esto último con el fin de lograr que la señal digitalizada llegara hasta cero y así evitar utilizar una función de suavizado al aplicar FFT [40]. En ambos casos el número de muestras tomadas se estableció en 5000 puntos.

Los voltajes digitalizados en cada terminal en el dominio del tiempo, fueron graficadas utilizando un programa comercial [64] en 2 y 3 dimensiones como se verá mas adelante. Posteriormente, utilizando el mismo programa se obtuvo la FFT de cada una de las señales digitalizadas para este propósito (frecuencia de muestreo de 500ns), incluyendo la señal de impulso aplicada y se procedió a calcular la función de transferencia en cada punto de medición simplemente dividiendo el espectro obtenido en cada caso ( $V_{salida}$ ) entre el espectro del impulso de entrada ( $V_{entrada}$ ). Finalmente estos datos son graficados conjuntamente.

#### 4.1.3. Resultados.

En la figura 4.6. se presenta la respuesta en tiempo de la bobina tipo disco con blindaje interno; aquí es posible visualizar la distribución en tiempo de las onda de impulso en cada una de las terminales de medición en la bobina, no obstante, las graficas en 3D nos proporcionan además la distribución espacial en el devanado tanto en el tiempo como en la frecuencia (Figura 4.7 y 4.8 ). Resultados de las mediciones en los otros dos tipos de bobinas son presentados en la figuras 4.9 a 4.12.

Cabe aclarar que la amplitud de las graficas en frecuencia mostradas es en realidad el factor de amplificación definido en la ecuación 3.6.

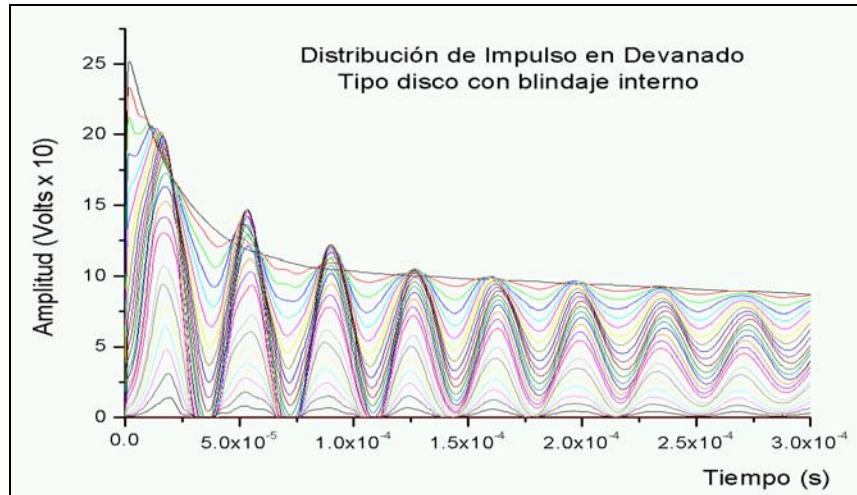


Figura 4.6. Distribución de impulso en tiempo en devanado tipo disco con blindaje interno.

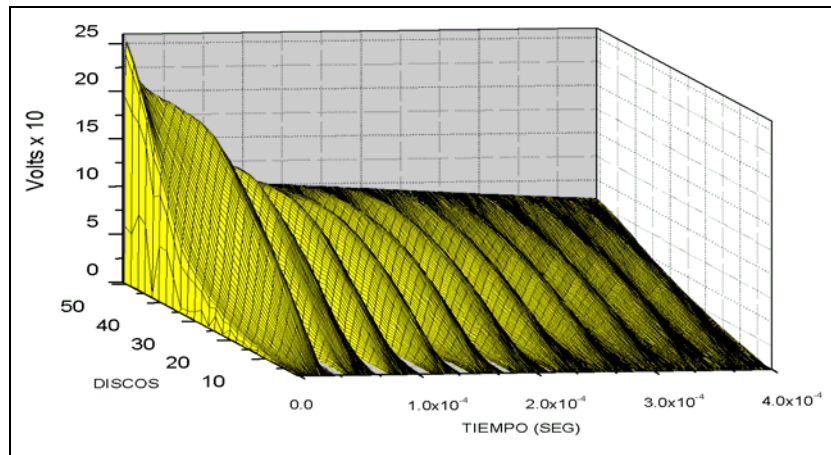


Figura 4.7. Distribución temporal de impulso sobre el devanado tipo disco con blindaje interno

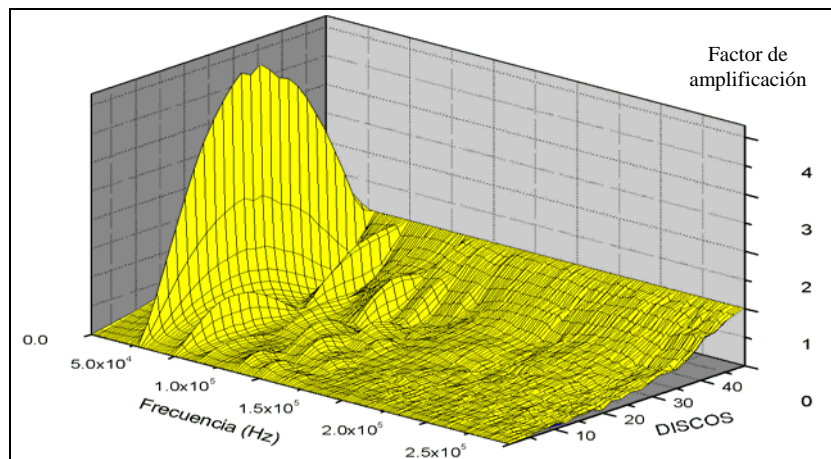


Figura 4.8. Respuesta en frecuencia del devanado tipo disco con blindaje interno



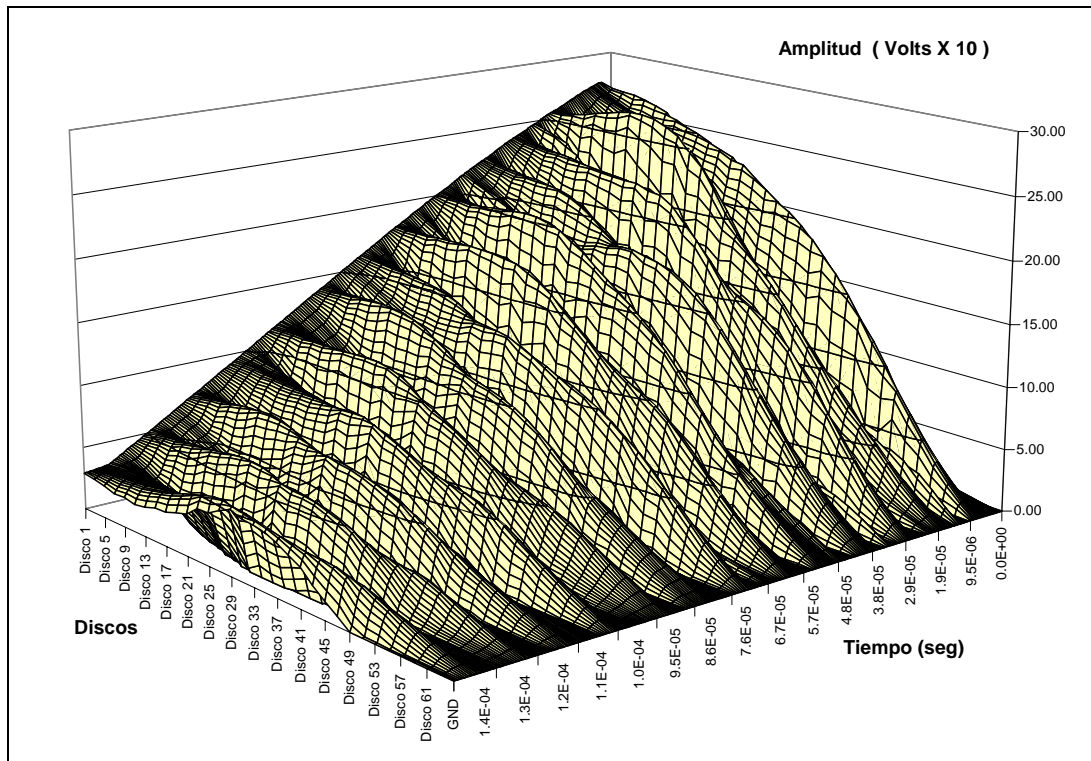


Figura 4.9. Respuesta al impulso del devanado tipo disco entrelazado

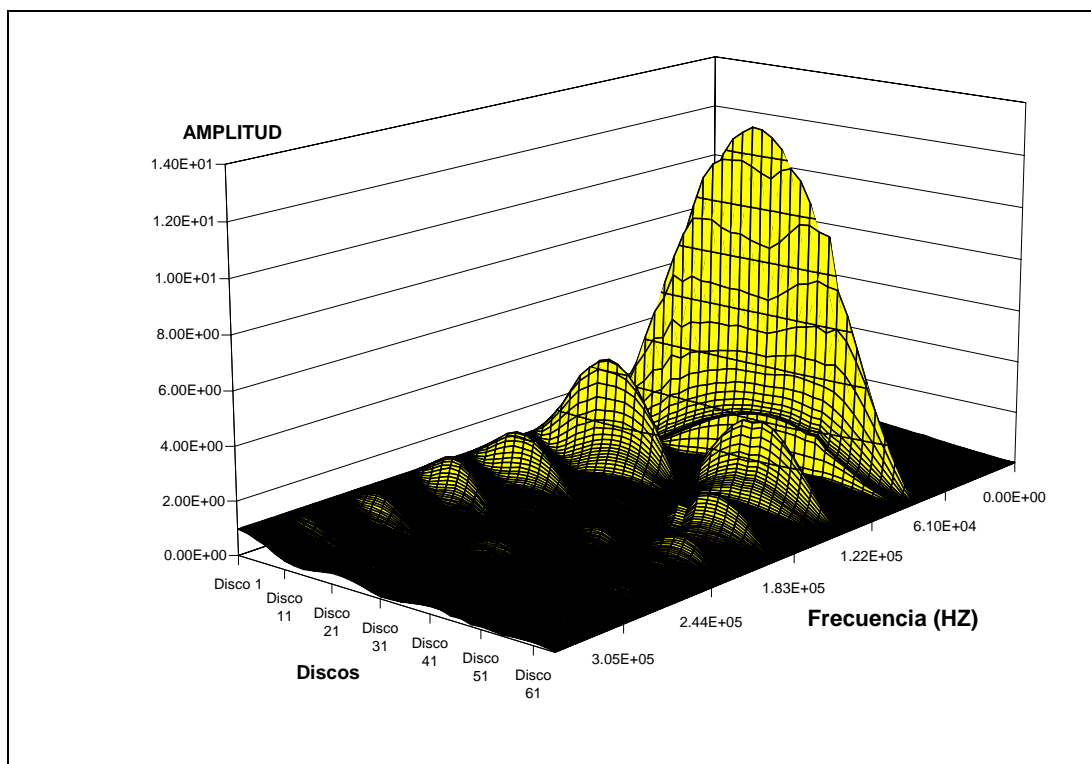


Figura 4.10. Respuesta en frecuencia del devanado tipo disco entrelazado

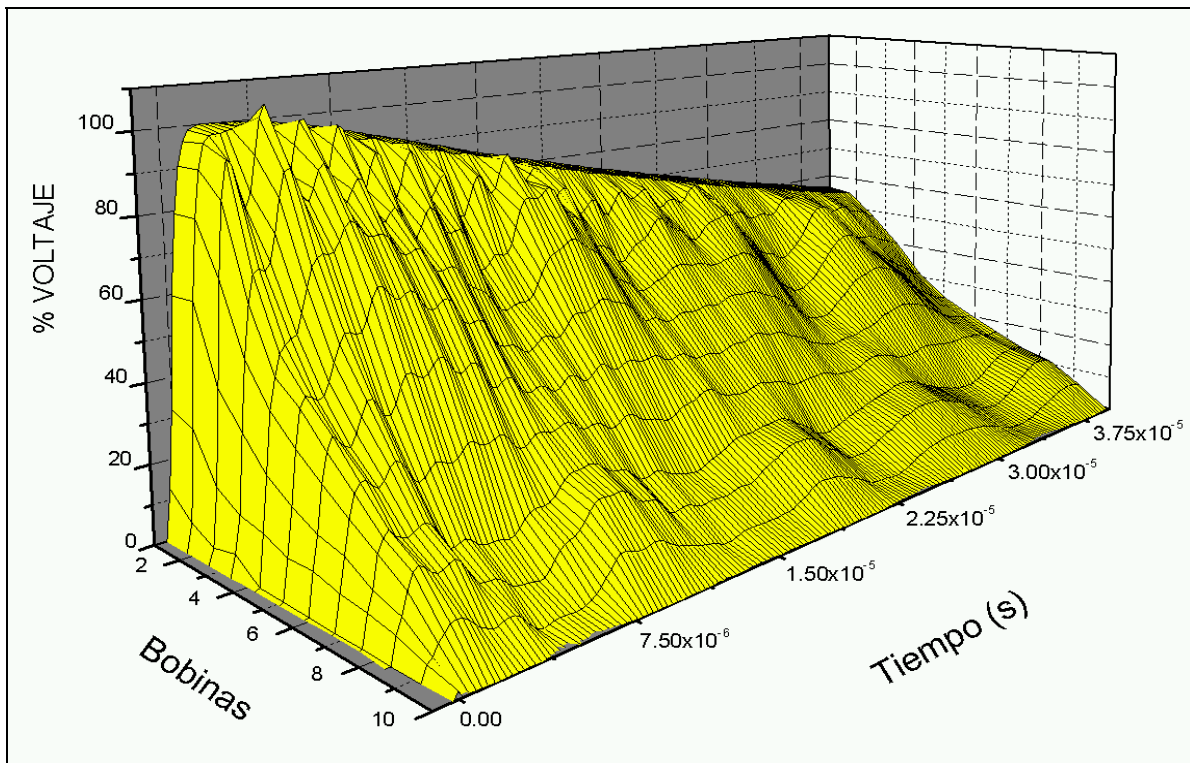


Figura 4.11. Respuesta al impulso del devanado tipo galleta del transformador tipo acorazado

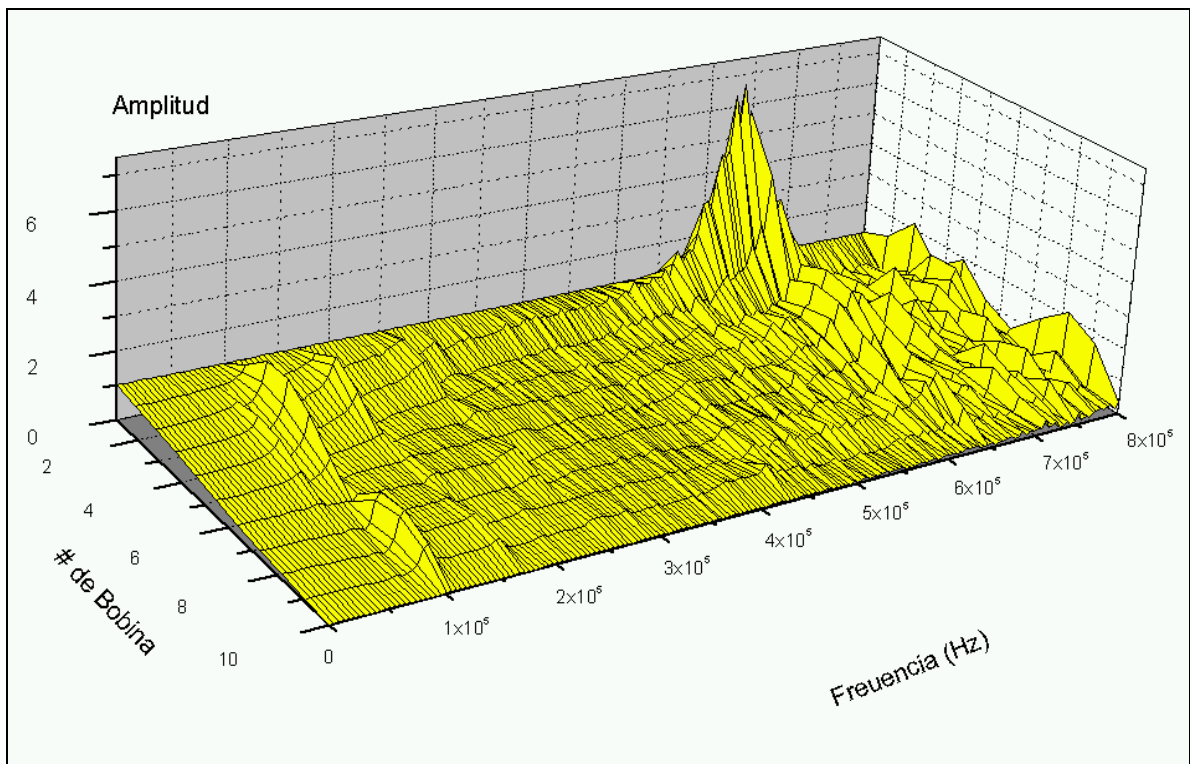


Figura 4.12. Respuesta en frecuencia del devanado tipo galleta del transformador tipo acorazado

#### 4.1.4 Discusión de resultados.

Como se observa en las figuras correspondientes existen diferencias notables entre las respuestas obtenidas para cada tipo de bobina, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Las principales diferencias son:

- a) La distribución inicial de impulso es más lineal en el devanado tipo galleta (ver figura 4.11) que en los otros dos tipos de devanados. Esto se debe principalmente a que este tipo de devanados presentan en general una relación mayor de (capacitancia serie)/(capacitancia a tierra). Esto provoca además que no se produzcan grandes oscilaciones de las ondas de tensión transitoria.
- b) Respecto a las gráficas en frecuencia (figuras 4.8, 4.10 y 4.12) se observan ciertos aspectos característicos para cada tipo de devanado, así para el devanado tipo galleta sus primeras resonancias son pequeñas por debajo de los 200 KHz y se presenta una resonancia de amplitud apreciable alrededor de los 600 KHz distribuida sobre las primeras bobinas. Desde un punto de vista de diagnóstico, se puede inferir que un cambio apreciable en la magnitud y valor de esta frecuencia (al realizar un estudio de FRA) estaría directamente relacionada con la integridad de dicha sección del devanado. Respecto al devanado tipo disco con blindaje interno (figura 4.8) la primera frecuencia de resonancia es la más dominante ( $\cong 27$  KHz) y está distribuida sobre prácticamente todo el devanado. Posteriores frecuencia de resonancia son atenuadas conforme la frecuencia incrementa. Esto implica suponer que solamente una deformación que afecte la mayor parte del devanado será apreciada al analizar esta frecuencia. Finalmente el devanado tipo disco entrelazado, al igual que el caso anterior presenta una resonancia dominante distribuida sobre prácticamente todo el devanado, pero a una frecuencia muy superior ( $\cong 89$  KHz), posteriores resonancias se atenúan conforme la frecuencia se incrementa.

Aunque esta técnica usada para la obtención y representación de la función de transferencia es una herramienta que permite comprender y visualizar la distribución espacial de transitorios de alta frecuencia en cualquier tipo de devanado, esta investigación se dirigió únicamente al estudio más profundo del devanado tipo disco con blindaje, como se observará en las mediciones presentadas en la siguiente sección.

## 4.2. Mediciones de respuesta en frecuencia en el devanado experimental

Utilizando el devanado tipo disco con blindaje interno se realizaron una serie de pruebas en las instalaciones de Industrias IEM, los resultados se presentan en las siguientes secciones.

### 4.2.1. Comparación entre FRA y LVI.

Como se mencionó en el capítulo 2 la respuesta en frecuencia puede determinarse utilizando diferentes técnicas las cuales principalmente son por un barrido en frecuencia (por sus siglas en inglés SFRA) y por medio de impulsos de bajo voltaje (por sus siglas en inglés LVI-FRA). En esta sección se presentan resultados de la comparación entre estas

técnicas para obtener la respuesta en frecuencia del devanado tipo disco con blindajes internos.

#### 4.2.1.1. Medición con analizador dinámico.

Con el analizador HP 35665 [38] se seleccionó la señal de ruido aleatorio como fuente de excitación y la conexión para la prueba es la mostrada en la figura 2.8. La respuesta en frecuencia medida se muestra en la figura 4.13.

La desventaja del uso de este instrumento para la prueba, radica principalmente en el corto rango en frecuencia que se alcanza (51.2 KHz). Por otra parte, la ventaja principal es su capacidad para reducir el ruido e interferencias externas (por medio de sus funciones de promediado) y la rapidez con que pueden obtenerse los resultados de las mediciones.

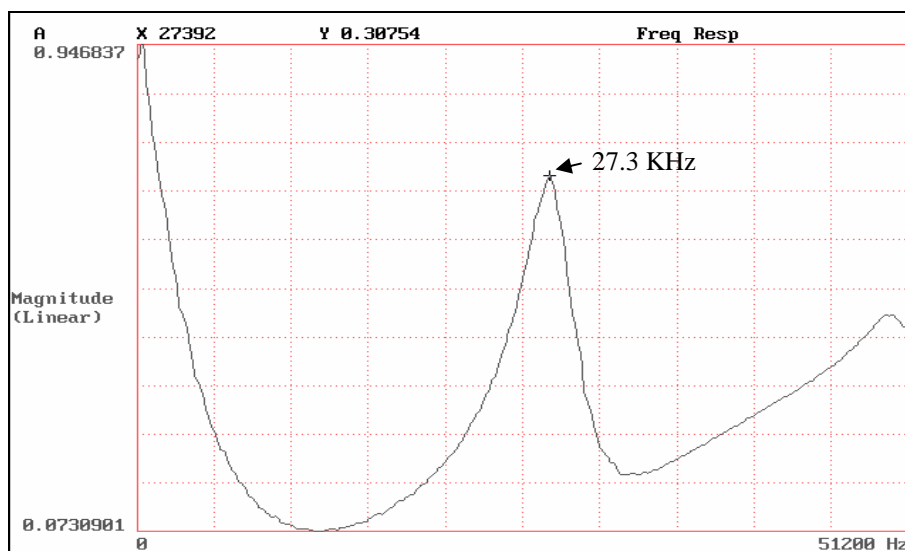
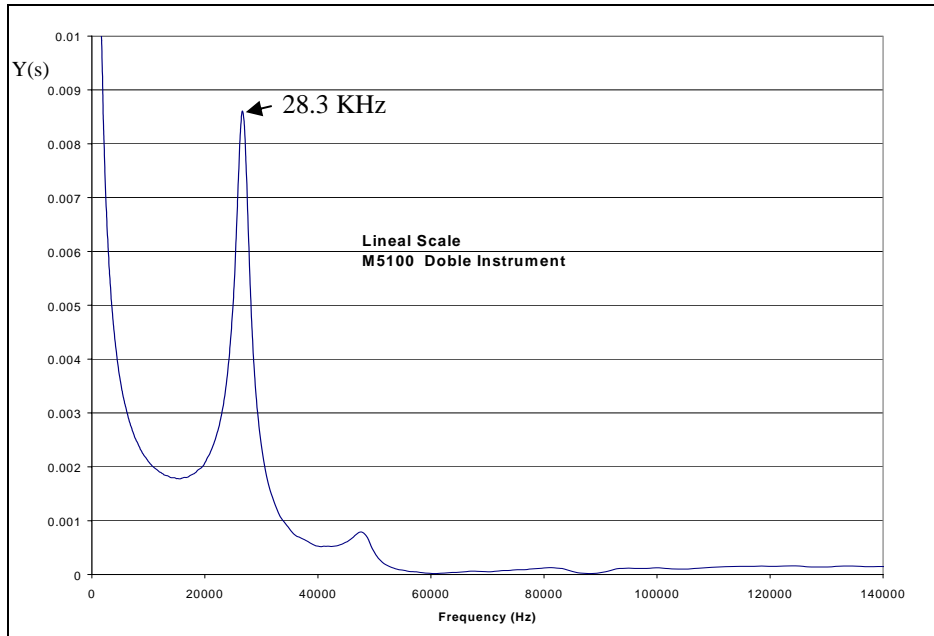


Figura 4.13. Respuesta en frecuencia medida con Analizador Dinámico de HP 35665.

Otro punto importante a considerar cuando se utilizan este tipo de equipos en las mediciones de FRA es que se requiere un diseño adecuado de los cables de medición para evitar reflexiones que puedan impactar en la repetibilidad requerida durante las mediciones.

#### 4.2.1.2 Medición con analizador de respuesta en frecuencia M5100

El circuito de medición es el mismo mostrado en la figura 2.9 y la respuesta medida en el devanado experimental se observa en la figura 4.14



**Figura 4.14.** Respuesta en la bobina calculada con M5100, cambiando la escala original en dB a una escala lineal<sup>1</sup>.

En esta misma figura se observa que la primer resonancia es precisamente la frecuencia fundamental también vista en la figura 4.8 de aproximadamente 28 KHz. Las frecuencias posteriores presentan una atenuación mayor de la misma forma en que se observa en la figura 4.8.

Aunque con el equipo M5100 fabricado por DOBLE es posible obtener la respuesta hasta una frecuencia de 10 MHz, por motivo de comparación con las otras técnicas de medición en la grafica solo se muestra la escala hasta 140 KHz. En las siguientes secciones se presentará nuevamente esta curva en frecuencias mayores y en escala logarítmica.

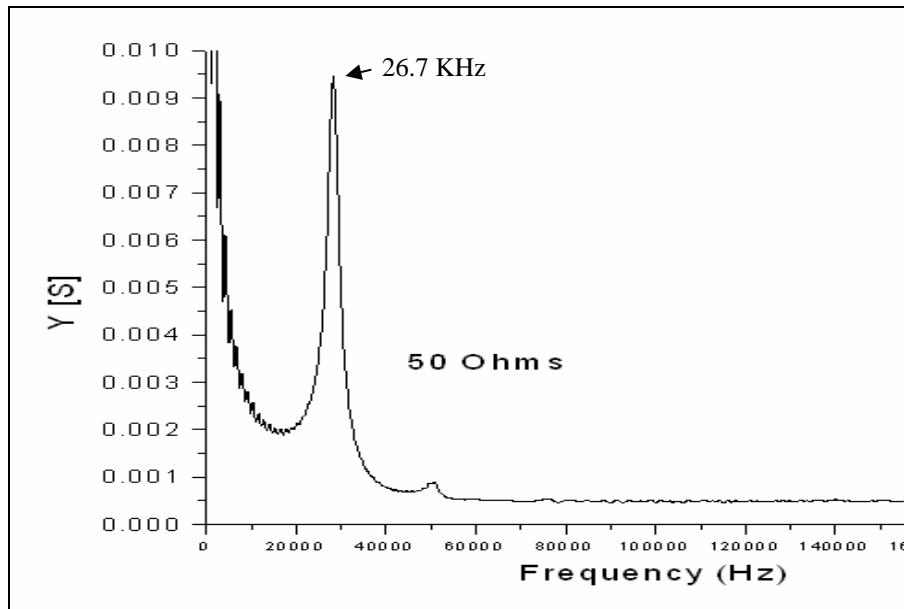
#### 4.2.1.3 Medición con Impulso de bajo voltaje

Considerando la forma en la que el instrumento M5100 realiza la medición de la función de transferencia, se opto por realizar conexiones similares para las pruebas de impulso de bajo voltaje y así tener un mejor punto de comparación (figura 2.7); es decir, aplicar el impulso a un terminal del devanado y medir el voltaje de salida en la otra conectando a ésta una resistencia de medición ( $R_{shunt}$ ). La respuesta obtenida se observa en la figura 4.15.

<sup>1</sup> La respuesta medida con el M5100 siempre es presentada en decibles de acuerdo con la formula[15]:

$$A_{(dB)} = 20 \text{ Log}_{10} ( FRA )$$

Para convertirla y presentarla en una escala lineal simplemente se despejó FRA de la ecuación anterior y se utilizó una hoja de calculo Excel para graficarla.



**Figura 4.15.** Respuesta en la bobina medida con el método de impulso de bajo voltaje (FRA-LVI).

La desventaja principal de este procedimiento es que se requieren más equipos y un procesamiento adicional de señales para obtener la respuesta en frecuencia. Así también es necesario considerar los errores de cuantificación que introducen los convertidores analógicos digitales durante el proceso de adquisición de datos. No obstante un punto a favor de la técnica es que esta permite realizar al mismo tiempo un análisis de las ondas en el dominio del tiempo.

#### 4.2.1.4 Comparación de resultados

Aunque la forma general de la respuesta en frecuencia es similar entre las 3 técnicas anteriormente descritas, estas no arrojan resultados idénticos, por ejemplo, el valor de la primera frecuencia de resonancia presenta ciertas diferencias entre las tres mediciones, como se observa en la tabla 4.1.

**Tabla 4.1.** Comparación en el valor de la primera resonancia medida del devanado experimental.

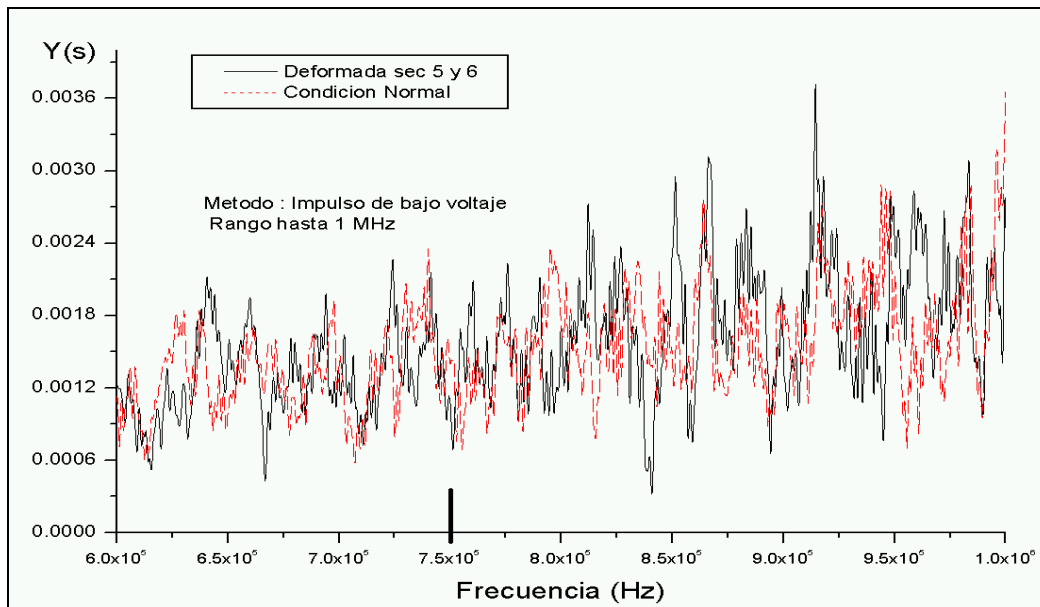
Método de medición	Primer Resonancia (kHz)
Instrumento M5100	28.3 kHz
Método FRA-LVI	26.7 kHz
Analizador HP 35665	27.3 kHz

Diferencias similares a las medidas anteriormente son reportadas en la literatura [39] cuando se utiliza el método de barrido en frecuencia y el de impulso de bajo voltaje en un mismo objeto de prueba. Estas diferencias son debidas principalmente a la forma en la que

los instrumentos procesan las señales, las impedancias de entrada y salida de cada instrumento, impedancias de medición utilizadas y tipo de cables usados para la medición.

No obstante, a pesar de las diferencias entre las respuestas de los instrumentos, los tres métodos presentaron básicamente la misma sensibilidad para la detección de deformaciones en el rango de frecuencia mostrado en las figuras anteriores (hasta aprox. 50 kHz). A frecuencias mayores, el analizador dinámico utilizado sale fuera de su rango [38], y por otra parte, el método de impulso de bajo voltaje comienza a tener problemas con la relación señal/ruido (por sus siglas en inglés SNR), dando como resultado que la respuesta comience a ser enmascarada por los errores de cuantificación en los convertidores analógico/digital.

Como se menciona en [3] el rango en frecuencia útil puede ser incrementado si se aplica un impulso con tiempos de subida menores (más rápidos) y se utiliza un osciloscopio digital con resolución mayor. Esta parte no pudo ser verificada experimentalmente debido a la falta de equipos con estas características y se planea desarrollar en trabajos posteriores. Para los casos mostrados se utilizaron impulsos con tiempos de subida  $\sim 1 \mu\text{s}$  y un osciloscopio de 10 bits, lo cual permitió calcular la respuesta en frecuencia hasta aprox. 1MHz (figura 4.16). No obstante, arriba de 600 KHz la respuesta no es muy clara, aunque si es posible todavía observar el efecto de la deformación a estas frecuencias.

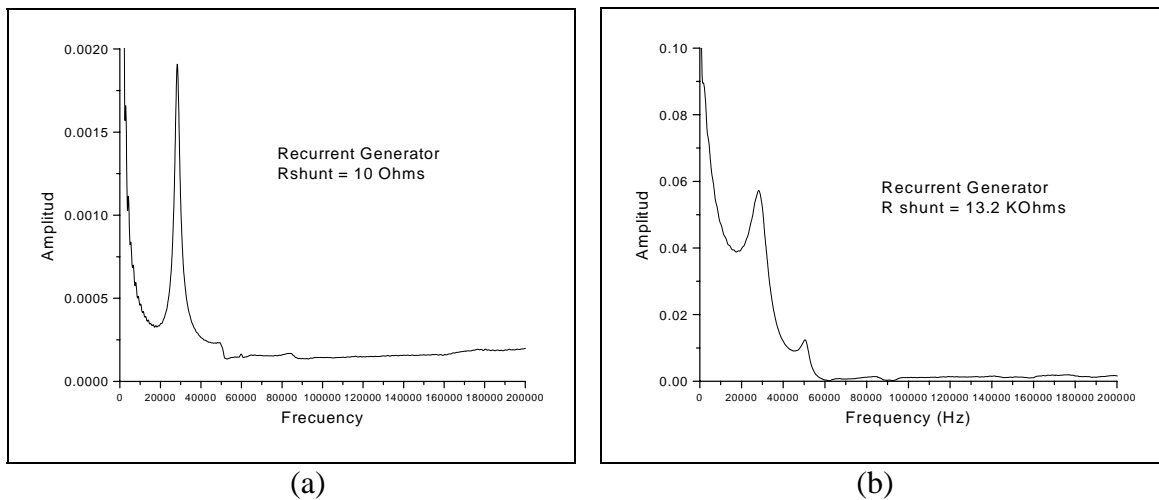


**Figura 4.16.** Respuesta en frecuencia del devanado antes y después de la deformación en secciones 5 y 6 medida utilizando el método de impulso de bajo voltaje (LVI) donde se observan los efectos de los errores de cuantificación de los convertidores A/D a altas frecuencias.

Como referencia se puede mencionar que en [39] se observan las funciones de transferencia calculadas hasta 3 MHz con la aplicación de impulsos de voltaje de 300 V y tiempos de subida del orden de 0.05 a 0.1  $\mu\text{s}$ .

#### 4.2.2. Efecto del valor de $R_{shunt}$ en la medición

Se investigó el efecto de la resistencia en derivación  $R_{shunt}$  en el circuito de pruebas. En la figura 4.17 se presenta la comparación entre dos casos: Con resistencia de 10 ohms (4.17a) y con resistencia de 13200 ohms (4.17b). El efecto de una resistencia mayor es básicamente incrementar el amortiguamiento de la bobina como se observa en la figura 4.17b. Este amortiguamiento tiende a enmascarar (desaparecer) resonancias de orden mayor. En la literatura [26] se recomienda que esta resistencia sea lo suficientemente pequeña ( $\sim 10 \Omega$ ) para aumentar la sensibilidad a mayores frecuencias con el fin de detectar deformaciones menores, sin embargo, debe tomarse en cuenta que el valor de la resistencia utilizada deberá ser igual a la impedancia característica de los cables de medición utilizados para minimizar el efecto de estos en la medición a altas frecuencias [15] como se mencionó en el capítulo 2.

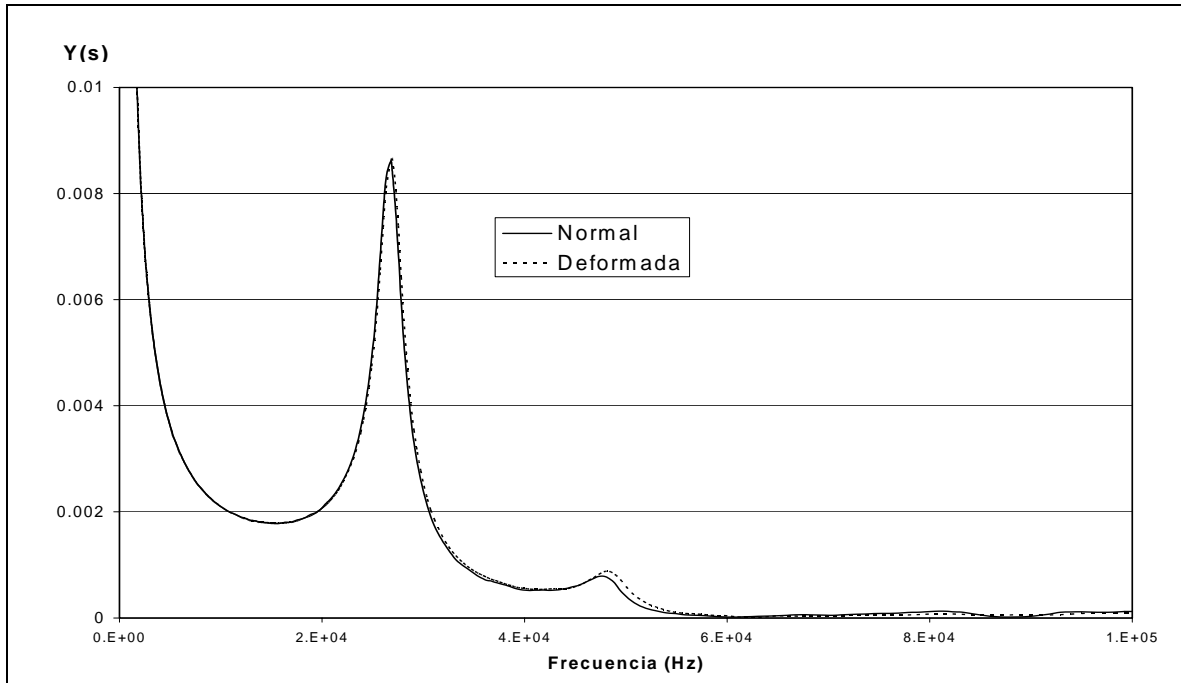


**Figura 4.17.** Respuestas en frecuencia con valores diferentes de  $R_{shunt}$ : (a)  $R_{shunt} = 10 \Omega$ , (b)  $R_{shunt} = 13200 \Omega$ .

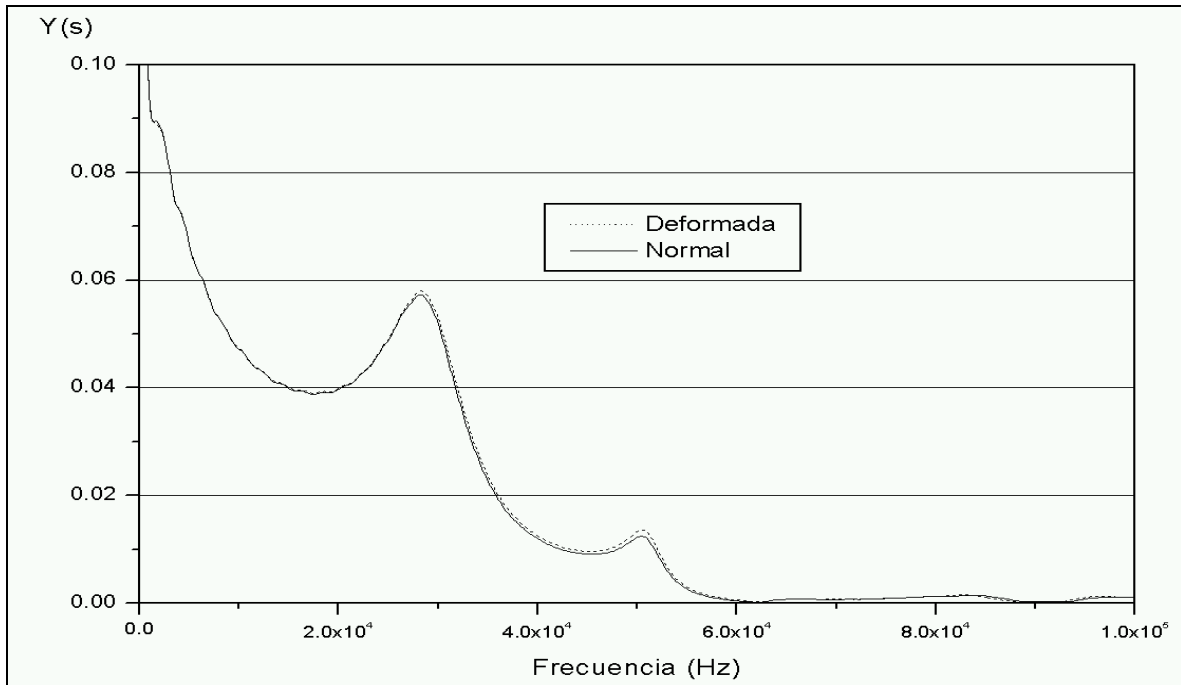
#### 4.2.3. Fallas simuladas en el devanado experimental

Algunas fallas fueron simuladas en la bobina experimental (devanado tipo disco con blindaje) y se midieron antes y después las respuestas en frecuencia respectivas utilizando los métodos de medición anteriormente descritos. En la figura 4.18 se muestra la respuesta obtenida ante una deformación entre las secciones 5 y 6 del devanado experimental: En (4.18a) con M5100 y (4.18b) por el método de LVI-FRA. Se observa que el efecto de la deformación se manifiesta de manera similar en ambas mediciones aún cuando las resistencias de medición ( $R_{shunt}$ ) no tengan el mismo valor.





( a )



( b )



(c)

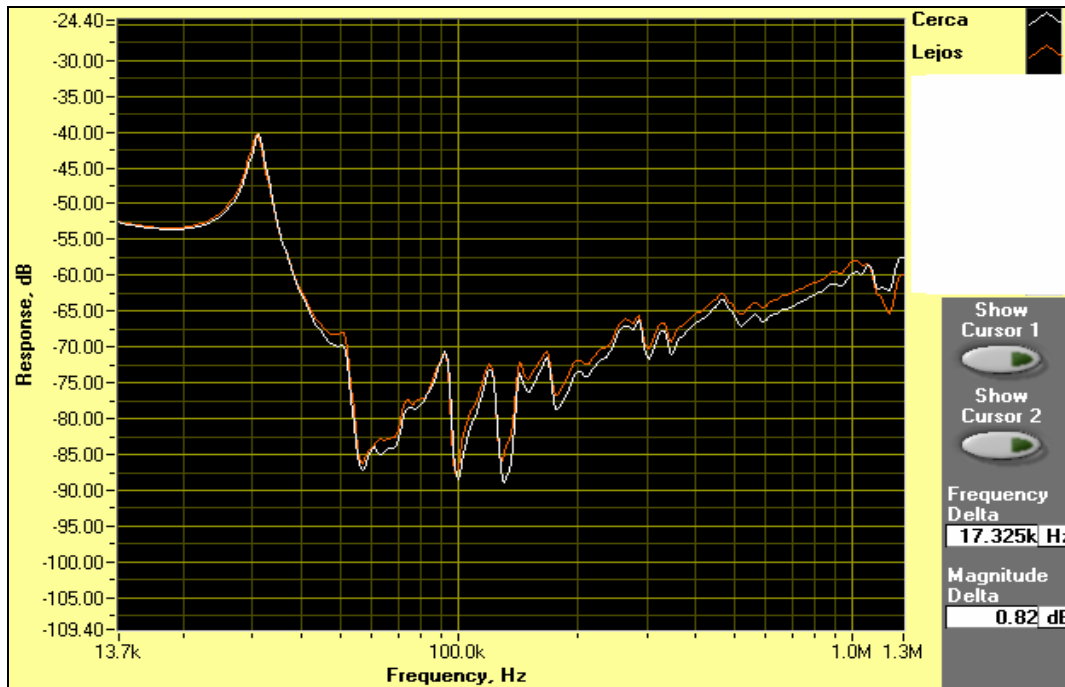
**Figura 4.18.** Función de transferencia del devanado antes y después de la deformación en secciones 5 y 6. (a) Medida con el equipo M5100, b) Medida con el método de impulso de bajo voltaje y utilizando una resistencia de medición ( $R_{shunt}$  de 13.2 K $\Omega$ ). (c) Imagen mostrando el tipo de deformaciones que fueron aplicadas al devanado experimental.

De los resultados anteriores es posible verificar que los cambios en la función de transferencia debidos a las deformaciones aplicadas son mejor apreciados a frecuencias altas; y puesto que el mejor equipo con el que se contaba para esta investigación es el M5100 (ver 4.2.1.4) a continuación se presentan únicamente resultados medidos con este equipo.

#### **4.2.3.1 Cambio de capacitancia a tierra.**

Durante el transcurso de las pruebas se simuló la pared del tanque del transformador mediante una reja metálica conectada a tierra. Las respuestas con la reja a dos distancias diferentes se muestran en la figura 4.19. Esto se realizó con el fin de simular el efecto del cambio en la respuesta en frecuencia cuando existe un desplazamiento completo del ensamble núcleo bobinas, lo cuál se traduce en cambio uniforme de la capacitancia a tierra de las bobinas.

Se observa que el efecto de cambio de capacitancia a tierra provoca un cambio uniforme en todo el rango de frecuencias y es más visible en frecuencias por arriba de los 100 kHz (figura 4.19). Es interesante notar que la primera resonancia no se ve afectada por este tipo de falla debido a que a estas frecuencias la inductancia de la bobina (la cual prácticamente no se modifica) juega un papel predominante en la respuesta medida.



**Figura 4.19.** Cambio de distancias a la pared (reja). En la primer medición (cerca) la pared se encontraba 7” pulgadas de la bobina, en la segunda medición (lejos) se encontraba a 8”.

#### 4.2.3.2 Corto circuito en secciones 14 y 16.

El efecto de un corto circuito entre secciones es presentado en la figura 4.20; aquí el corto circuito modifica el valor de la inductancia del devanado provocando un desplazamiento apreciable en la primera resonancia y la aparición de nuevas frecuencias resonantes (polos en la función de transferencia).

#### 4.2.3.3 Deformación mecánica entre secciones.

El efecto de una deformación entre secciones 5 y 6 se presentó en la figura 4.18(a) y (b) en rangos de frecuencias bajos. Como se puede apreciar, los cambios son mínimos y muy difícilmente podrían utilizarse para realizar un diagnóstico ya que estos cambios podrían en un caso dado ser atribuidos a diferencias entre las conexiones utilizadas entre mediciones subsecuentes. Sin embargo, a frecuencias mayores la localización de la deformación provoca diferentes patrones en la función de transferencia más claramente visibles. En la figura 4.21 se muestra la comparación de dos de estos patrones cuando se aplican deformaciones en partes diferentes del devanado (entre secciones 5-6 y entre secciones 20-21).

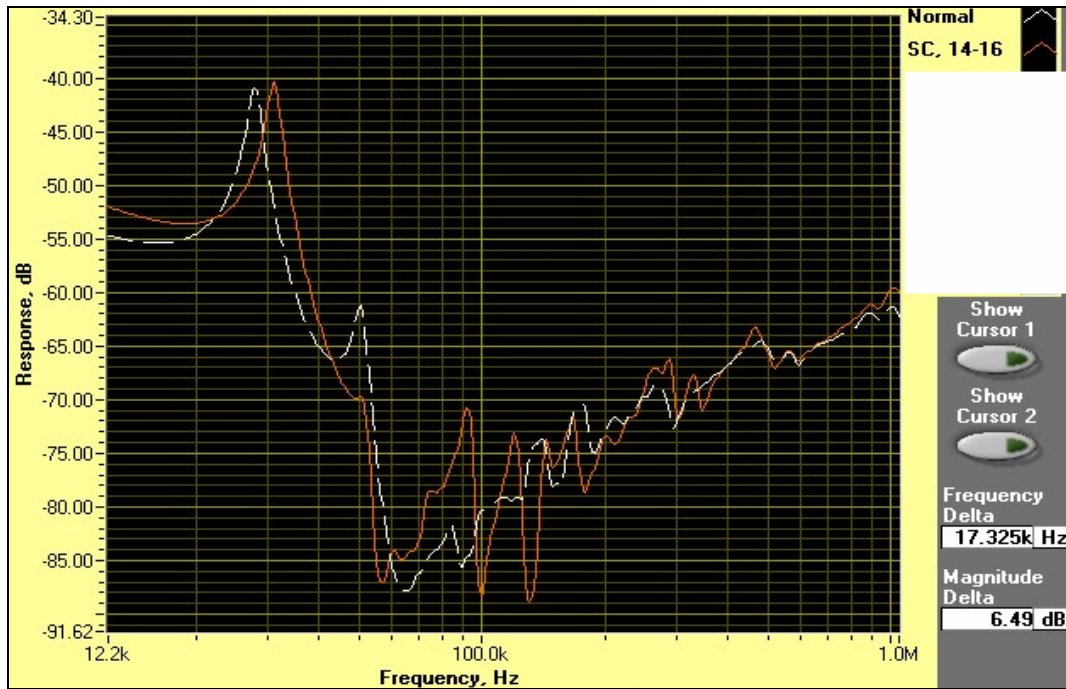


Figura 4.20. Comparación entre respuestas en frecuencia del devanado antes (Normal) y después de un corto circuito entre las secciones 14 y 16 (SC 14-16).

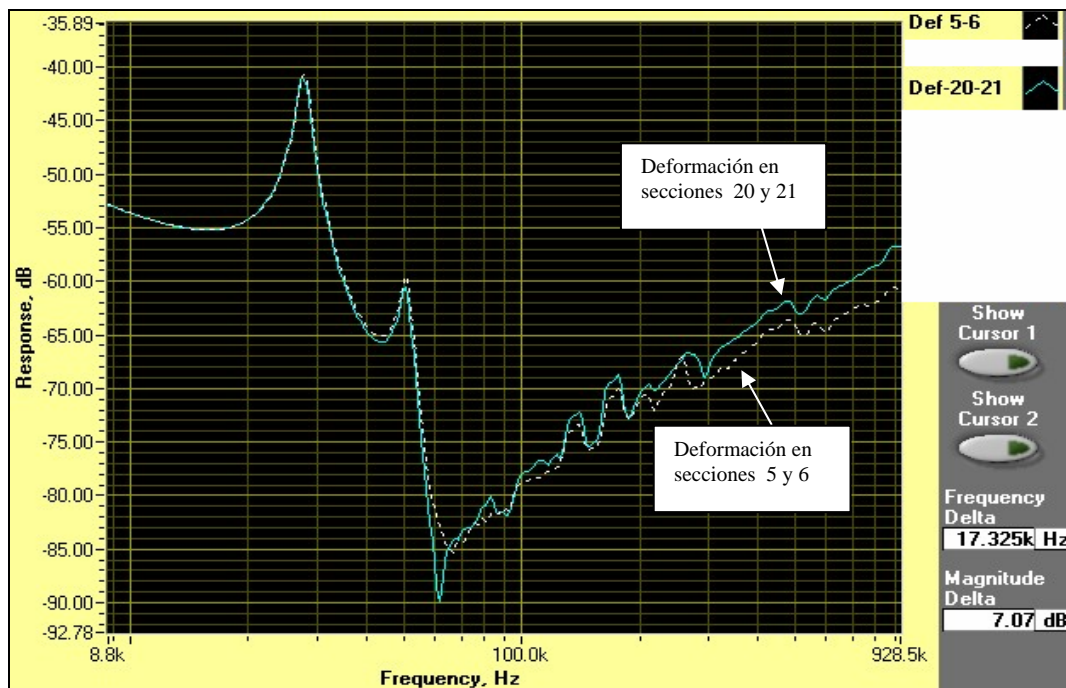
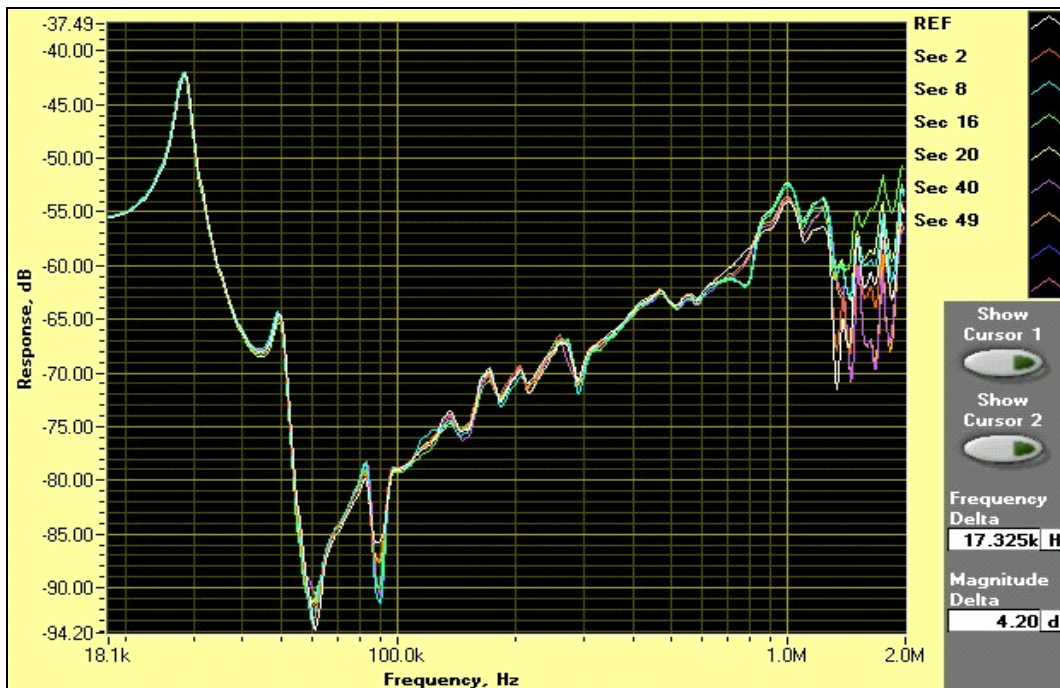


Figura 4.21. Comparación de respuestas en frecuencia para dos diferentes casos de deformación en el devanado.

Siguiendo con la investigación se procedió a realizar una serie de mediciones en donde se aplicó la deformación entre diferentes secciones (una cada vez). Resultados de ésta medición son mostrados en la figura 4.22, donde es posible observar que los cambios en la función de transferencia son mayores a frecuencias superiores a 1 MHz.

Para cuantificar la magnitud de cambio en la respuesta en frecuencia medida ante cada deformación se utilizó la función de coherencia. Aunque esta función de coherencia es en realidad una función que sirve para describir la linealidad de un sistema en función de la frecuencia, utilizado el procedimiento descrito en el apéndice G, ésta se utilizó como un medio de comparación entre dos respuestas en frecuencia medidas.



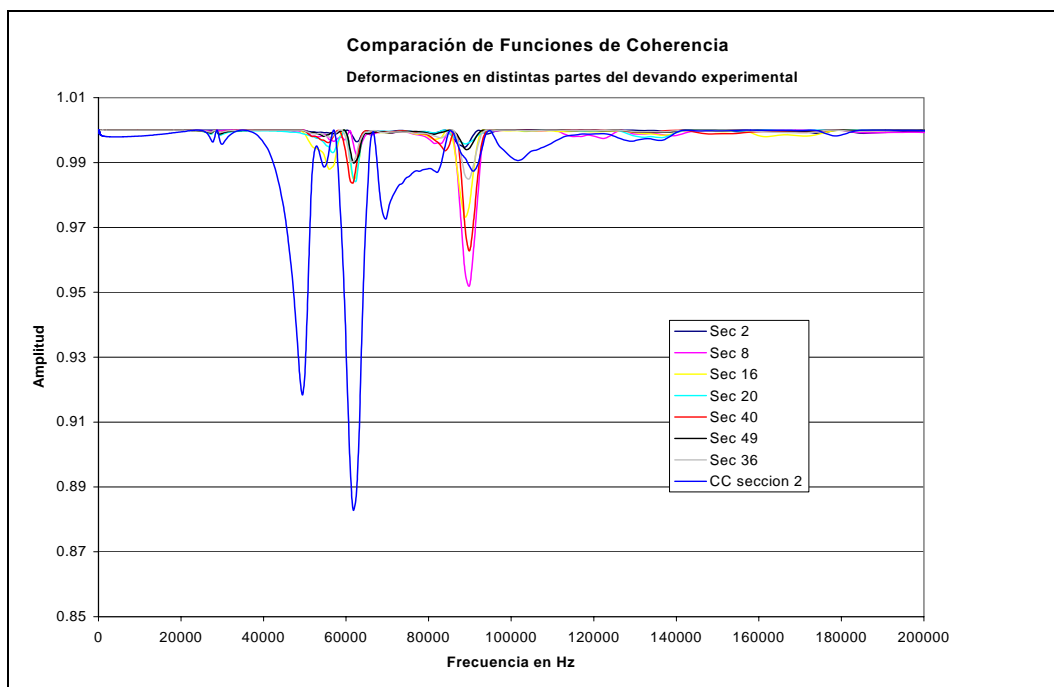
**Figura 4.22** Comparación de funciones de transferencia medidas para deformaciones en diferentes zonas del devanado hasta una frecuencia de 2 MHz.

La figura 4.23 muestra las funciones de coherencia calculadas para las curvas de la figura 4.22 en un rango hasta los 200 KHz. En esta misma gráfica se incluye el caso de un corto circuito localizado en la sección 2 para demostrar que el corto circuito provoca un cambio mayor en la función de transferencia (manifestando esto como una disminución mayor de la función de coherencia en ciertas zonas).

Es posible observar que todas las deformaciones, independientemente de su posición dentro del devanado, provocan cambios en la función de transferencia en ciertos rangos de frecuencia determinados. En la Tabla 4.2 se muestra el valor mínimo de la función de coherencia (para los rangos de frecuencia seleccionados) donde la función presentó mayor variación en el rango hasta 200 KHz.

**Tabla 4.2.** Valor mínimo de la función de coherencia para distintas deformaciones en el devanado en los rangos de frecuencia indicados.

Sección deformada	59 – 65 KHZ	86-92 KHZ
2	0.9965	0.9947
8	0.9921	0.9519
16	0.9856	0.9731
20	0.9842	0.9957
36	0.9900	0.9850
40	0.9837	0.9627
49	0.9900	0.9943

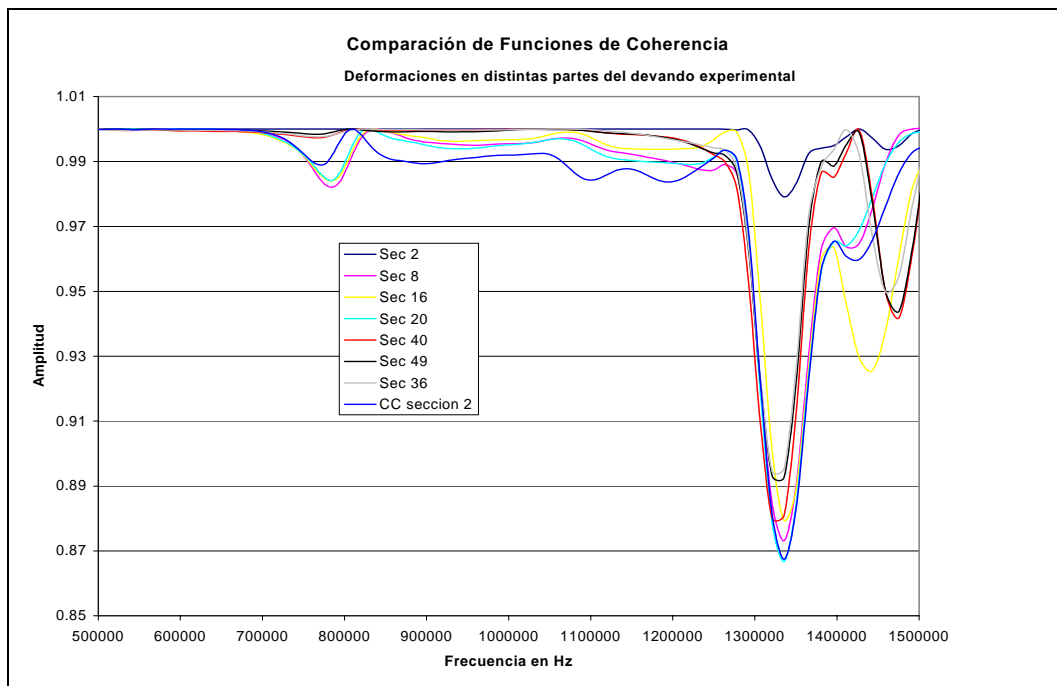


**Figura 4.23.** Función de coherencia calculada para cada caso de deformación mostrado en la figura 4.22 hasta una frecuencia de 200 KHz. Se muestra además la función de coherencia para el caso de un cortocircuito en la sección 2 del devanado.

La figura 4.24 muestra las funciones de coherencia para los rangos de frecuencia entre 500 KHz y 1.5 MHz. Los valores mínimos en dos rangos de frecuencia seleccionados se presentan en la Tabla 4.3.

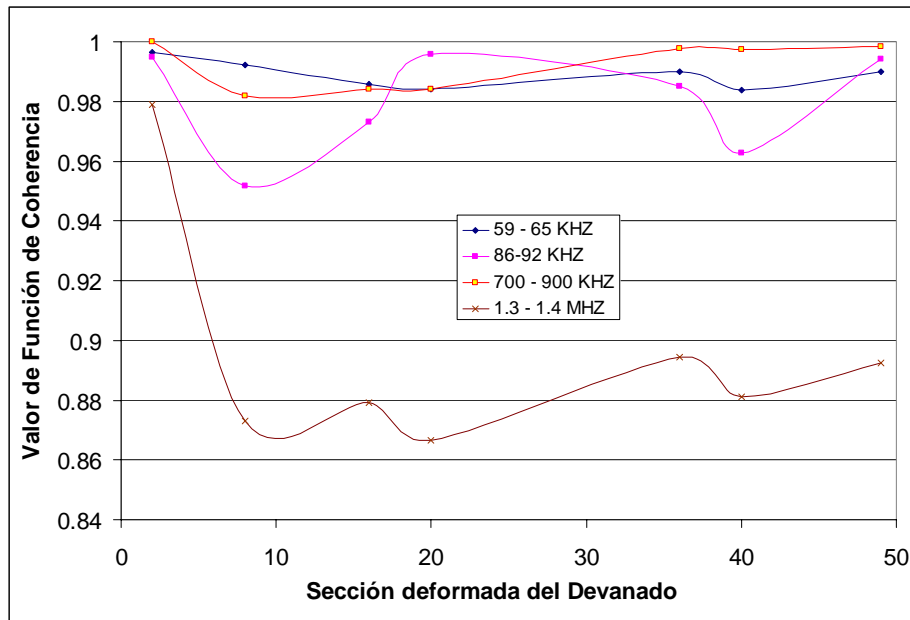
**Tabla 4.3** Valor mínimo de la función de coherencia para distintas deformaciones en el devanado en los rangos de frecuencia indicados.

Sección deformada	700 – 900 KHZ	1.3 – 1.4 MHZ
2	0.9999	0.9791
8	0.9820	0.8731
16	0.9842	0.8793
20	0.9842	0.8667
36	0.9976	0.8944
40	0.9973	0.8810
49	0.9983	0.8926



**Figura 4.24** Función de coherencia calculada para cada caso de deformación mostrado en la figura 4.22 en un rango de 500 KHz a 1.5 MHz. Se muestra además la función de coherencia para el caso de un corto-circuito en la sección 2 del devanado.

Los resultados conjuntos de las tablas 4.2 y 4.3 se presentan en la figura 4.25 donde nuevamente se demuestra que a frecuencias altas es más notable el efecto de las deformaciones.



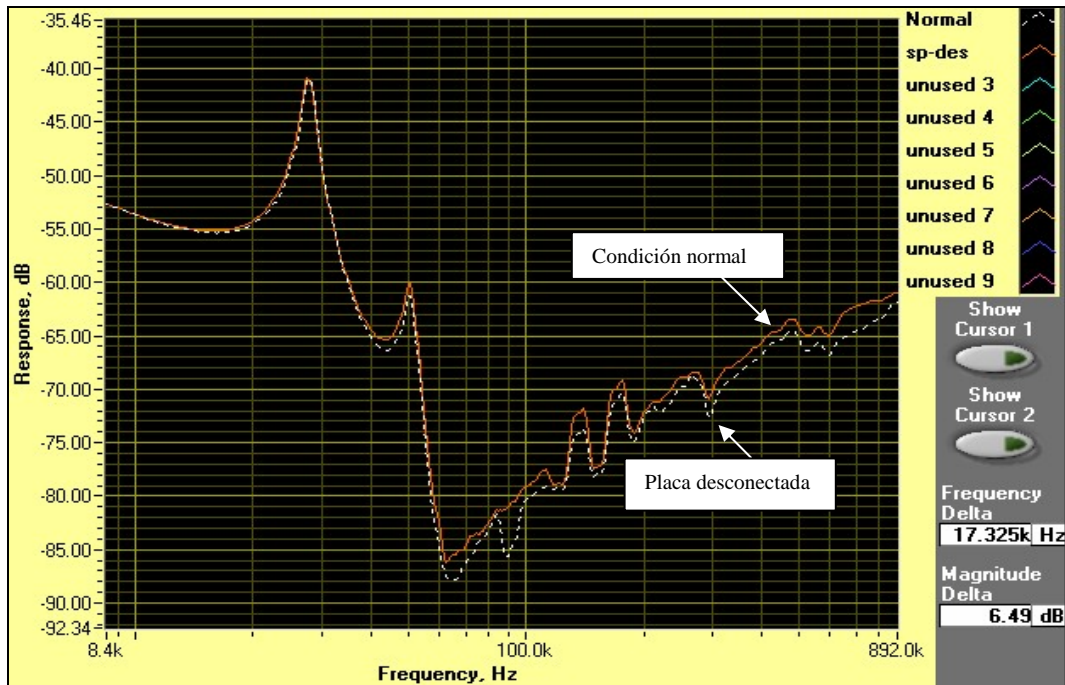
**Figura 4.25.** Valores mínimos de la función de coherencia calculados a distintos rangos de frecuencia (valores de las tablas 4.2 y 4.3.)

De los resultados de esta investigación se concluye que aunque no existe una relación aparente entre el valor mínimo de la función de coherencia y la localización de la deformación en el devanado; independientemente de la localización de la deformación, éstas se manifiestan en rangos de frecuencia específicos, que corresponden con las frecuencias de resonancia del devanado (cruce por cero en las gráficas de fase contra frecuencia). Esto resalta la importancia de revisar cuidadosamente la amplitud y frecuencia de las resonancias durante el diagnóstico.

#### 4.2.3.4 Desconexión de la placa estática.

Casos de fallas eléctricas, como la falta de conexión de la placa estática, también pueden ser detectados si se cuenta con información de referencia (es decir mediciones anteriores en condiciones en que se sabe que el equipo no tiene ningún problema). La figura 4.26 muestra los resultados obtenidos durante esta medición simulada.





**Figura 4.26.** Comparación de funciones de transferencia cuando el devanado tiene desconectada la placa estática y la condición normal.

### 4.3. Ejemplos de casos medidos de FRA con M5100.

#### 4.3.1. Efectos del aceite en la función de transferencia.

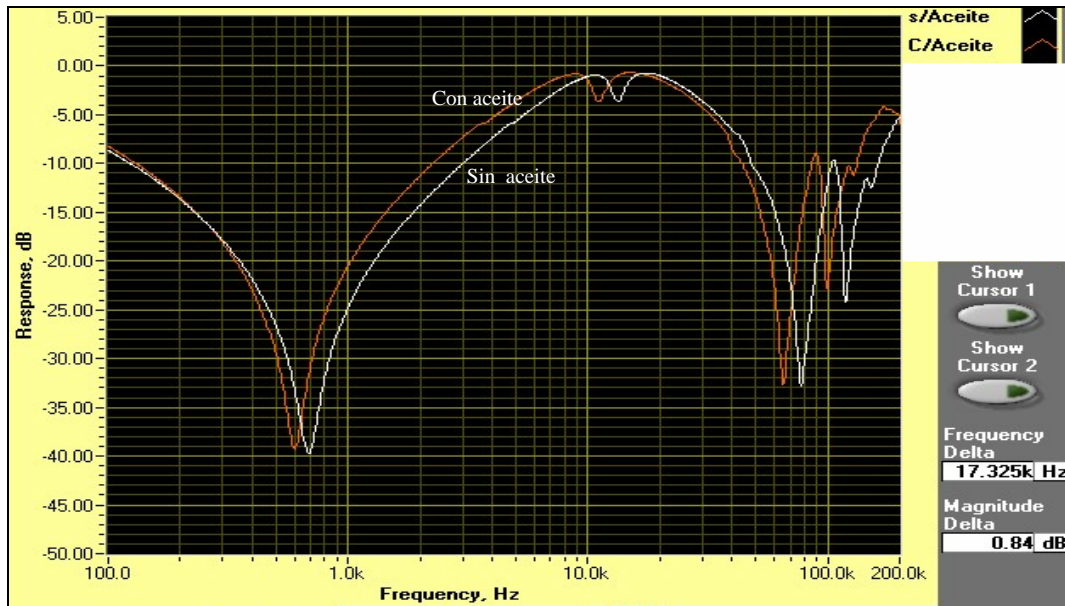
Puesto que el devanado experimental utilizado se encontraba sin núcleo magnético y en aire (solamente el asilamiento se encontraba impregnado con aceite) se realizó una investigación experimental (utilizando algunos transformadores de potencia disponibles) de los efectos del aceite en la respuesta en frecuencia. En la figura 4.27 se presenta la respuesta en frecuencia en un transformador de 500 MVA, 525 kV para condiciones en las que la unidad está llena de aceite y cuando se encuentra vacío. Nótese que el aceite por tener una permitividad eléctrica diferente a la del aire ( $\sim 2$  veces mayor) produce un cambio constante en las capacitancias y por consiguiente las resonancias se desplazan de una manera prácticamente uniforme en todo el rango de frecuencias.

#### 4.3.2. Influencia del núcleo en la función de transferencia.

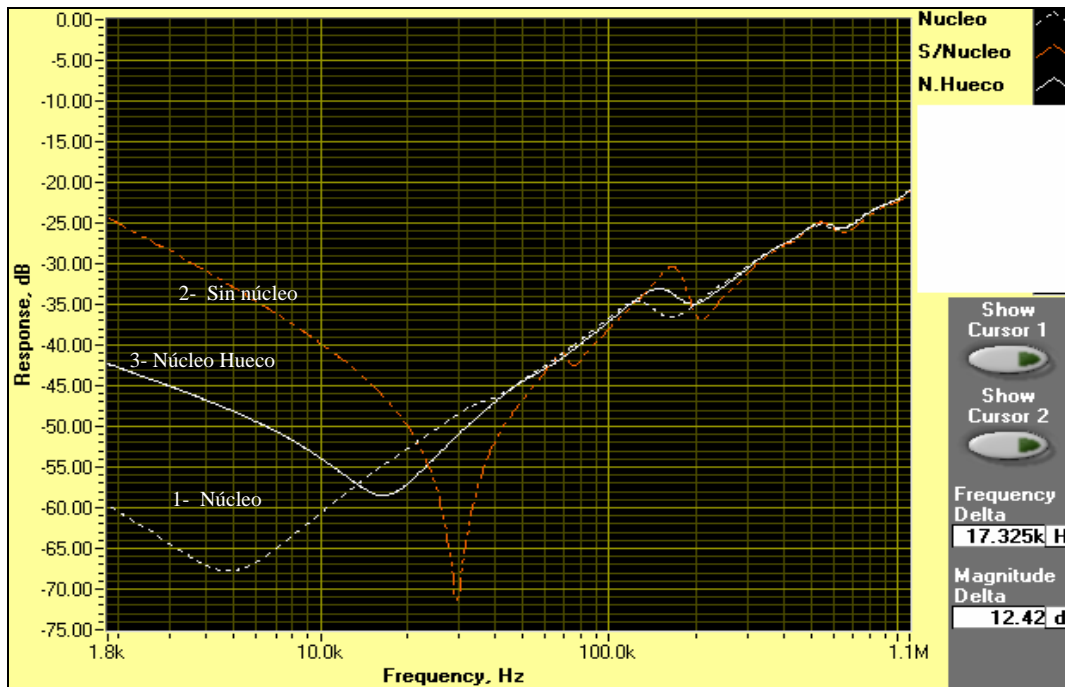
Para observar los efectos del núcleo magnético en la respuesta se implementó un pequeño reactor en cual fuese posible remover el núcleo magnético. Tres casos fueron analizados: Primero con núcleo magnético en su lugar, luego retirando el núcleo magnético, y en tercer lugar con núcleo hueco. Esto último con el objeto de mantener las capacitancias lo más semejante a las del primer caso.

Los resultados se muestran en la figura 4.28 donde se aprecia que la similitud (es decir, donde el núcleo deja de tener influencia) entre las respuestas, es prácticamente perfecta

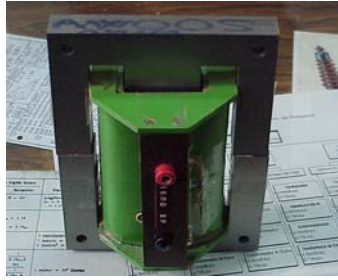
después de los 300 kHz entre los tres casos; y después de los 200 kHz para los casos 1 y 3. En este punto, los casos 1 y 3 son los más representativos debido a la forma en la que se realizaron las pruebas con la bobina.



**Figura 4.27.** Comparación de funciones de transferencia con y sin aceite en un Transformador de Potencia de 500 MVA, 525kV



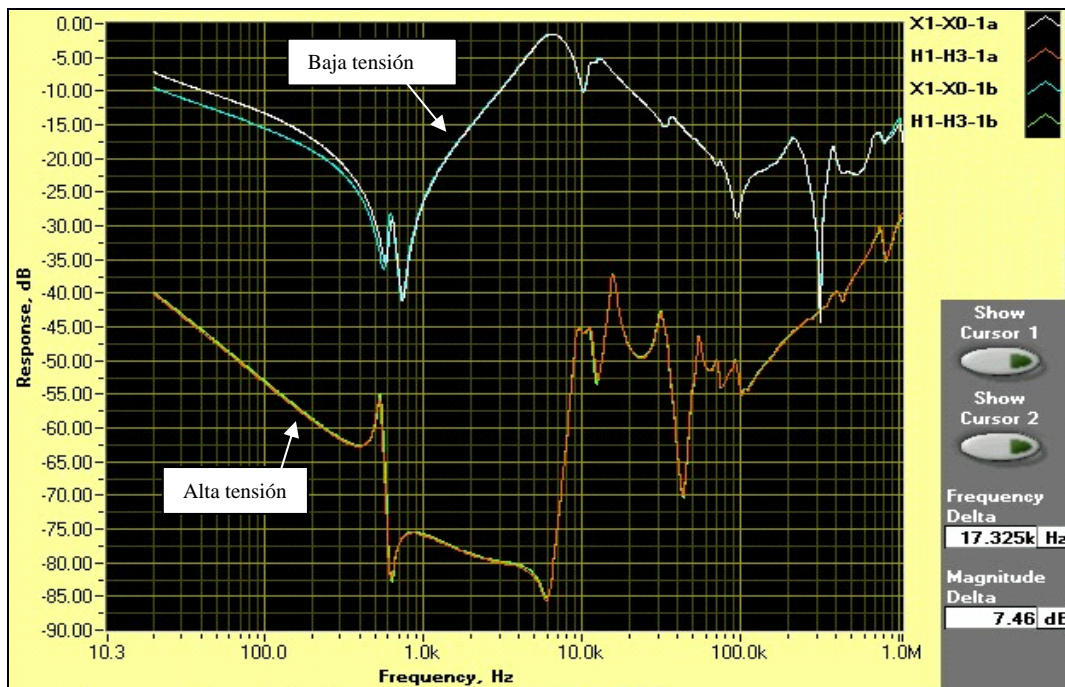
(a)



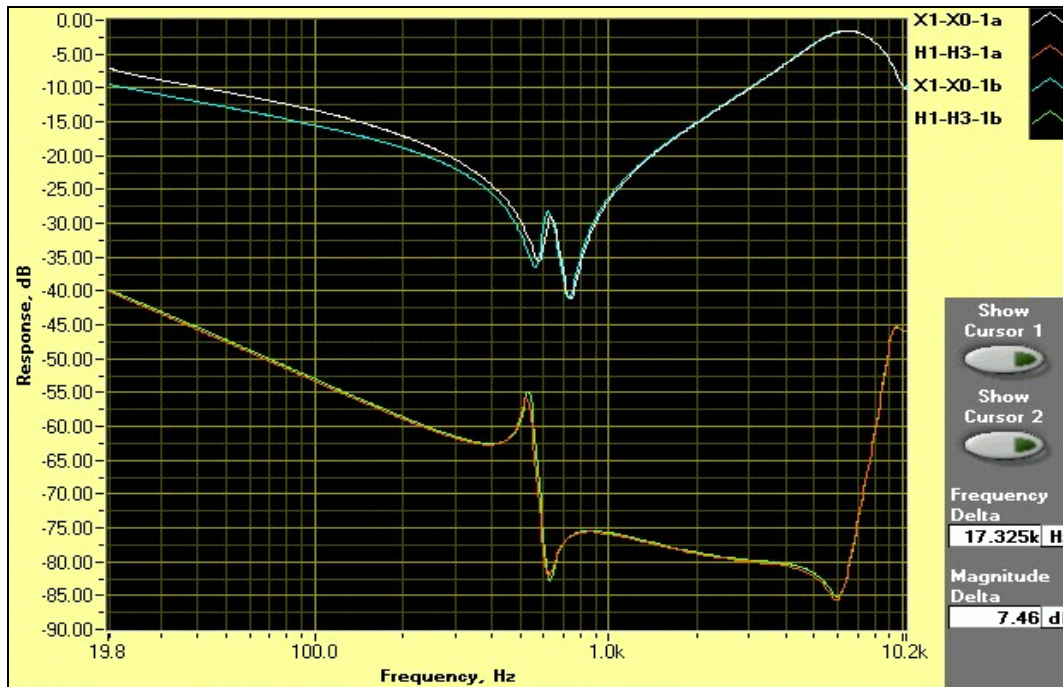
(b)

**Figura 4.28.** (a) Comparación de funciones de transferencia con núcleo, sin núcleo y con núcleo hueco en un reactor pequeño. (b) Reactor con núcleo removible

Aunque los resultados con el reactor pequeño no se pueden generalizar para cualquier transformador, si se puede decir que a frecuencias bajas (<1 KHz) el núcleo magnético juega un papel primordial determinando la forma de la función de transferencia medida. Durante el diagnostico de FRA es muy importante tomar en cuenta este punto, ya que es muy común encontrar que la respuesta de un mismo transformador se modifiquen apreciablemente a frecuencia bajas por la sola influencia de la magnetización remanente al momento de realizar la prueba [36]. Este fenómeno fue comprobado al realizar la medición en un transformador bajo dos diferentes condiciones de magnetización en el núcleo. Los resultados se observan en la figura 4.29. Observe que para este caso la influencia es mayor cuando el transformador se mide por el devanado de baja tensión (X1-X0) a frecuencias menores de 1 KHz se observan ciertas diferencias en las respuestas en frecuencia.



(a)



(b)

**Figura 4.29.** Comparación de funciones de transferencia en un transformador con niveles distintos de magnetización en el núcleo, en (a) se muestran las respuestas de alta tensión (H1-H3) y baja tensión (X1-X0) en un rango de frecuencia hasta 1 MHz. En (b) se muestra la misma gráfica en un rango hasta 10 kHz.

La influencia del núcleo en función de la frecuencia está determinada en gran parte por el fenómeno de profundidad de penetración de campo dado por la ecuación. (4.1). Como lo demuestra esta ecuación a frecuencias altas el campo magnético no penetra el núcleo y éste se comporta similar a un blindaje aterrizado.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (4.1)$$

Donde:

- $\delta$  = Profundidad de penetración (m)
- $\omega$  = Frecuencia angular =  $2\pi f$  (rad/seg)
- $\mu$  = Permeabilidad del material. (H/m)
- $\rho$  = Resistividad ( $\Omega$ -m)

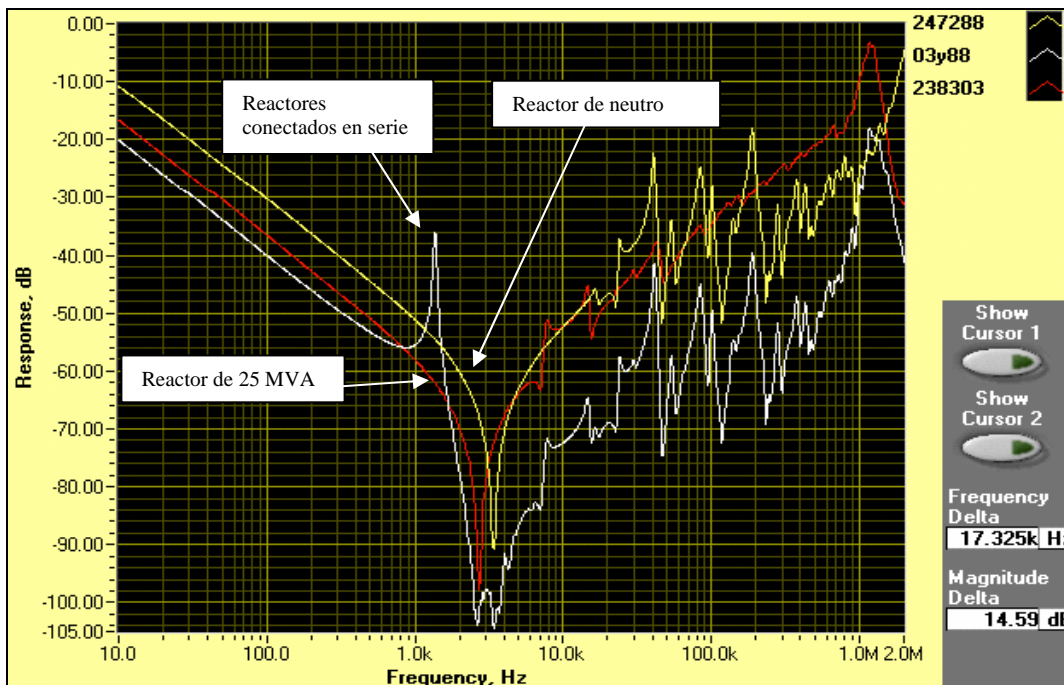
Una verificación adicional de la influencia del núcleo en la respuesta en frecuencia se muestra en la sección 4.3.5 con las mediciones en circuito abierto y en corto circuito.

### 4.3.3. Respuesta en frecuencia de equipos interconectados.

En casos en los que dos o más equipos se encuentran interconectados, las características en frecuencia individuales resultan muy difíciles de separar si ambos fueron medidos en

conjunto. Como ejemplo se presenta la figura 4.30 en donde se observa la respuesta en frecuencia de un reactor de potencia en derivación medido en conjunto con su correspondiente reactor de neutro. También se muestran las correspondientes respuestas en frecuencia de cada equipo por separado.

Aunque es posible visualizar en la respuesta de los dos equipos conectados algunas resonancias que son características de cada equipo, en general no existe forma simple en la que se puedan comparar las respuestas individuales con la respuesta de los dos conectados en serie. Esto justifica el por que es muy importante que un objeto de prueba sea probado lo mas independiente posible.

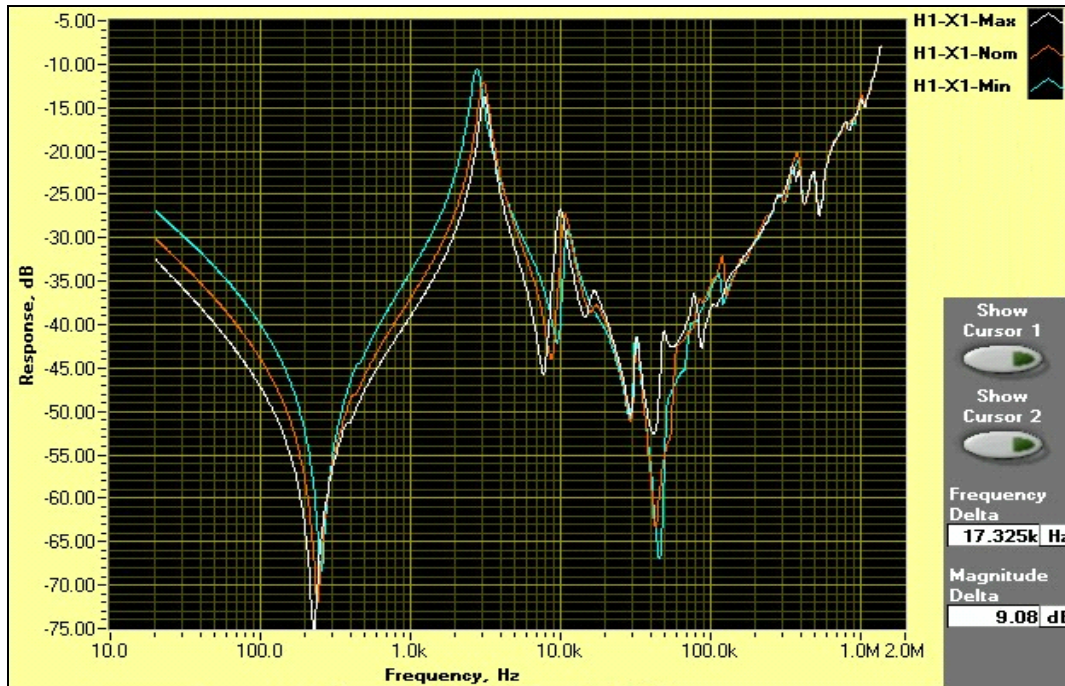


**Figura 4.30.** Medición de respuesta en frecuencia de un reactor de potencia en derivación y su correspondiente reactor de neutro.

#### 4.3.4. Efecto de diferentes posiciones del cambiador de derivaciones.

Los transformadores normalmente son equipados con cambiadores de derivaciones para poder regular su voltaje de salida, básicamente pueden existir 2 tipos fundamentales: Los cambiadores de operación sin carga, en los cuales para realizar el cambio de posición es necesario que el transformador se encuentre desenergizado y los cambiadores de operación bajo carga, en los cuales los cambios de posición pueden ajustarse con el transformador en operación. La posición en la que se encuentre el cambiador en el momento de realizar la prueba es de suma importancia y siempre deberá ser tomada en cuenta para pruebas posteriores ya que como se muestra en la figura 4.31 la respuesta varía significativamente en función de la posición del cambiador.

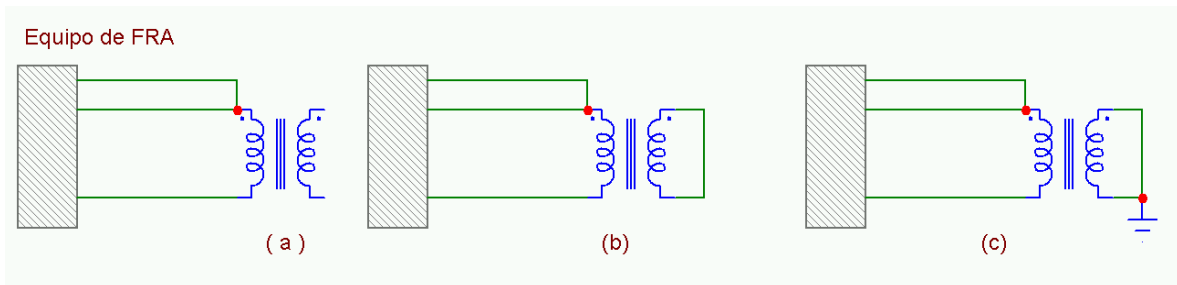
En los cambiadores de derivaciones bajo carga, es común contar con interruptores de inversión para lograr la regulación por arriba y por debajo de la tensión nominal. El sentido que lleva el cambiador cuando se ajusta hacia la posición nominal también debe considerarse. Es decir; cuando se realiza la medición en la posición nominal (típicamente la posición central) debe tomarse en cuenta como se llegó hasta esta posición, si desde la posición de máximas vueltas ó desde la posición de mínimas vueltas, para que en mediciones posteriores se realice de la misma forma.



**Figura 4.31.** Medición de respuesta en frecuencia en un transformador en 3 diferentes posiciones del cambiador de derivaciones (máxima, nominal y mínima)

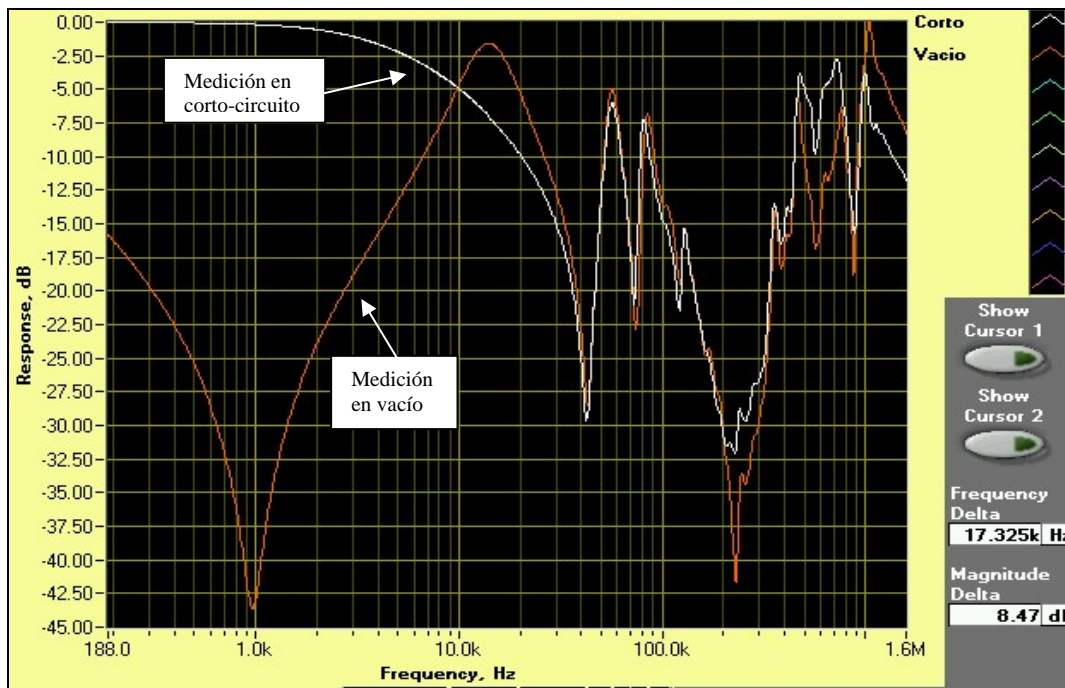
#### 4.3.5. Comparación entre mediciones en circuito abierto y corto circuito.

Como se mencionó en capítulo 2 la forma de conectar los devanados para las pruebas de FRA puede variar; las configuraciones típicas se muestran en la figura 4.32 para la medición del devanado de alta tensión de un transformador monofásico.

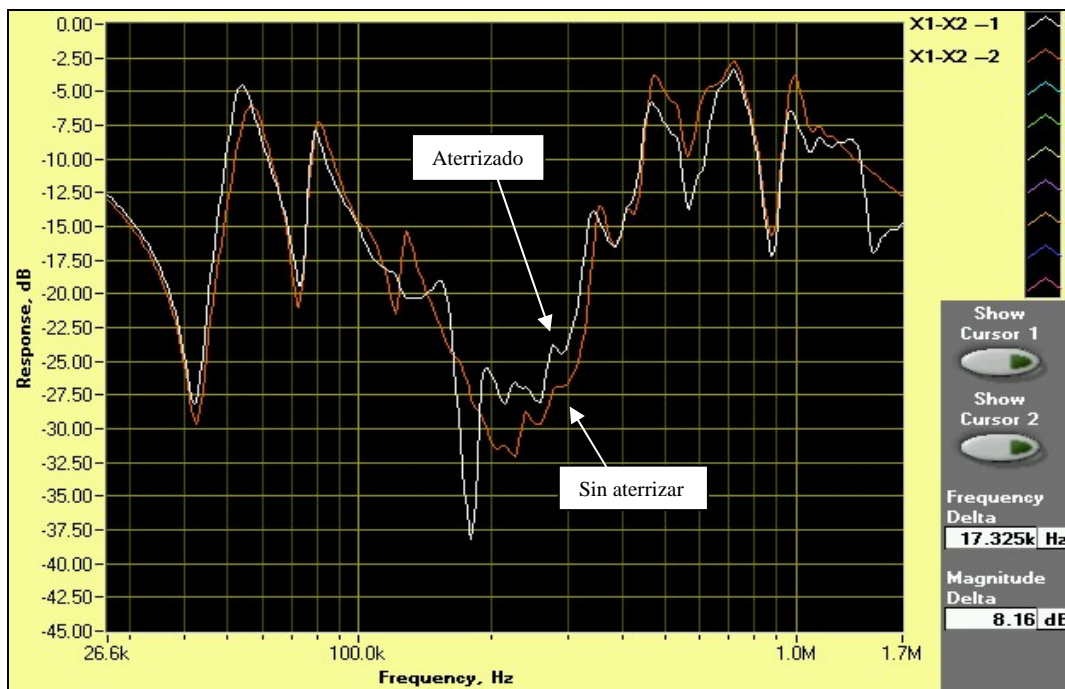


**Figura 4.32.** Posibles formas de medir la respuesta en frecuencia en un transformador con 2 devanados. (a) Medición con el secundario en vacío, (b) medición con el secundario en corto circuito, (c) medición con el secundario en corto circuito y aterrizado

La figura 4.33(a) muestra las mediciones en un transformador comparando las respuestas con el secundario en vacío y luego en corto circuito. También se muestra la comparación entre respuestas con el devanado secundario aterrizado y sin aterrizar; ver figura 4.33(b).



(a)

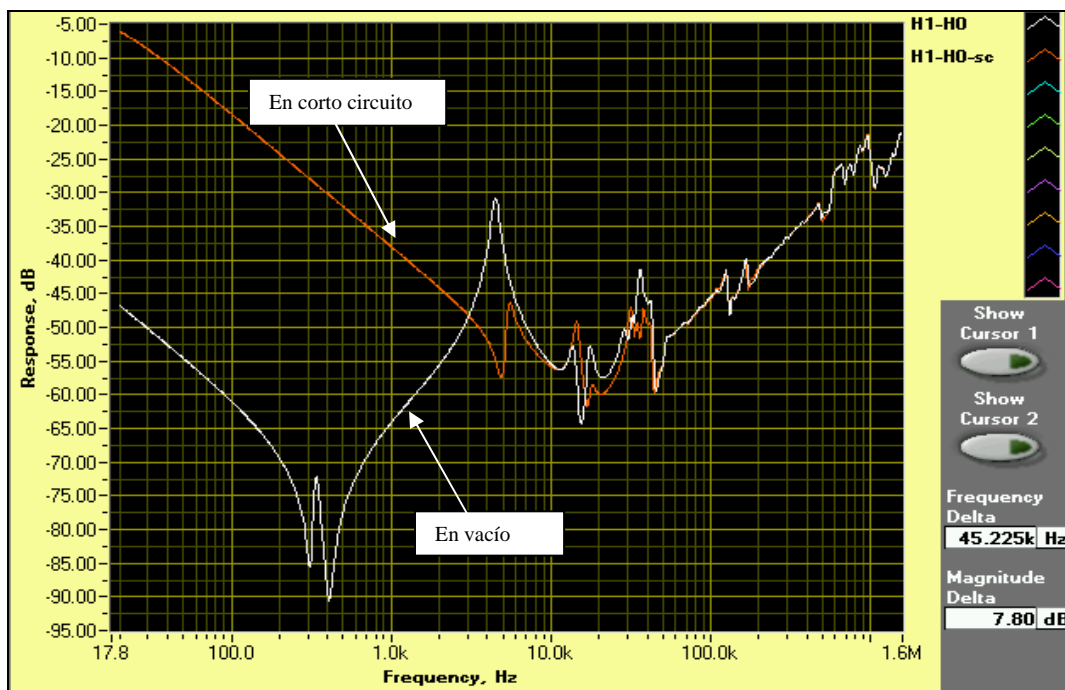


(b)

**Figura 4.33.** (a) Comparación entre la medición con el secundario cortocircuitado y en circuito abierto, (b) comparación entre la medición con el secundario en corto circuito aterrizado (X1-X2-1) y en corto circuito sin aterrizar (X1-X2-2).

De la figura 4.33(a) es posible observar que a frecuencias mayores de 50 KHz las respuestas comienzan a ser muy similares. Esto sucede así debido a que cuando el devanado secundario se encuentra abierto (el transformador en vacío) y la frecuencia de excitación es baja, el núcleo juega un papel primordial en la respuesta, pues gran cantidad de flujo magnético está dentro de él. A frecuencias mayores el núcleo actúa como un blindaje magnético provocando que el flujo sea principalmente flujo disperso en los devanados de la misma forma que cuando el devanado secundario se encuentra cortocircuitado. Cabe mencionar que aunque las respuestas tienden a ser similares, normalmente no llegan a ser idénticas debido principalmente a la influencia del conductor utilizado para cortocircuitar el secundario durante la medición. La figura 4.33(b) demuestra que la respuesta medida es diferente si el secundario es puesto además a tierra.

En la figura 4.34 se observa la medición realizada en otro transformador del lado de alta tensión. Se compara la medición cuando el secundario es puesto a corto circuito y cuando se encuentra en circuito abierto. En frecuencias menores a 50 KHz la participación del núcleo provoca que las respuestas sean muy diferentes; a frecuencia arriba de los 50 KHz prácticamente no existe diferencia en las respuestas.



**Figura 4.34.** Comparación entre la medición con el secundario cortocircuitado (H1-H0-sc) y en circuito abierto (H1-H0).

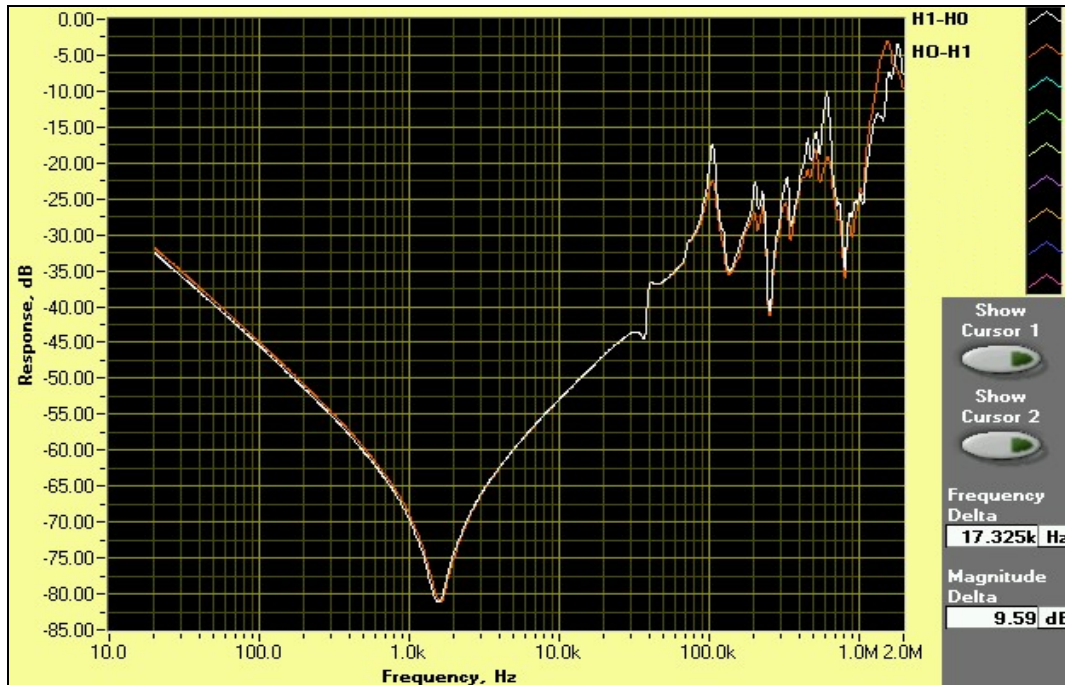
#### 4.3.6 Intercambio de cables de medición

Diferencias en las respuestas medidas pueden encontrarse cuando la señal de excitación se aplica por diferentes boquillas en el mismo devanado. Esto se observa en la figura 4.35 en donde se tiene la respuesta en frecuencia de un transformador medida primero conectando los cables de referencia y medición (ver figura 2.10) a la boquilla H1 y



el cable de medición a la boquilla H0 y posteriormente midiendo el mismo equipo e invirtiendo las conexión entre boquillas.

Esta diferencia en las respuestas es más notoria a frecuencia altas y más visible cuando las 2 boquillas del transformador son muy diferentes entre sí, lo cual sucede con las terminales de alta tensión de un transformador monofásico con conexión en banco trifásico en estrella.



**Figura 4.35.** Comparación entre la medición invirtiendo las conexión del equipo, primero aplicando las señales de la fuente y referencia a la terminal H1 y midiendo por H0 y posteriormente invirtiendo la conexión de los cables.

#### 4.3.7. Comparación de respuestas entre fases de un transformador trifásico y entre unidades gemelas.

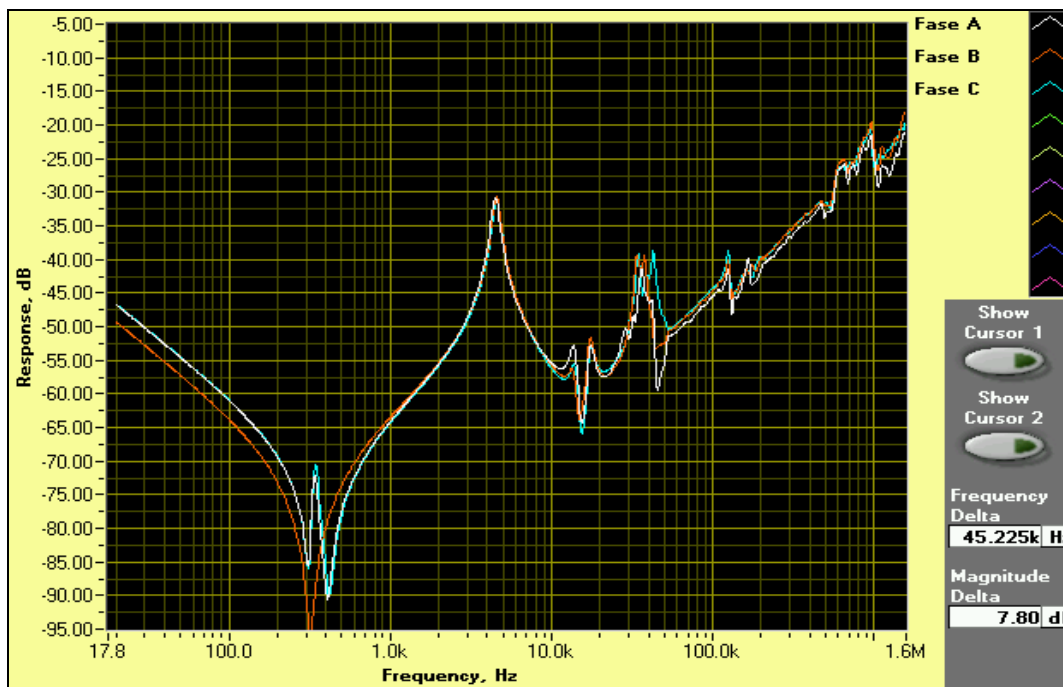
En situaciones en donde no se dispone de datos de referencia (huella digital) para realizar el diagnóstico, normalmente se recurre a la comparación entre fases del mismo transformador ó el uso de la respuesta en un transformador idéntico (unidad gemela). Las comparaciones utilizando cualquiera de las dos situaciones anteriormente mencionadas deben hacerse con sumo cuidado, ya que es común que las tres fases de un transformador trifásico no sean exactamente iguales debido a variaciones propias del diseño del transformador. Y en el caso de unidades gemelas, las tolerancias de manufactura pueden provocar también ciertas diferencias entre sus respuestas. A continuación se presenta un ejemplo mostrando esta situación.

En la figura 4.36 se muestra la respuesta medida desde el devanado de alta tensión en las fases de un transformador trifásico móvil de 45 MVA. Se observa que las diferencias entre las fases son notables a frecuencia menores de 1 KHz y en el rango entre 20 y 50 KHz. Las diferencias en las respuestas en frecuencias menores a 1 KHz son debidas a los efectos del núcleo magnético, como se mencionó en la sección 4.3.2. Por otra parte, las diferencias

en el rango de 20 a 50 KHz indican que las fases no son exactamente iguales. Esta situación podría llegar a confundirse con el hecho de que una de las fases tuviese un problema (por ejemplo la fase C, que es la que mas diferencia presenta respecto a las otras); sin embargo, después de comparar la respuesta contra las obtenidas en una unidad gemela, se comprueba que estas diferencias son normales y también se presentan en los otros transformadores. Con esto se concluye que en realidad las diferencias dependen del diseño propio del transformador y son normales (ver figura 4.37).

En la figura 4.37 se observa que las curvas de la Fase C de dos unidades gemelas no son completamente iguales pero si siguen prácticamente el mismo comportamiento. Las pequeñas diferencias entre las curvas son principalmente atribuidas a cambios debidos a las tolerancias de manufactura de los transformadores.

De lo anterior se concluye que si es posible utilizar unidades gemelas y comparación entre fases cuando no se dispone de datos previos de los equipos, sin embargo es necesario reconocer que muy difícilmente las respuestas entre fases ó unidades gemelas serán completamente idénticas y lo más recomendable es realizar la comparación contra referencias medidas en la misma unidad.



**Figura 4.36.** Comparación de las respuestas en frecuencia entre las tres fases de un mismo transformador trifásico de potencia.

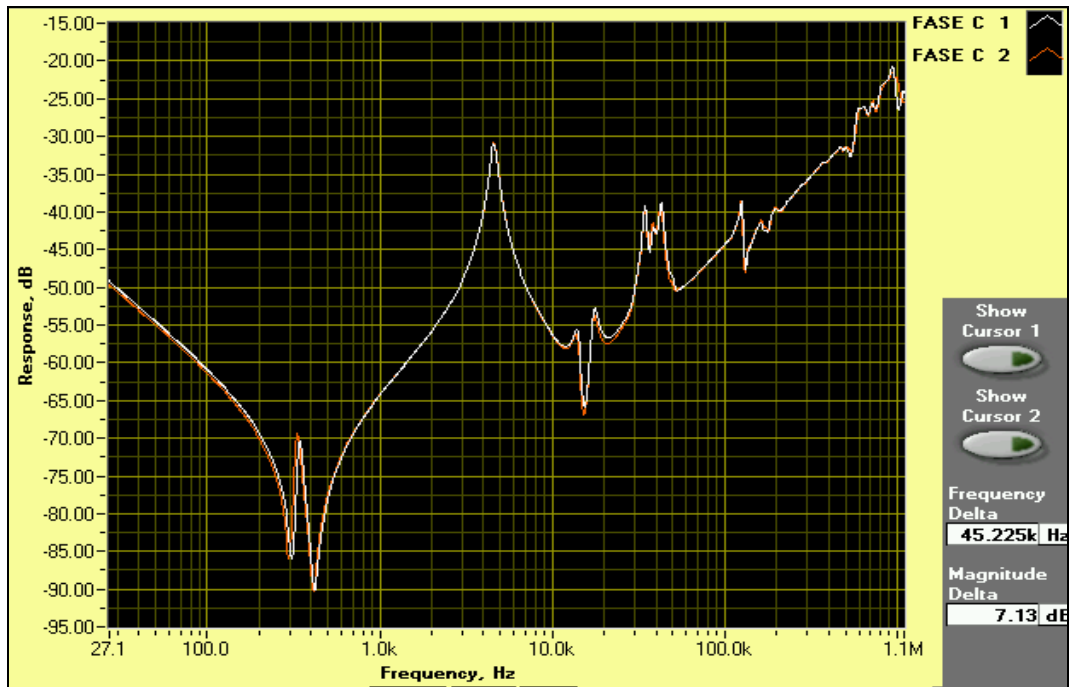


Figura 4.37. Comparación de la respuesta en frecuencia de la fase C en dos unidades gemelas.



# CAPITULO 5

## Resultados de las Simulaciones con Circuitos Equivalentes

En el presente capítulo se incluyen los resultados de las simulaciones con circuitos equivalentes para el devanado experimental. Se incluye un circuito equivalente construido a partir de datos medidos y otro calculado a partir de las dimensiones físicas del devanado.

### 5.1. Simulación del modelo construido a partir del análisis modal experimental.

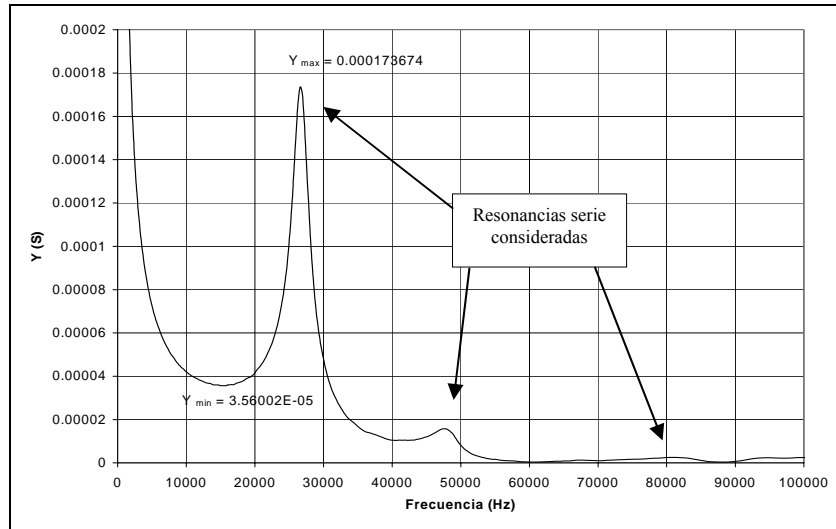
#### 5.1.1 Cálculo de parámetros del modelo

De acuerdo con la teoría descrita en la sección 3.6, se desarrolló un modelo para el devanado experimental utilizando los datos de la curva de respuesta en frecuencia medida con el instrumento M5100 [15].

No obstante, observando la ecuación (2.2) es posible notar la participación del resistor de  $50\Omega$  ( $R_{shunt}$ ) en la función de transferencia medida. Despejando de la ecuación (2.2) a  $Z(f)$  y sabiendo que la admitancia del devanado  $Y(f)$  es igual al inverso de la impedancia ( $1/Z(f)$ ), se obtuvo la gráfica de la admitancia de entrada del devanado experimental mostrada en la figura 5.1.

Tomado como referencia la curva de la figura 5.1 y considerando por el momento únicamente la primera resonancia serie, tenemos los siguientes datos:

$$\begin{aligned}f_{res} &= 26615 \text{ Hz} \\ \Delta f &= 1800 \text{ Hz} \\ Y_{max} &= 0.0001736 \text{ S}\end{aligned}$$



**Figura 5.1.** Curva de admittance de entrada del devanado experimental. Las unidades de la admittance están en siemens (S)

Al aplicar las ecuaciones (3.21) a (3.24) con los datos anteriores, se obtuvieron los primeros parámetros del circuito equivalente:

$$Q = 14.8 ; \quad R_l = 5760 \Omega ; \quad C_l = 70.2 \text{ pF} ; \quad L_l = 509 \text{ mH.}$$

Posteriormente, este mismo procedimiento se repitió con las demás frecuencias de resonancia serie hasta formar el circuito equivalente mostrado en la figura 5.2. Los valores considerados para el cálculo se muestran en la tabla 5.1 así como los parámetros del circuito equivalente. Para este caso solo se consideró hasta la tercera resonancia serie medida (ver tabla 5.1).

**Tabla 5.1.** Valores considerados para el cálculo del circuito equivalente

	1ª Resonancia	2ª Resonancia	3ª Resonancia	Resonancia Paralelo
Valores tomados del figura 5.1				
$f_{res} \text{ (Hz)}$	26615	47800	80000	15309
$\Delta f \text{ (Hz)}$	1800	4748	13000	25000
$Y_{max} \text{ (S)}$	.0001736	1.57e-5	2.52e-6	3.56e-5
Parámetros del Circuito				
$R \text{ } [\Omega]$	5760	63694	397614	28089
$L \text{ [H]}$	0.509	2.135	4.8678	0.1788
$C \text{ [F]}$	70.2e-12	5.192e-12	0.813e-12	6.043e-10
$Q$	14.786	10.067	6.1538	0.61236

Los elementos  $R_o$ ,  $L_o$  y  $C_o$ , se calcularon en base a los datos medidos para la primera  $Y_{Min}$  de la figura 5.2 (admittancia mínima), aplicando de manera similar las ecuaciones 3.21 a 3.24.

Con el fin de compensar el efecto de la primer resonancia paralelo en frecuencias altas se agrego además una inductancia adicional “ $L_a$ ” en el modelo.

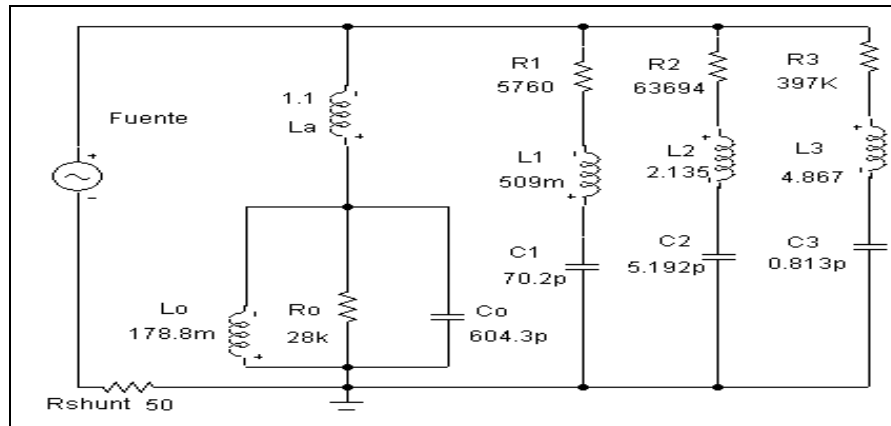


Figura 5.2. Circuito equivalente calculado para el devanado experimental.

### 5.1.2. Resultado de las simulaciones

Utilizando un programa comercial para simulación de circuitos eléctricos[56] se determino la respuesta en frecuencia para diferentes valores de  $R_{shunt}$  con el fin de valorar la sensibilidad de la función de transferencia ante diferentes configuraciones del circuito de medición (principalmente para estudiar el efecto de este resistor en la respuesta en frecuencia medida). Las curvas obtenidas en una simulación con dos valores de resistencia (50 y 10 ohms) se muestran en la figura 5.3, mientras que los valores medidos se muestran en las figuras 5.4 y 5.5.

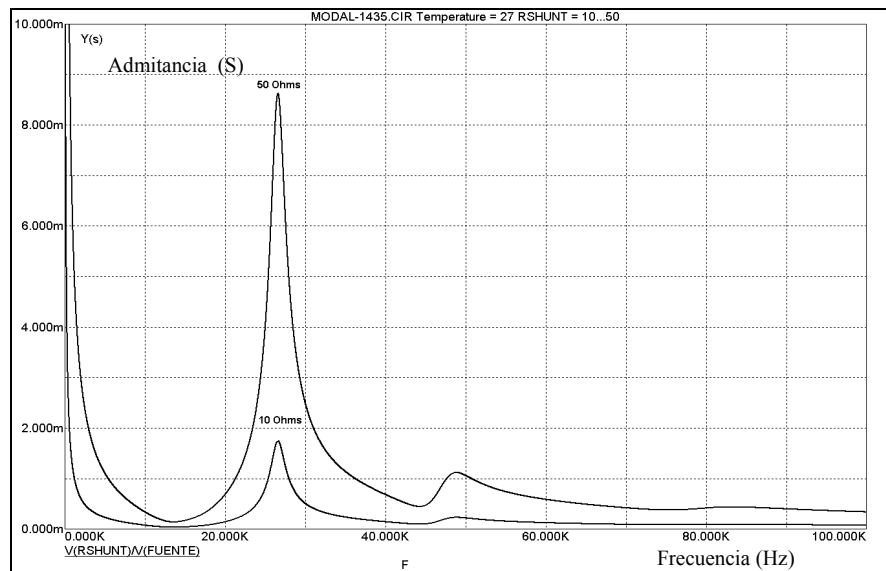
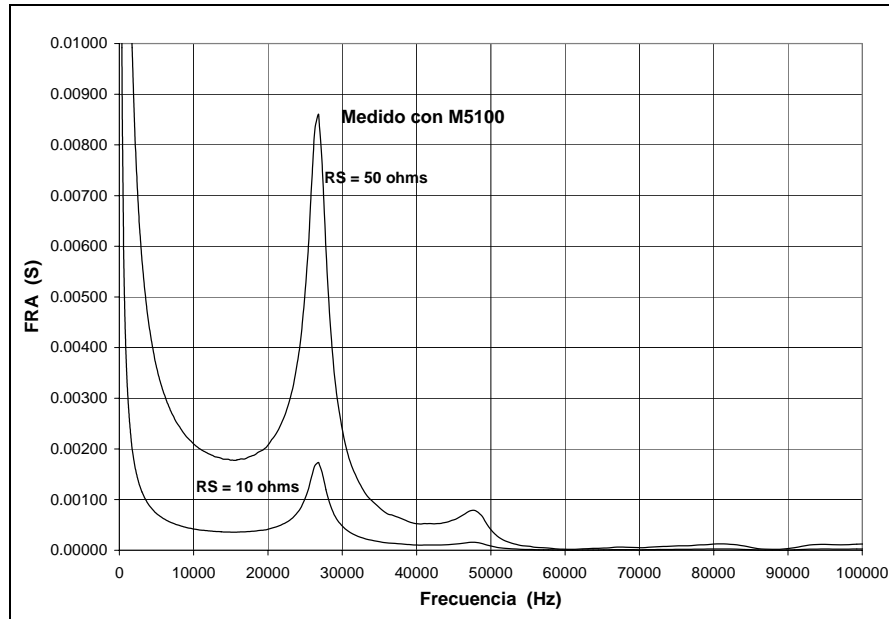
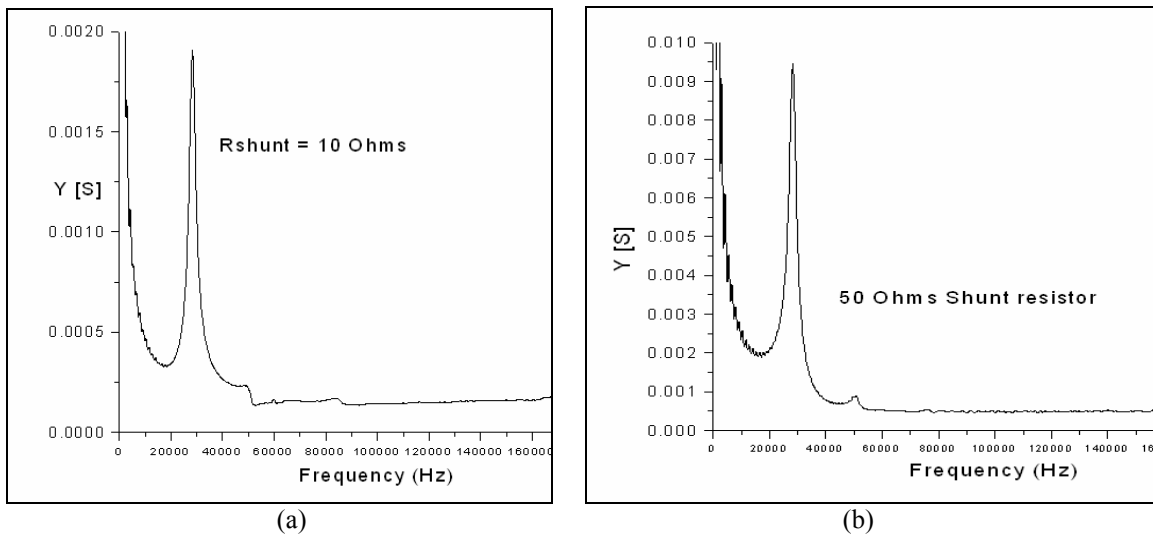


Figura 5.3. Respuestas en frecuencia calculadas para dos diferentes valores de resistencia en el circuito de medición; el primer pico de resonancia es de 8.7mS a una frecuencia de 26.7 KHz con una resistencia de 50  $\Omega$ , este pico cambia a un valor de 1.74 mS cuando la resistencia de medición tiene un valor de 10 $\Omega$ . Estas simulaciones corresponden con los valores medidos presentados en las figuras 5.4 y 5.5.



**Figura 5.4.** Respuesta en frecuencia medida utilizando el equipo M5100. La resistencia de medición tiene un valor fijo de 50  $\Omega$  y la primer resonancia tiene un valor pico de 8.7 mS a 26.6kHz. En la misma figura se muestra el valor calculado utilizando la ecuación (2.2) para el caso en que la resistencia fuese de 10  $\Omega$ .



**Figura 5.5** Respuestas en frecuencia del devanado experimental derivada de las mediciones de voltaje y corriente utilizando la técnica de Impulso de bajo voltaje descrita en el capítulo 2. En (a) la corriente se midió con un resistor de 10  $\Omega$  y el primer pico de resonancia es 1.9 mS a 28.2 KHz. En (b) la corriente se midió con una resistencia de 50  $\Omega$  y el primer pico es 9.5 mS a 28.3 KHz.

Esta técnica de representación modal de los devanados del transformador fue desarrollada por Glaninger[47] con el fin de proporcionar un modelo equivalente del transformador (para estudios transitorios) y usarlo en modelos completos del sistema eléctrico de potencia con programas como el EMTP (*Electromagnetic Transient Program*). El circuito presenta



la misma impedancia de entrada y salida que el devanado real, pero sus componentes no corresponden con las capacitancias e inductancias reales del devanado. Sin embargo, para propósitos de comparación de la función de transferencia, el circuito resulto muy útil. En primer lugar porque no fue necesario contar con datos de diseño del devanado y en segundo lugar el modelo es mucho más simple que los derivados a partir de las dimensiones físicas.

Esta misma técnica aplicada a un auto transformador de potencia es mostrada en el Apéndice E de este trabajo como una referencia de la aplicación del método en un transformador real.

### **5.1.3. Efecto del valor de resistencia $R_{shunt}$ en la medición.**

En base a los resultados medidos y las simulaciones se puede demostrar que el efecto de la resistencia de medición ( $R_{shunt}$ ) en el circuito de pruebas esta directamente relacionado con el amortiguamiento de las resonancias. El efecto de una resistencia mayor es básicamente incrementar el amortiguamiento, dicho incremento tiende a enmascarar (desaparecer) algunas resonancias de orden mayor como se aprecia en las figura 5.5(a) y 5.5(b). En la literatura se recomienda que esta resistencia sea lo suficientemente pequeña ( $\sim 10\Omega$ ) para aumentar la sensibilidad a mayores frecuencias con el fin de detectar deformaciones menores [26]. Sin embargo, en instrumentos como el M5100 el valor de resistencia incluido ( $50\Omega$ ) es igual a la impedancia característica de los cables de medición para evitar efectos de reflexión de onda durante las mediciones y de esta forma eliminar el efecto de los cables a altas frecuencias. Actualmente, la práctica común es utilizar este valor de resistencia entre 50 y 75  $\Omega$  dependiendo de la impedancia característica de los cables de medición usados [11].

Este resistor de medición es el responsable principal de que se presenten diferencias entre las funciones de transferencia medidas durante las pruebas de impulso en transformadores y las medidas con impulsos de bajo voltaje o equipos de barrido en frecuencia en el análisis de respuesta en frecuencia. Un estudio adicional se llevo a cabo para encontrar la correspondencia entre estas dos funciones de transferencia medidas y los resultados obtenidos se presentan en el anexo F de este trabajo.

## **5.2. Simulación a partir del circuito equivalente de parámetros concentrados.**

Aunque se obtuvo una buena correlación entre las mediciones y la simulación utilizando el método anterior, esta técnica de modelado solamente permite obtener un circuito equivalente que no guarda mucha relación con los parámetros internos del transformador, es decir, los parámetros calculados no guardan una relación directa con la geometría interna del equipo. Para poder correlacionar los cambios en la geometría interna con las variaciones en la función de transferencia medida es necesario construir un modelo a partir de las dimensiones físicas de los devanados. Estos modelos son complejos y la desventaja principal es que se requiere contar con todos los datos de diseño del transformador, lo cual en el mayor número de situaciones no es posible. Sin embargo, esta situación nos demuestra la importancia de que los fabricantes de transformadores estén involucrados en los procesos de diagnostico por FRA. A continuación se presentan los

resultados obtenidos después de realizar simulaciones con el circuito de parámetros concentrados desarrollado para el devanado experimental que fue descrito en el capítulo 3.

### 5.2.1 Cálculo de parámetros

El modelo desarrollado considera que las inductancias permanecen constantes en el rango de frecuencia de estudio y solamente se considera la dependencia en frecuencia de las resistencias. Esto puede considerarse válido debido principalmente a que el devanado experimental utilizado no contaba con un núcleo magnético y además se ha demostrado en trabajos anteriores [48] que esta simplificación arroja resultados satisfactorios. El efecto de la conductancia  $G_d$  (figura 3.1) es también despreciado del modelo debido a los niveles de voltaje tan bajos ( $\cong 10V$ ) que se manejan durante las mediciones de análisis de respuesta en frecuencia (FRA).

#### 5.2.1.1. Calculo de resistencia

La figura 5.6 muestra la resistencia del conductor calculada en función de la frecuencia considerando tanto el efecto piel como el efecto de proximidad sobre un conductor del devanado. Para cada uno de estos casos, fue necesario construir un modelo separado. De la figura 5.6 es posible verificar el comportamiento no lineal de la resistencia en función de la frecuencia.

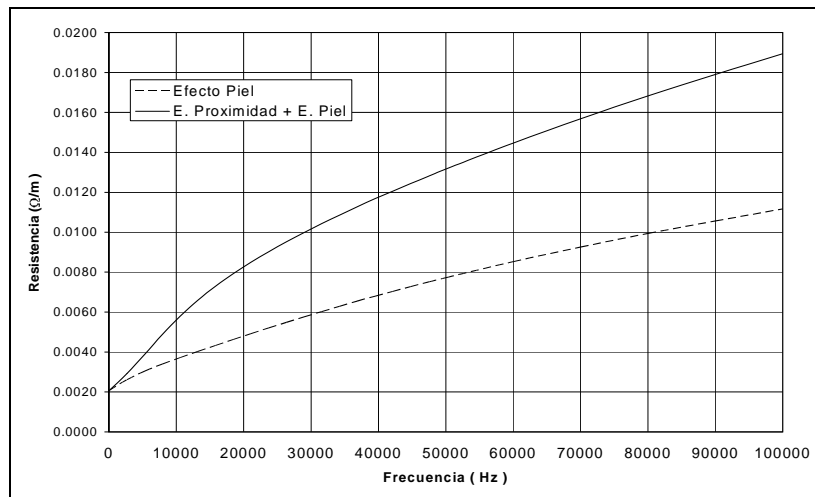
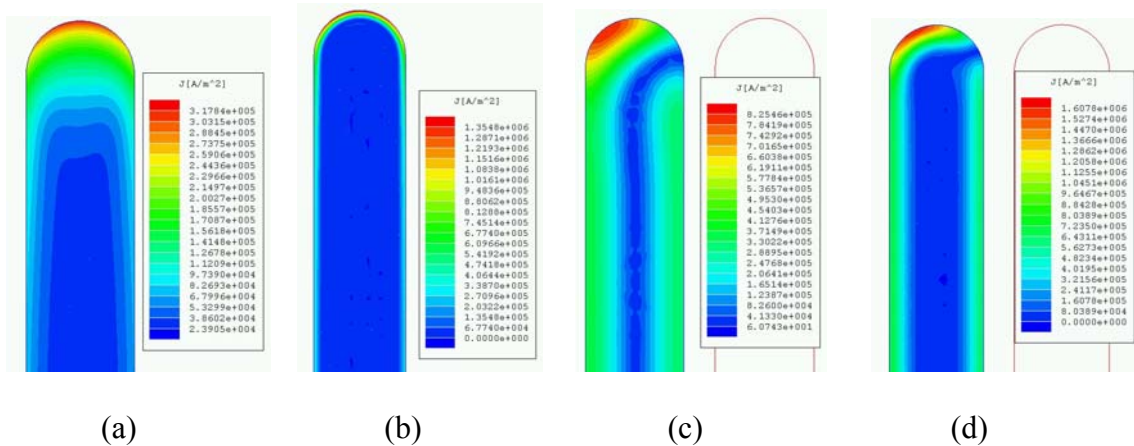


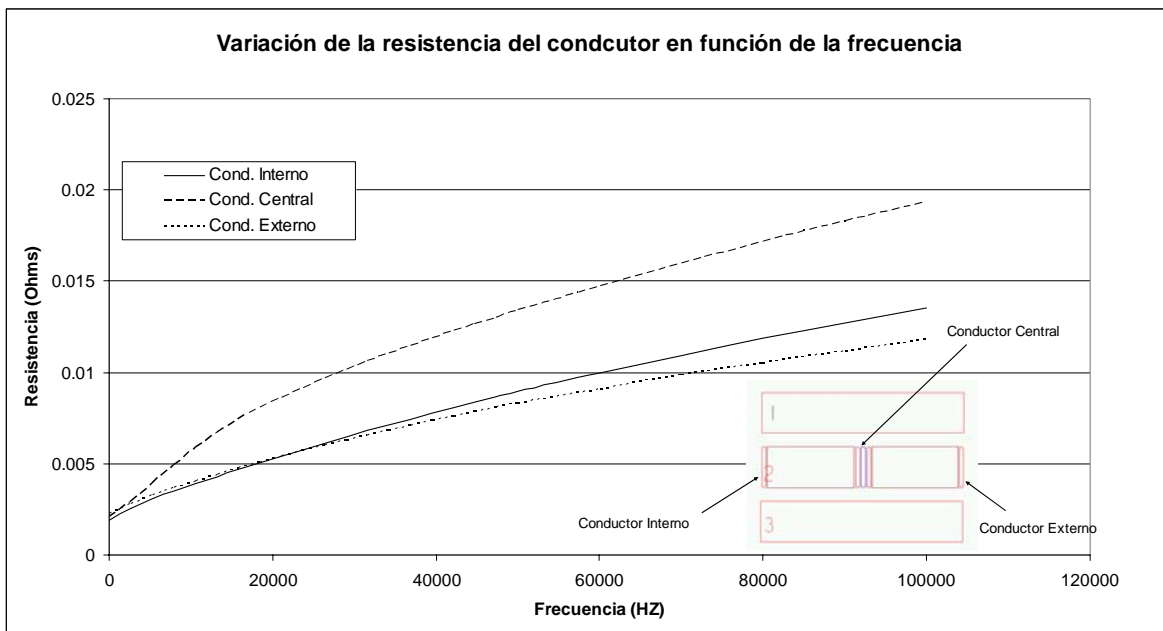
Figura 5.6. Resistencia del conductor en función de la frecuencia

Los mapeos mostrados en la figura 5.7 muestran la distribución de la densidad de corriente en los conductores del devanado a diferentes frecuencias y para los casos en que solo se considera el efecto piel sobre el conductor y cuando se consideran tanto el efecto piel como el efecto de proximidad.



**Figura 5.7.** Mapeos mostrando la distribución de la densidad de corriente en los conductores del devanado a diferentes frecuencias. En (a) se muestra la densidad de corriente en el conductor considerando únicamente el efecto piel a 26.5 KHz, en (b) la misma situación cuando el devanado es excitado a 1 MHz. En (c) la frecuencia es de 26.5 KHz igual que en (a) pero ahora se considera en el modelo el efecto de los conductores vecinos (efecto de proximidad). En (d) se presenta una situación similar a (c) pero a una frecuencia de 1 MHz.

Gracias a las simulaciones realizadas se pudo observar que el efecto de proximidad en un conductor depende de la posición del mismo dentro del devanado. La figura 5.8 ilustra el comportamiento de la resistencia en función de la frecuencia de diferentes conductores de una sección. El conductor denominado interno es el que se encuentra más cercano al eje de simetría axial del modelo. Como se observa en la figura 5.8 el conductor central (a la mitad de la sección) presenta un comportamiento marcadamente diferente al de los conductores en los extremos interior y exterior de la sección

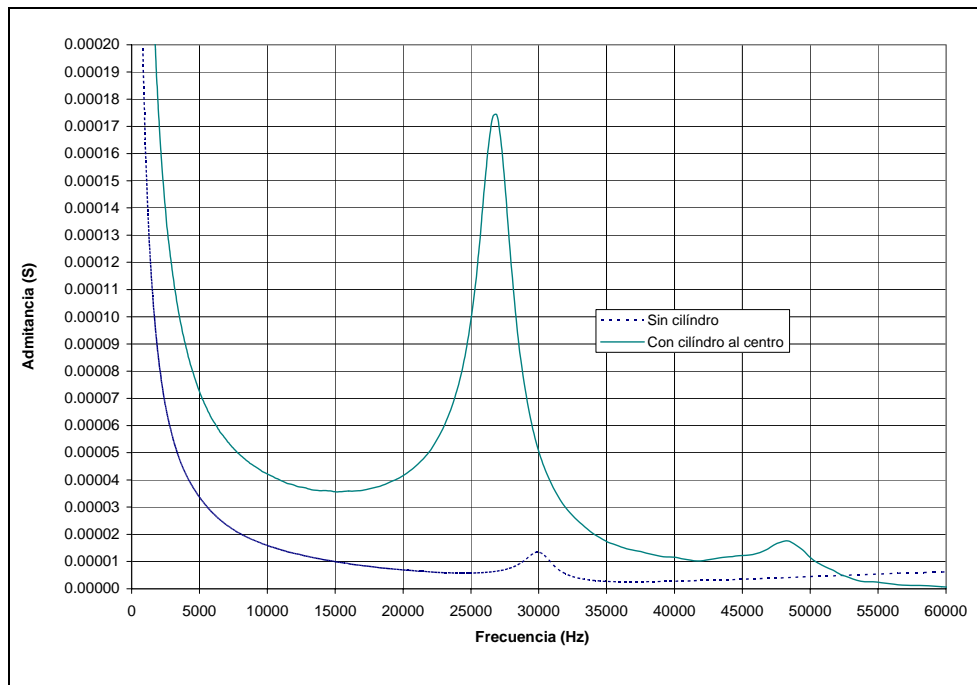


**Figura 5.8.** Resistencia en función de la frecuencia de diferentes conductores dentro una sección del devanado. Se aprecia que el conductor central es más afectado por el efecto de proximidad a frecuencias mayores de 5 KHz.

Por otra parte, además de los corrientes de *eddy* en el propio devanado, es necesario considerar los efectos de las pérdidas inducidas en los componentes estructurales (pérdidas extrañas); para nuestro caso estos componentes eran principalmente el cilindro de aluminio, utilizado para simular el efecto del núcleo, la base metálica y las rejillas que simularon las paredes del transformador. Para verificar el efecto del cilindro se realizaron mediciones con y sin el cilindro dentro de la bobina. En la figura 5.9 se muestra el efecto del cilindro metálico en la curva de respuesta en frecuencia medida.

Cuando no se tiene el cilindro, el amortiguamiento del circuito es muy grande, manifestándose esto como disminución en la amplitud de la primera resonancia. Esto significa que la resistencia efectiva durante la primera resonancia es mucho mayor que cuando se tiene presente el cilindro.

Utilizando un puente LCR [58] se midió el valor de la resistencia efectiva serie del devanado a 27KHz, obteniéndose un valor de 4700 ohms cuando el cilindro estaba presente y 13700 Ohms cuando era retirado. Estos datos confirman los valores observados durante las mediciones de respuesta en frecuencia.



**Figura 5.9.** Efecto del cilindro metálico en la curva de respuesta en frecuencia del devanado experimental. Medición con y sin cilindro en el devanado.

Después de realizar una simulación del devanado con el cilindro de aluminio y la base metálica, se determinó que la resistencia equivalente (calculada en base a los procedimientos descritos en la sección 3.5.3) es aproximadamente de:

$$\text{Resistencia del cilindro calculada a 27 KHz} = 0.001438 \text{ ohms}$$

Considerando que el cilindro actúa como un devanado secundario (con una vuelta) puesto en corto circuito, es posible referir esta resistencia al lado del devanado experimental multiplicándola por el cuadrado del número de vueltas del devanado, es decir:

$$R_{eq} = 0.001438 \times 1750^2 = 4403.88 \text{ ohms}$$

Puesto que dicho valor corresponde con el valor medido con el puente LCR (4700 Ohms), podemos concluir que el razonamiento anterior debe ser válido al menos en este rango de frecuencia<sup>1</sup>. De aquí, es posible verificar que la mayor parte de la componente resistiva del modelo esta definida por las pérdidas en los componentes estructurales.

Utilizando el valor de esta resistencia como punto de ajuste y considerando que la resistencia en función de la frecuencia sigue una variación como la mostrada en la figura 5.6, se construyo la gráfica de la resistencia por sección del modelo, en función de la frecuencia (figura 5.10.)

Para incluir estas resistencias dependientes de la frecuencia en el circuito equivalente construido en Microcap [56] fue necesario realizar un ajuste de la curva calculada por medio de un polinomio. Esto se realizó con la ayuda de una hoja de cálculo electrónica (Excel). El polinomio de grado 5 utilizado, es mostrado en la figura 5.10, así como la grafica estimada para la resistencia de cada sección del devanado.

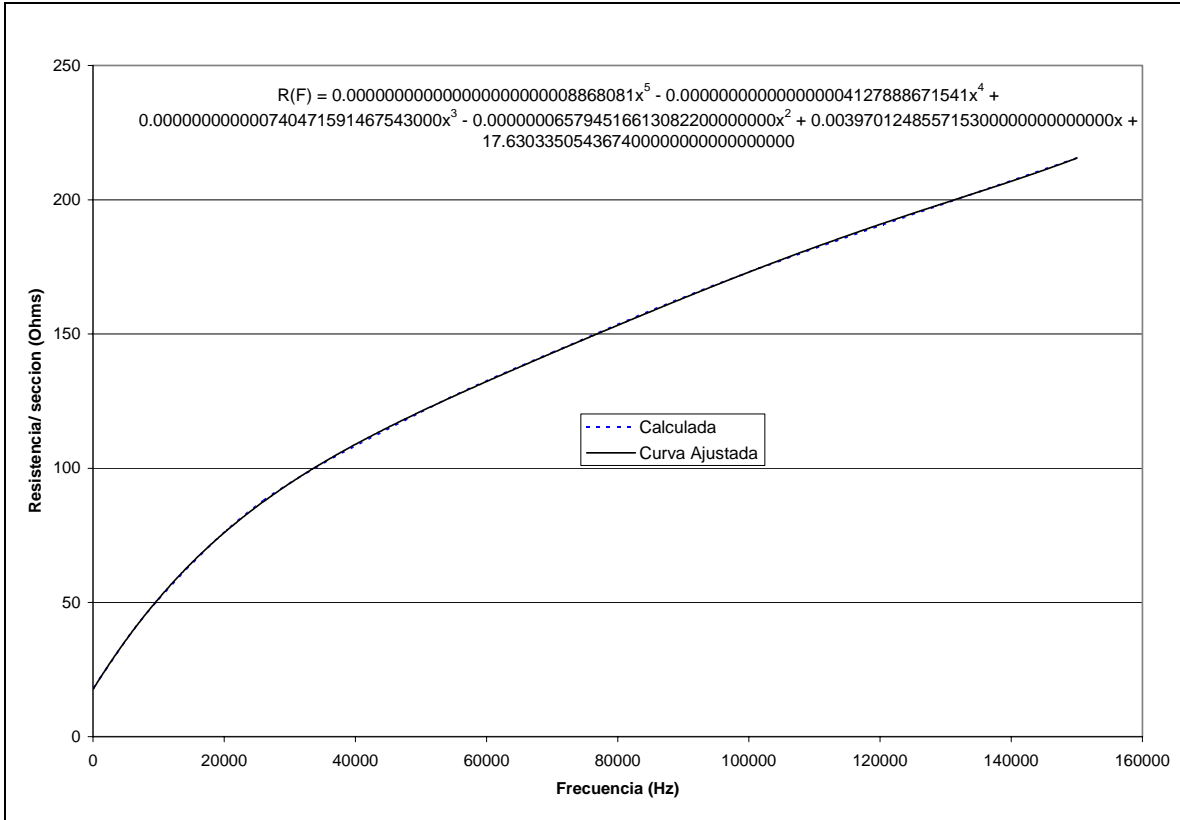
Como se verá más adelante, este procedimiento produjo resultados razonables a bajas frecuencias (<100 KHz) pero resulto ineficiente para el calculo del amortiguamientos a frecuencias mayores; demostrando de esta forma que el comportamiento a frecuencia mayores no puede ser modelado de la misma forma que con los procedimientos descritos anteriormente [43].

#### **5.2.1.2. Cálculo de inductancia.**

El procedimiento para el cálculo de inductancias es descrito en la sección 3.5.4. El modelo construido se realizó por sección y en dos dimensiones considerando una simetría axial. Los valores de inductancia calculada para las 50 secciones del devanado se muestran en la tabla 5.2, donde se incluye el número de vueltas por sección del devanado.

---

<sup>1</sup> Cabe mencionar que la simulación para determinar la resistencia equivalente del cilindro se llevo a cabo considerando que durante la primer resonancia, la corriente del devanado presenta una distribución como la mostrada en la figura H.1. Es decir, la corriente presenta sentidos opuestos en la parte superior e inferior del devanado.



**Figura 5.10.** Curva de resistencia equivalente calculada y ajustada. Arriba se muestra la ecuación de ajuste utilizada.

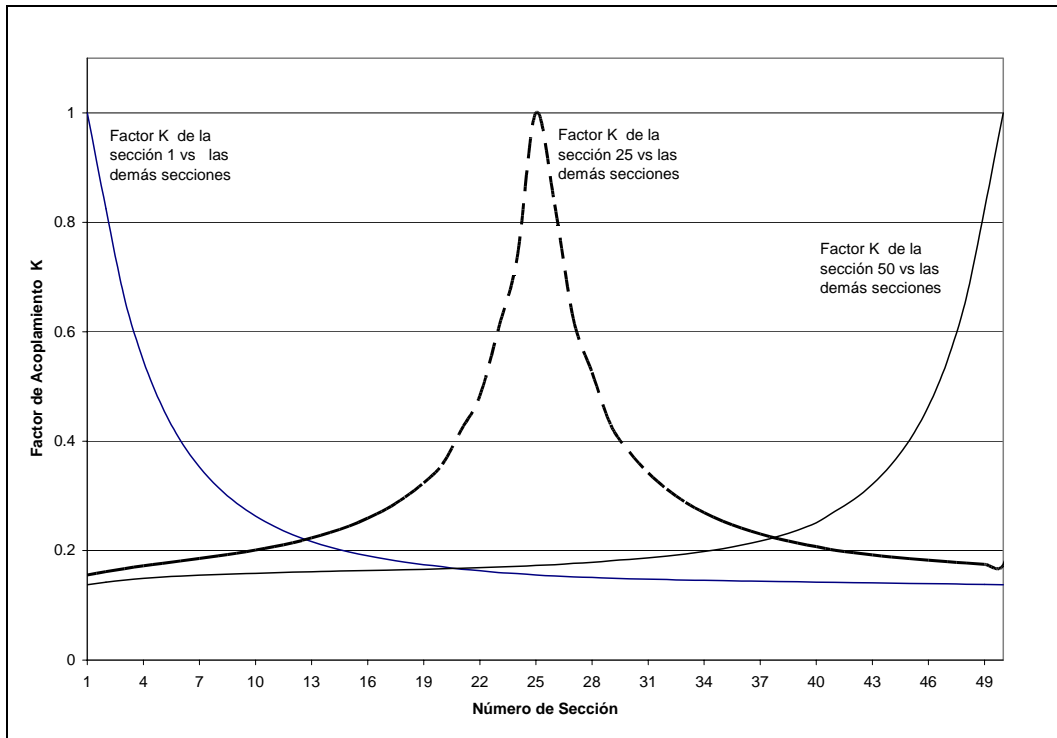
**Tabla 5.2.** Inductancias por sección calculadas para el devanado experimental.

Número de Sección	Inductancia Calculada en el modelo (H)	Numero de Vueltas / sección	Inductancia por sección (H)
1	1.23E-06	29	0.001032
2	1.22E-06	30	0.001100
3	1.22E-06	33	0.001327
4	1.22E-06	34	0.001410
5	1.22E-06	35	0.001496
6	1.22E-06	35	0.001498
7	1.23E-06	35	0.001501
8	1.23E-06	35	0.001503
9	1.23E-06	35	0.001506
10	1.23E-06	36	0.001596
11	1.23E-06	36	0.001598
12	1.23E-06	36	0.001600
13	1.24E-06	36	0.001601
14	1.24E-06	36	0.001603
15	1.24E-06	36	0.001604

16	1.24E-06	36	0.001605
17	1.24E-06	35	0.001518
18	1.24E-06	36	0.001607
19	1.24E-06	36	0.001608
20	1.24E-06	36	0.001609
21	1.24E-06	36	0.001610
22	1.24E-06	36	0.001610
23	1.24E-06	36	0.001611
24	1.24E-06	36	0.001611
25	1.24E-06	35	0.001523
26	1.24E-06	36	0.001612
27	1.24E-06	35	0.001523
28	1.24E-06	36	0.001612
29	1.24E-06	36	0.001611
30	1.24E-06	36	0.001611
31	1.24E-06	36	0.001611
32	1.24E-06	36	0.001610
33	1.24E-06	36	0.001610
34	1.24E-06	36	0.001609
35	1.24E-06	35	0.001520
36	1.24E-06	36	0.001608
37	1.24E-06	36	0.001607
38	1.24E-06	36	0.001605
39	1.24E-06	36	0.001604
40	1.24E-06	36	0.001602
41	1.23E-06	35	0.001513
42	1.23E-06	36	0.001598
43	1.23E-06	35	0.001506
44	1.23E-06	35	0.001503
45	1.22E-06	35	0.001498
46	1.22E-06	35	0.001492
47	1.21E-06	34	0.001401
48	1.20E-06	33	0.001312
49	1.19E-06	30	0.001075
50	1.18E-06	29	0.000994

La inductancia mutua es considerada por medio del factor de acoplamiento entre secciones definido por medio de la ecuación 3.14. Aunque se determino el factor K entre todas las secciones (matriz de 50 x 50), para simplificar el modelo solo se incluyeron los factores K mayores de 0.2 pues se consideró que valores menores a esté prácticamente se comportan como circuitos desacoplados.

El factor de acoplamiento desde la sección 1 hasta la sección 50 del devanado es mostrado en la figura 5.11.; se observa que después de la sección 16 el acoplamiento es muy débil ( $<0.2$ ) y puede despreciarse. En la misma figura, la sección 25 (a la mitad del devanado) es la que presenta mayor número de acoplamientos mayores de 0.2 con las demás secciones. La matriz completa de factores de acoplamiento se encuentra en el apéndice I.



**Figura 5.11.** Factores de acoplamiento calculados entre secciones. Se muestra el factor K entre la sección 1 y las demás secciones del devanado. De manera similar se muestra el acoplamiento entre la sección 25 y 50 y las demás secciones.

### 5.2.1.3. Cálculo de capacitancia.

Para el cálculo de la capacitancia a tierra por sección se utilizó el software Maxwell [49], utilizando la misma geometría del modelo para el cálculo de inductancias. El procedimiento realizado se describe en la sección 3.5.5.

Una vez que la capacitancia es calculada esta se divide en dos partes para ser incluida en el modelo de MicroCap. La correspondiente capacitancia por rama será entonces la suma de la capacitancia entre dos secciones vecinas. En la tabla 5.3 se muestran los valores de capacitancias a tierra calculados



**Tabla 5.3.** Capacitancias a tierra por sección calculadas para el devanado experimental.

Sección	Capacitancia a tierra calculada (PF)	Capacitancia a tierra por nodo (PF)	Sección	Capacitancia a tierra calculada (PF)	Capacitancia a tierra por nodo (PF)
D1	6.3562	8.4306	D26	9.7669	10.03545
D2	5.3914	11.1263	D27	9.7595	9.7632
D3	5.3106	5.351	D28	9.7604	9.75995
D4	5.5932	5.4519	D29	9.7465	9.75345
D5	6.2086	5.9009	D30	8.2971	9.0218
D6	7.2334	6.721	D31	8.2681	8.2826
D7	8.8198	8.0266	D32	8.2888	8.27845
D8	11.0256	9.9227	D33	8.305	8.2969
D9	6.649	8.8373	D34	8.3308	8.3179
D10	7.5149	7.08195	D35	8.3565	8.34365
D11	7.9127	7.7138	D36	8.3889	8.3727
D12	8.0556	7.98415	D37	8.4258	8.40735
D13	8.0984	8.077	D38	8.4657	8.44575
D14	8.1134	8.1059	D39	8.531	8.49835
D15	8.1179	8.11565	D40	9.4448	8.9879
D16	8.1255	8.1217	D41	9.4443	9.44455
D17	8.1277	8.1266	D42	8.7095	9.0769
D18	8.1397	8.1337	D43	8.9268	8.81815
D19	8.1737	8.1567	D44	8.8851	8.90595
D20	9.6357	8.9047	D45	9.0991	8.9921
D21	9.6772	9.65645	D46	9.332	9.21555
D22	9.6987	9.68795	D47	9.6341	9.48305
D23	9.7234	9.71105	D48	10.135	9.88455
D24	10.294	10.0087	D49	11.202	10.6685
D25	10.304	10.299	D50	42.018	26.61
Placa _ estática	10.505	21.009			

Para el cálculo de la capacitancia serie del devanado se recurrió al uso de los programas de industrias IEM los cuales utilizan algoritmos conocidos y probados para la determinación de la capacitancia en función de las dimensiones del devanado [59]. Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 5.4 y el método utilizado para su cálculo consultado en las referencias [59] y [51]

**Tabla 5.4.** Capacitancias serie por sección calculada para el devanado experimental.

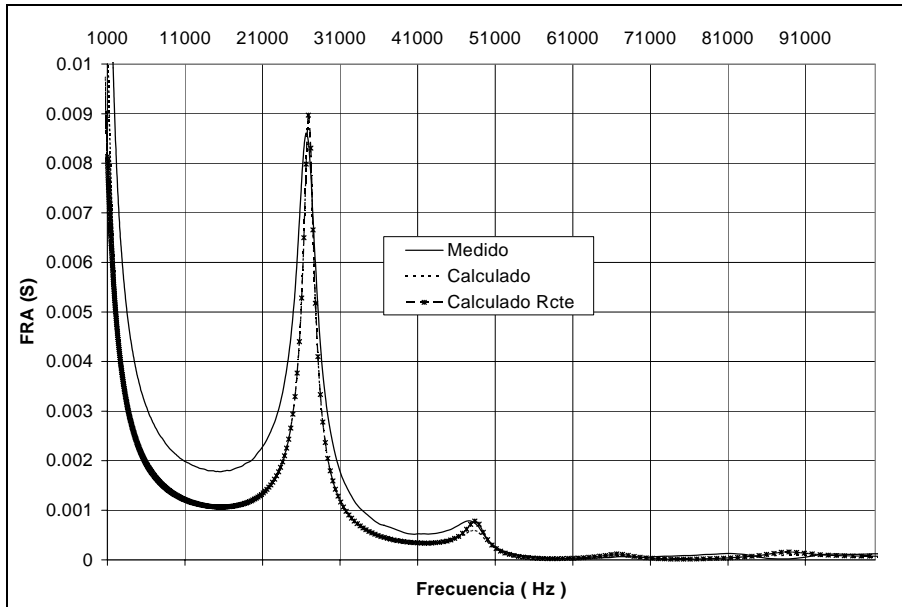
Sección	Capacitancia serie (PF)	Sección	Capacitancia serie (PF)
1	2.81E+03	26	3.85E+02
2	2.95E+03	27	3.76E+02
3	1.78E+03	28	3.67E+02
4	1.79E+03	29	3.94E+02
5	1.32E+03	30	3.94E+02
6	1.32E+03	31	3.94E+02
7	8.51E+02	32	3.94E+02
8	8.51E+02	33	5.44E+02
9	5.31E+02	34	5.44E+02
10	5.44E+02	35	5.44E+02
11	5.44E+02	36	5.31E+02
12	5.44E+02	37	5.44E+02
13	4.85E+02	38	4.85E+02
14	4.85E+02	39	4.85E+02
15	5.44E+02	40	4.85E+02
16	5.44E+02	41	4.85E+02
17	5.31E+02	42	5.31E+02
18	5.44E+02	43	5.44E+02
19	5.44E+02	44	8.51E+02
20	5.44E+02	45	8.51E+02
21	5.44E+02	46	1.32E+03
22	3.94E+02	47	1.32E+03
23	3.94E+02	48	1.79E+03
24	3.94E+02	49	1.78E+03
25	1.10E+02	50	2.95E+03

### 5.3. Resultados de las simulaciones.

#### 5.3.1. Simulación de la respuesta en frecuencia del devanado experimental.

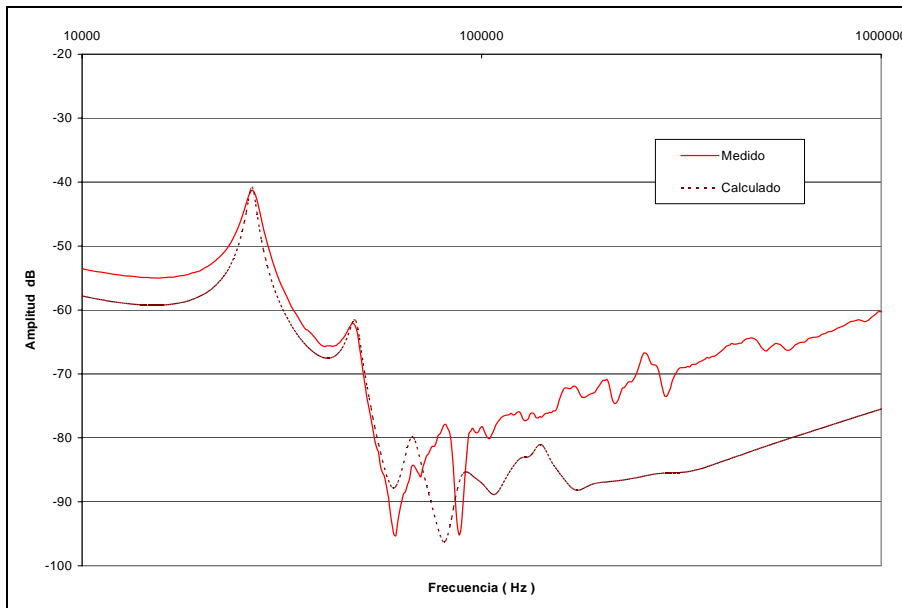
Una vez teniendo los parámetros del modelo se dio paso a las simulaciones con el fin de estudiar la sensibilidad en la función de transferencia ante cambios en los parámetros del circuito equivalente. En la figura 5.12 se muestra una comparación entre la función de transferencia medida y calculada hasta un rango de frecuencia de 100 KHz, para dos situaciones: considerando la resistencia serie constante en todo el rango de frecuencias, y aproximando la resistencia por medio del polinomio de ajuste mencionado anteriormente en la sección 5.2.1.1. Las graficas se presentan en escala lineal y se puede corroborar que en ambos casos el modelo calcula adecuadamente las dos primeras frecuencias de resonancia del devanado.

La diferencia entre los casos con resistencia constante y resistencia variable es básicamente en la amplitud estimada de las resonancias.



**Figura 5.12** Comparación entre funciones de transferencia medida (con equipo M5100) y calculada con el circuito equivalente de parámetros concentrados hasta 100 KHZ. Se muestran dos casos: con R constante y con R ajustada por un polinomio.

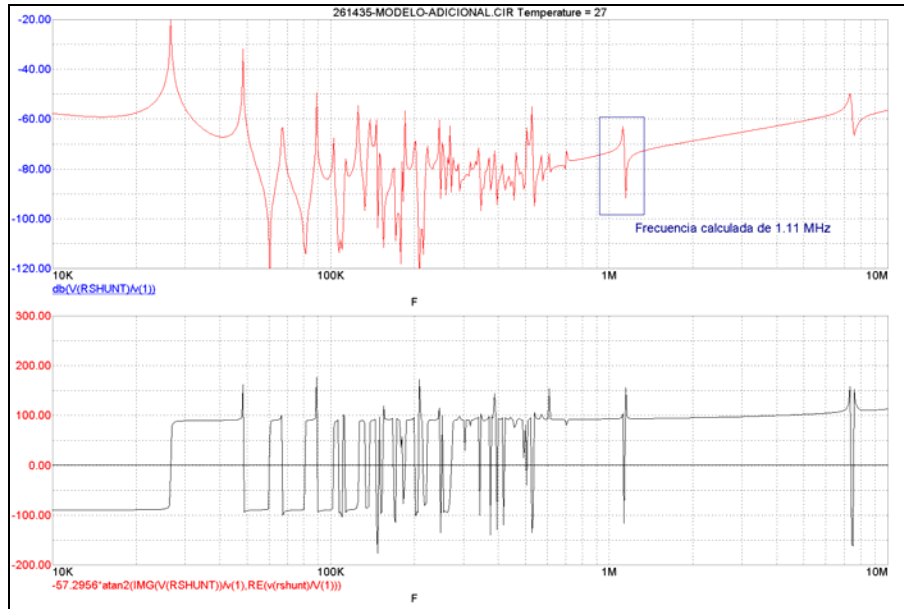
En la figura 5.13 se muestra la comparación de las curvas medida y calculada en un rango de frecuencia hasta 1 MHz utilizando la escala logarítmica.



**Figura 5.13** Comparación entre funciones de transferencia medida (con equipo M5100) y calculada con el circuito equivalente de parámetros concentrados hasta 1 MHz.

Para frecuencias por arriba de los 100 KHz, aunque el modelo en forma general, intenta seguir la tendencia del comportamiento (figura 5.13), este no predice correctamente la amplitud de las frecuencias de resonancia.

Al simular el caso hipotético en el cual la resistencia del circuito es nula (sin amortiguamiento) se obtienen las gráficas de amplitud y fase mostradas en la figura 5.14. La gráfica medida de la figura 5.13 se muestra nuevamente en la figura 5.15 hasta una frecuencia de 10 MHz; y se incluye la gráfica de la fase en función de la frecuencia en el mismo rango.

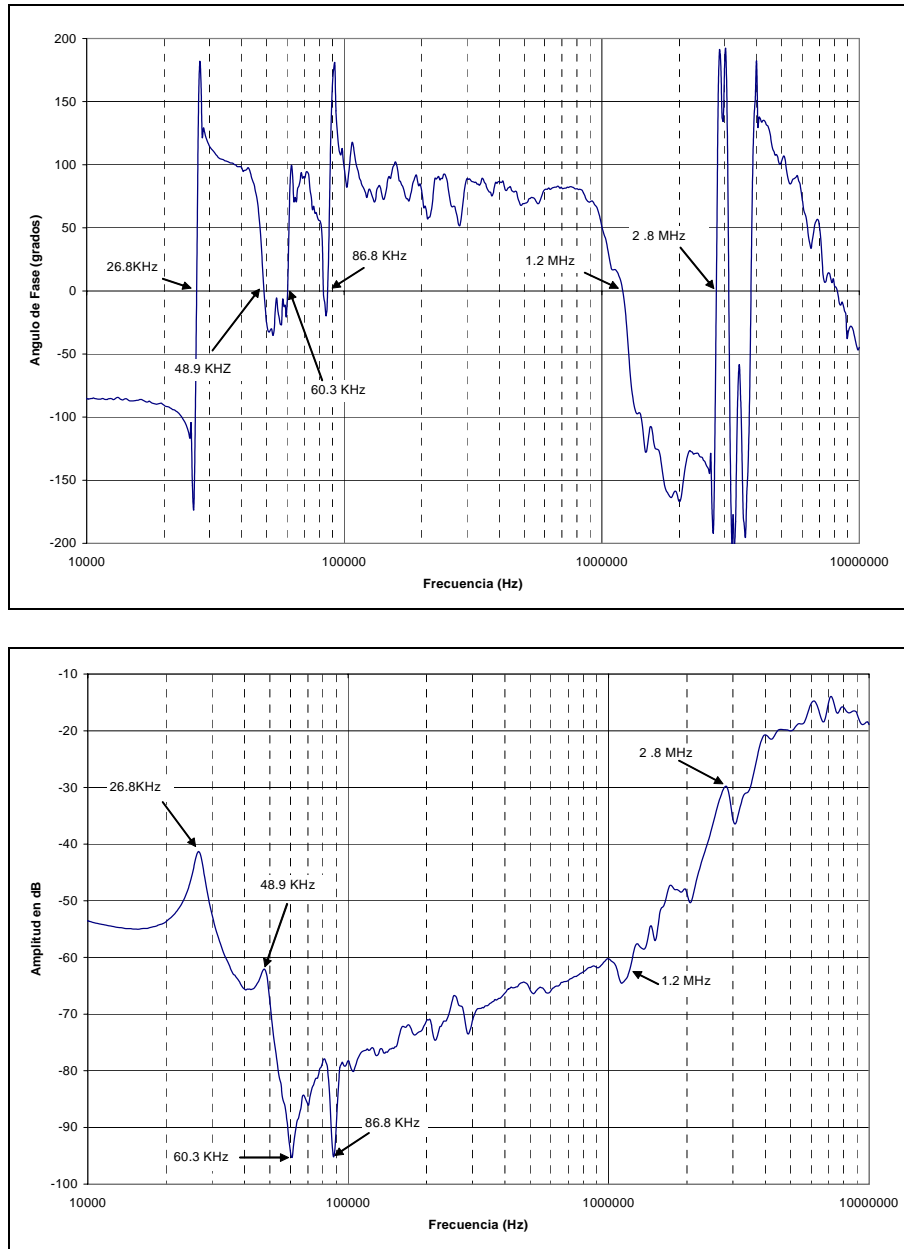


**Figura 5.14.** Respuesta en frecuencia del modelo de parámetros concentrados, mostrando la amplitud y la fase hasta un rango de 10 MHz.

La correspondencia entre las frecuencias de resonancia (frecuencias en que la fase es cero) calculadas por el modelo sin amortiguamiento y las medidas con el equipo M5100 se resumen en la tabla 5.5.; donde se observa, que existe una buena correspondencia entre las frecuencias calculadas y las medidas, aún para la frecuencia de 1.2 MHz.

**Tabla 5.5.** Comparación entre frecuencias de resonancia calculadas y medidas para el devanado experimental

Modelo	Medida con M5100
26.6 KHz	26.8 KHz
48.6 KHz	48.9 KHz
60.5 KHz	60.3 KHz
85.4 KHz	86.8 KHz
1.11 MHz	1.2 MHz



**Figura 5.15** Respuesta en frecuencia medida para el devanado experimental hasta 10 MHz, arriba; ángulo de fase, abajo: amplitud en decibels.

De los valores mostrados en la tabla 5.5 resultó interesante que el modelo logrará predecir la frecuencia de 1.1 MHz (1.2 MHz frecuencia medida) pues tomando como referencia la regla “práctica” mencionada en la sección 3.1; el modelo construido es adecuado para predecir correctamente frecuencias de hasta aproximadamente 356 KHz<sup>2</sup>. Esto no

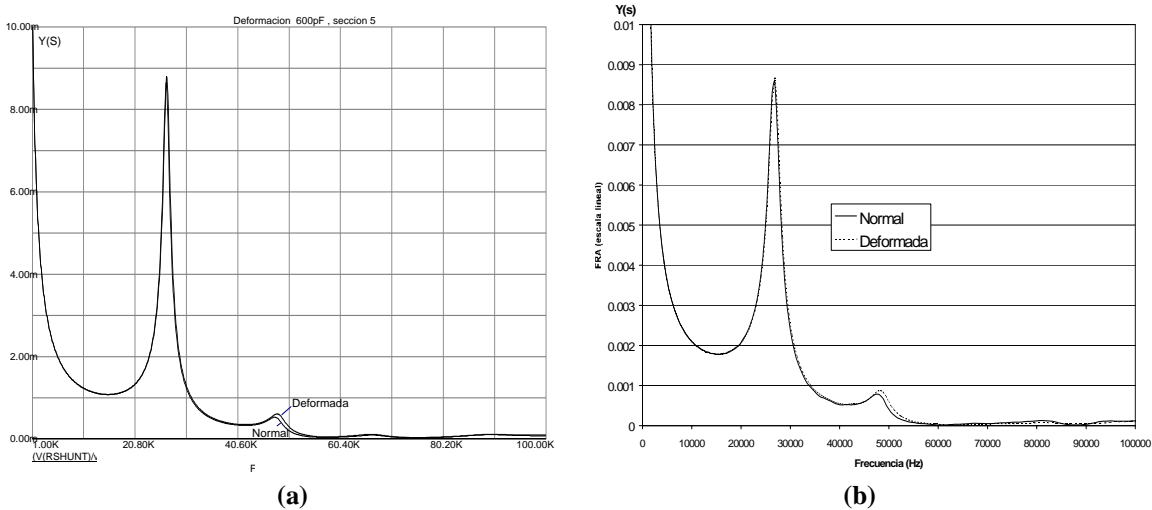
<sup>2</sup> Considerando las dimensiones del devanado experimental mostradas en el apéndice C, es posible calcular que la longitud del conductor en una sección del devanado (elemento mas grande del modelo) es aproximadamente 84.3 m y el correspondiente tiempo de viaje de la onda electromagnética (viajando a la velocidad de la luz) sobre este elemento será de:  $(84.3 \text{ m}) / (3 \times 10^8 \text{ m/s}) = 281 \text{ ns}$ .

significa que la regla sea incorrecta, ya que como se observa en la figura 5.14, el modelo sin amortiguamiento también predice resonancias que en realidad no se manifiestan en el devanado real. Lo que podemos decir al respecto, es que este valor debe tratarse con cautela y en todo caso considerar que las frecuencias de resonancia calculadas arriban del límite impuesto por la regla práctica deben ser verificadas con valores medidos.

En base a los resultados obtenidos con el modelo, para simular el comportamiento del devanado en bajas frecuencias, se procedió a aplicar cierto tipo de fallas simuladas para visualizar su efecto en la respuesta en frecuencia. Los resultados de esta investigación se presentan en las siguientes secciones.

### 5.3.2 Simulación de deformación entre secciones

Las deformaciones mencionadas en la sección 4.2.3 se manifiestan como cambios en la capacitancia entre secciones del devanado y en menor escala como cambios en la inductancia del circuito. La simulación de una deformación entre secciones es mostrada en la figura 5.16, donde se observa que el modelo predice correctamente el comportamiento de la función de transferencia ante esta situación. Dicha deformación se simuló como un cambio en la capacitancia serie de la secciones de implicadas.

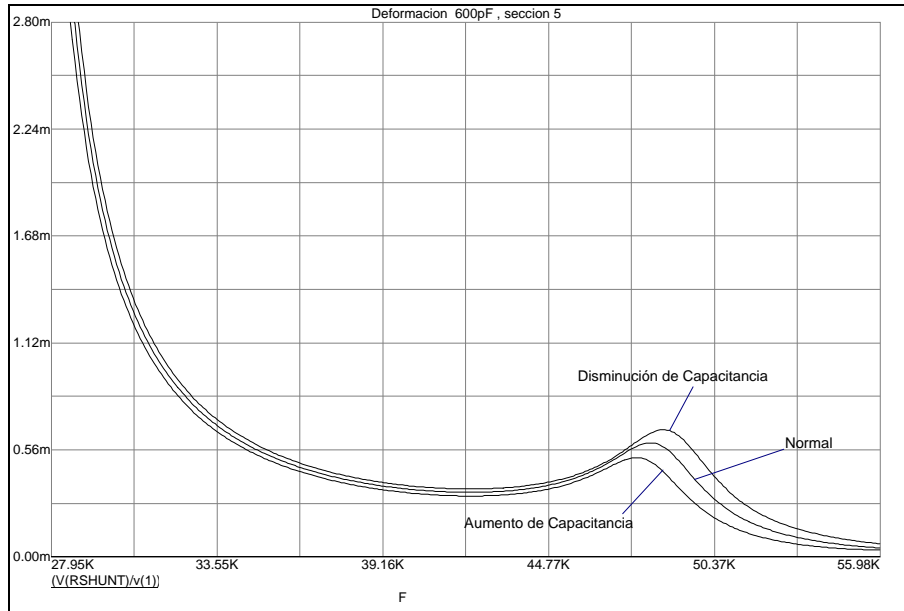


**Figura 5.16** Función de transferencia simulada (a) y medida (b) para una deformación entre las secciones 5 y 6 del devanado experimental mostrando que el modelo reproduce correctamente la situación real.

Analizando con más detalle la segunda resonancia en la figura 5.16, es posible observar el efecto de las deformaciones (cambio de la capacitancia entre secciones) en la función de transferencia. Por ejemplo, en la figura 5.17 se ilustra el efecto de la disminución y aumento de la capacitancia entre secciones.

---

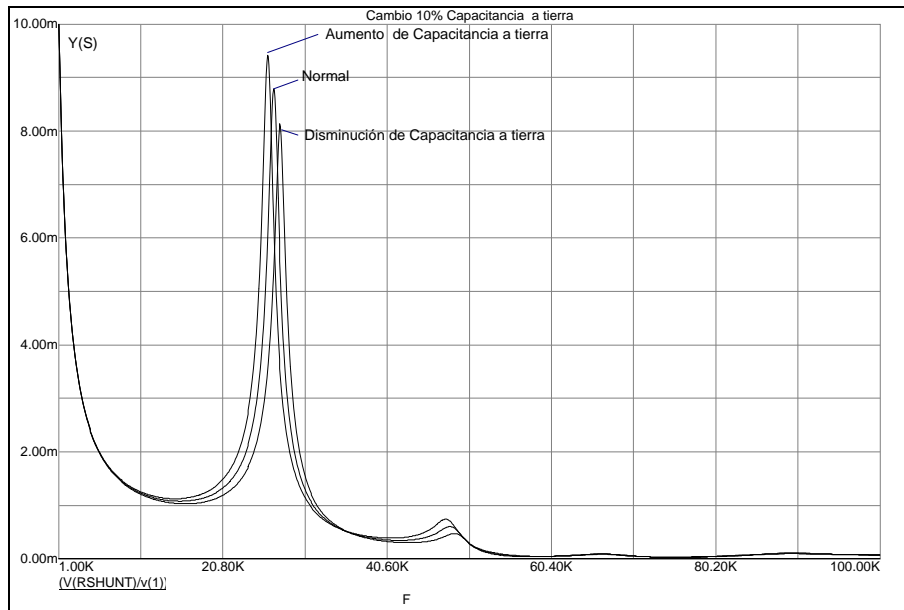
El periodo de la frecuencia máxima debe ser al menos 10 veces este tiempo (2.81 us), por lo que la frecuencia máxima sería:  $1/(2.81 \text{ us}) = 255.8 \text{ KHz}$ .



**Figura 5.17.** Efecto del cambio de capacitancia entre secciones (deformación) en la segunda resonancia calculada.

### 5.3.3 Simulación de cambios de capacitancia a tierra

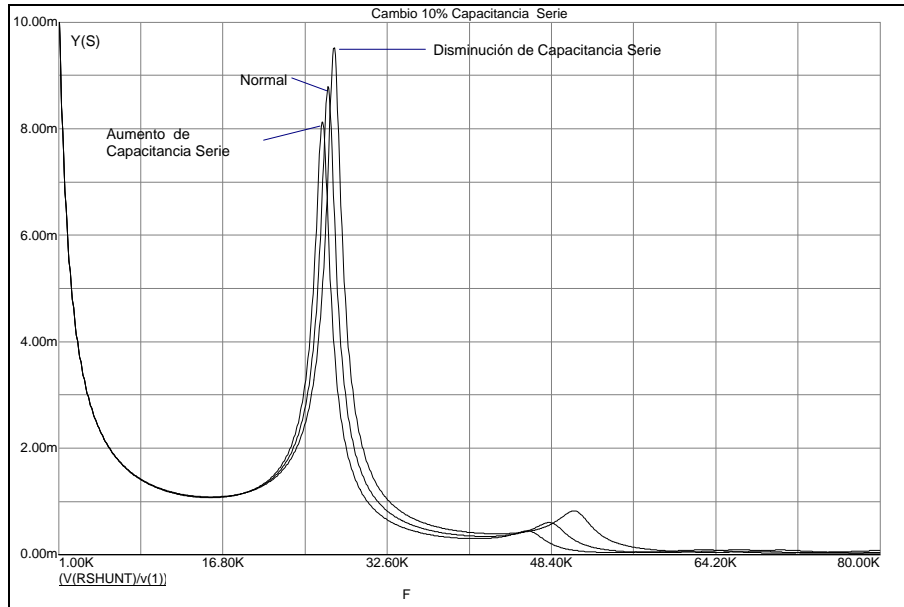
Un cambio de toda la capacitancia a tierra puede significar que el conjunto total de las bobinas es desplazado respecto al núcleo ó a las paredes del tanque en un transformador real. Esta situación se modeló con el devanado experimental obteniéndose las gráficas de la figura 5.18. Note que en este caso tanto la primera como la segunda frecuencia de resonancia son afectadas. La medición, simulando esta situación se presentó en la sección 4.2.3.



**Figura 5.18.** Efecto del cambio de capacitancia a tierra sobre las dos primeras resonancias de la función de transferencia.

### 5.3.4 Simulación de cambios de capacitancia serie.

En situaciones donde las propiedades del aislamiento entre vueltas de los devanados (papel aislante principalmente) comiencen a modificarse, tales como absorción de humedad ó envejecimiento, la capacitancia serie se verá modificada. El efecto de cambios en la capacitancia serie total del devanado se muestran en la figura 5.19.



**Figura 5.19.** Efecto del cambio de capacitancia serie sobre las dos primeras resonancias de la función de transferencia.

### 5.3.5. Simulación de cambios en la inductancia

La figura 4.20 muestra los resultados de la simulación ante cambios en la inductancia total del devanado. Aunque este no es el caso, el efecto de la magnetización residual en el núcleo en la respuesta a bajas frecuencias de un transformador (ver figura 4.26) puede ser simulado como un cambio en la inductancia del circuito a bajas frecuencias.



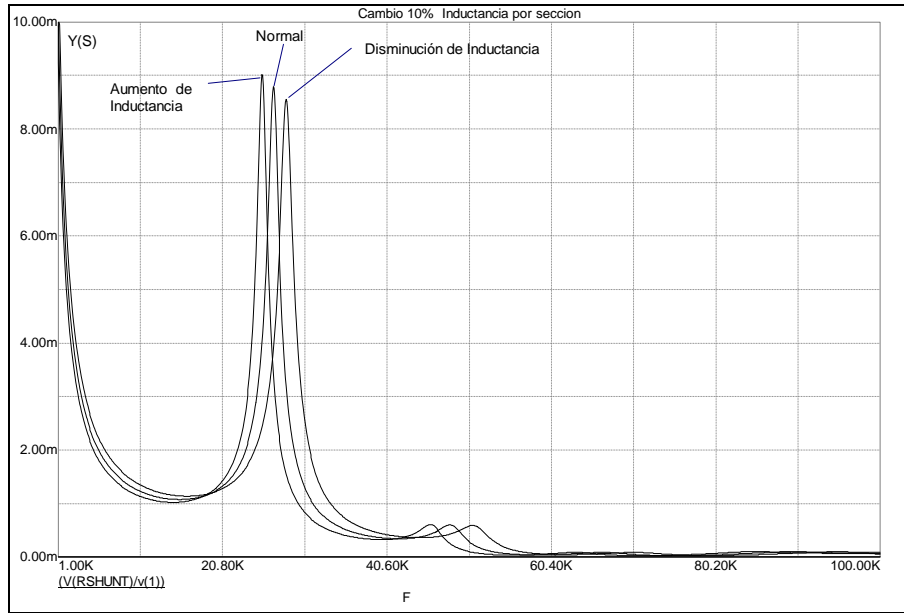


Figura 5.20. Efecto del cambio de la inductancia en la función de transferencia calculada

### 5.3.6. Simulación de corto circuito entre secciones.

El caso de un corto circuito entre secciones se muestra en la figura 5.21. Se observa el enorme cambio aún en la primera resonancia para este tipo de falla. El comportamiento en la función de transferencia es similar al mostrado en la figura 4.20. La figura 5.22 muestra esta misma gráfica en un rango hasta 1 MHz.

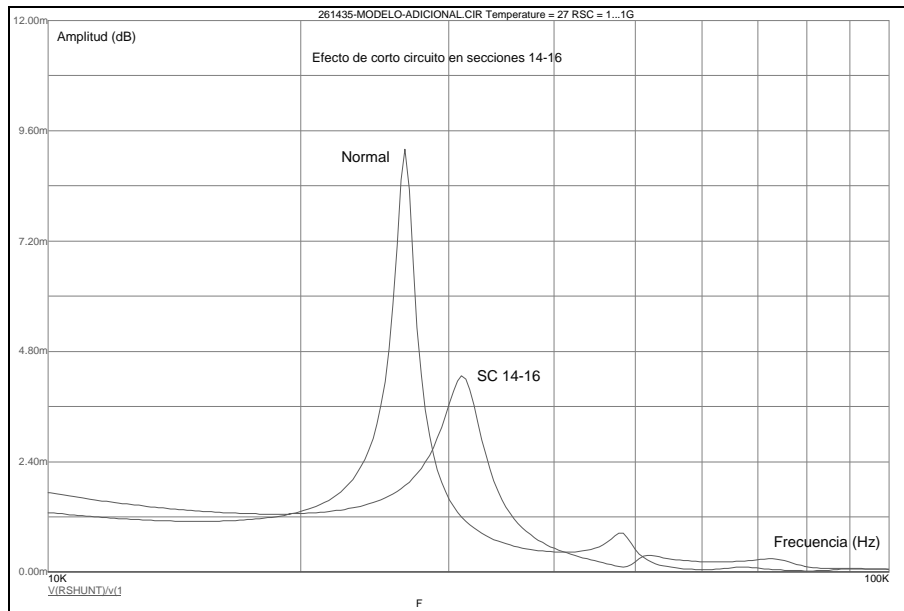


Figura 5.21. Efecto de corto circuito en secciones 14 y 16 del modelo.

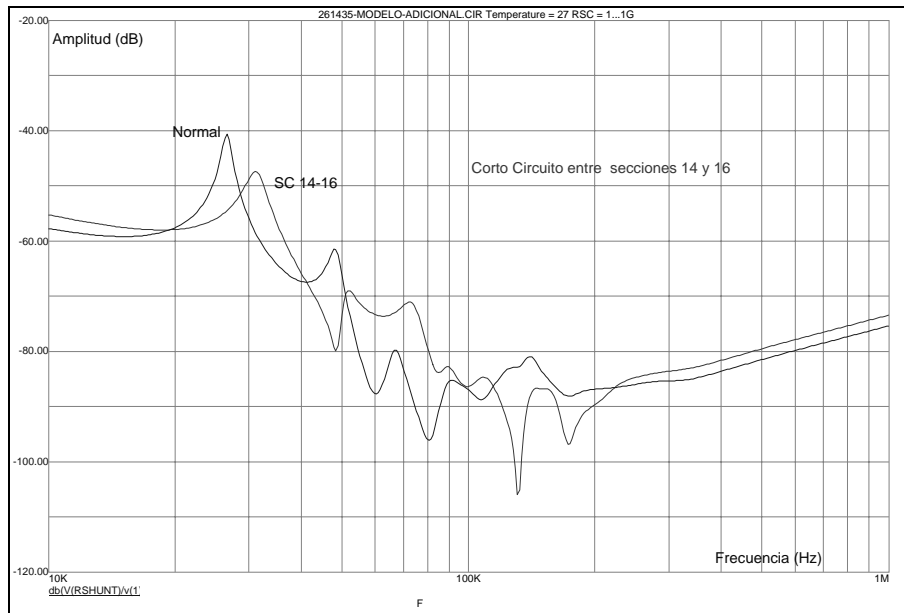
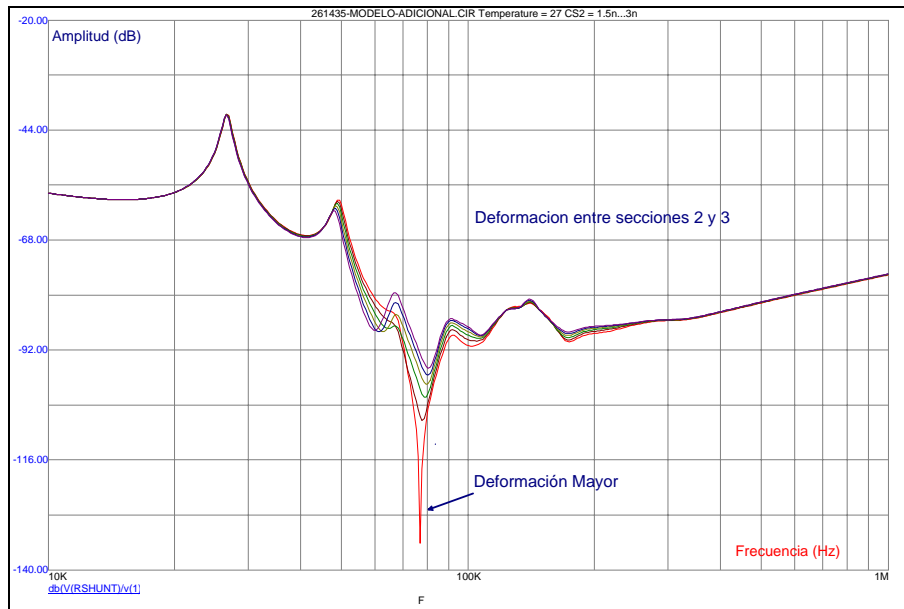


Figura 5.22. Efecto de corto circuito en secciones 14 y 16 del modelo en rango hasta 1 MHz.

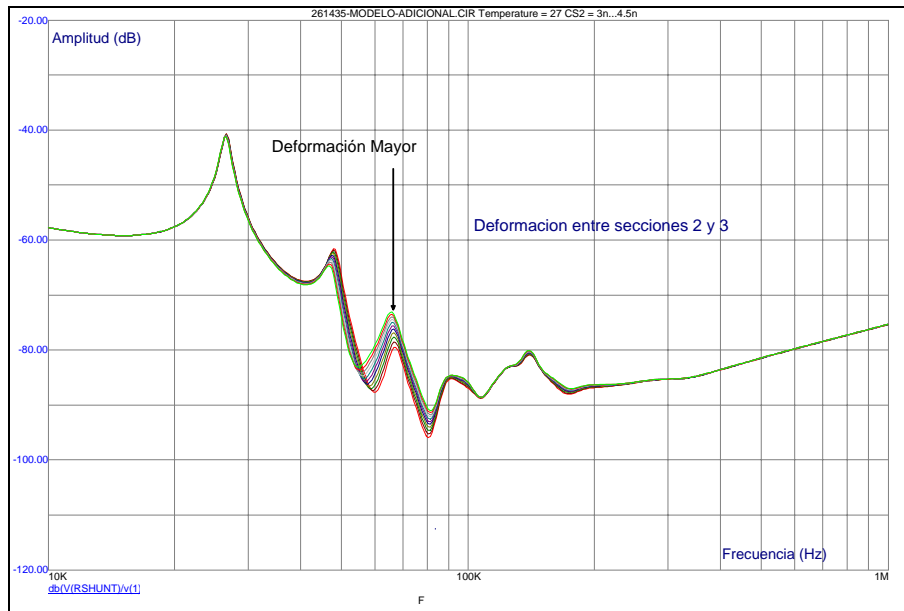
### 5.3.7. Sensibilidad ante una deformación mecánica entre secciones

Para verificar la sensibilidad de la función de transferencia ante la magnitud de las deformaciones en diferentes zonas del devanado se realizaron simulaciones cambiando los valores de capacitancia serie en pasos discretos, interpretándose esto como el caso en que la deformación va de menor a mayor grado. Una disminución de la capacitancia entre dos secciones indica que las secciones están alejándose y un aumento de capacitancia que las secciones se acercan. Ambos casos fueron simulados, en el primero se considera que la capacitancia cambia desde la mitad de su valor nominal hasta el valor nominal en 10 pasos, en el segundo, la capacitancia se cambia en 10 pasos desde el valor nominal hasta el 150% de su valor. Los resultados para una deformación entre las secciones 2 y 3 se muestran en las figuras 5.23 y 5.24. .

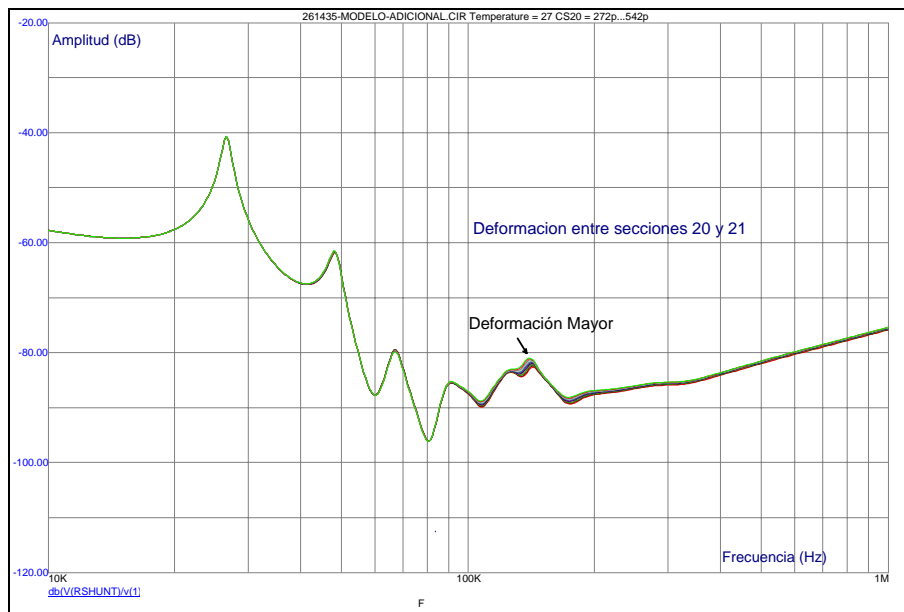


**Figura 5.23.** Deformación entre secciones 2 y 3 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones se alejan una de otra (disminución de capacitancia).

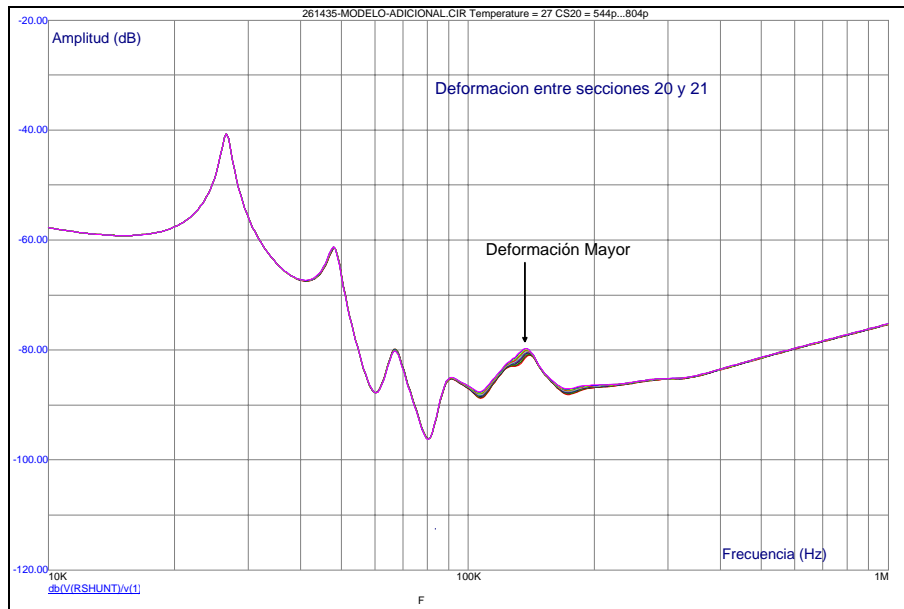
Para el caso de deformaciones cercanas a los extremos de las bobinas, la variación de la función de transferencia es muy clara en frecuencias bajas como se observó en los casos anteriores. Sin embargo, para una deformación en una sección al centro del devanado, la situación es diferente. La figura 5.25 y 5.26 muestran los mismos casos simulados en las figuras 5.23 y 5.24 pero con la deformación en la sección 20. Se observa que las deformaciones se manifiestan en mayor escala a altas frecuencias. No obstante, puesto que el modelo presenta un fuerte amortiguamiento a frecuencias por arriba de los 250 KHz los cambios en la función de transferencia son enmascarados. Para visualizar el efecto de la deformación a frecuencias mayores, se realizó la simulación considerando que la resistencia serie del circuito equivalente tiene un valor mucho menor (40 ohms/sección) y además constante. Aunque esta consideración obviamente no es correcta, permite comprobar que el efecto de esta deformación es más visible a frecuencias mayores. En la figura 5.27 se muestran los resultados de esta simulación.



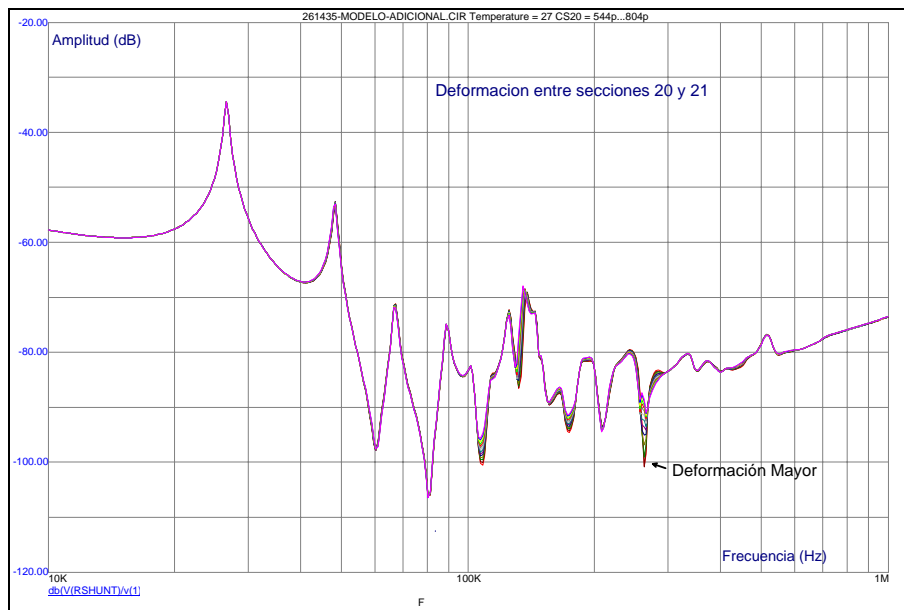
**Figura 5.24.** Deformación entre secciones 2 y 3 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia).



**Figura 5.25.** Deformación entre secciones 20 y 21 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia).

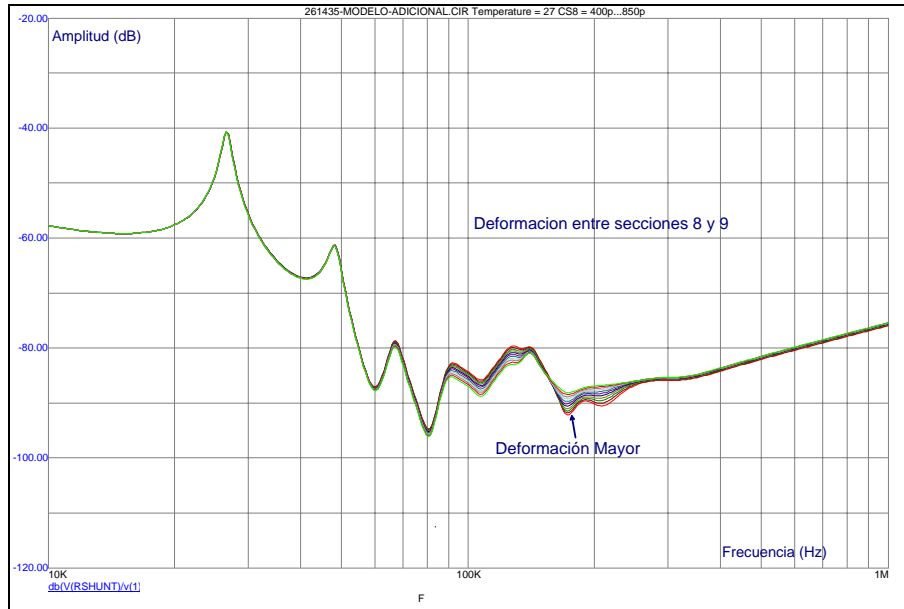


**Figura 5.26.** Deformación entre secciones 20 y 21 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia)

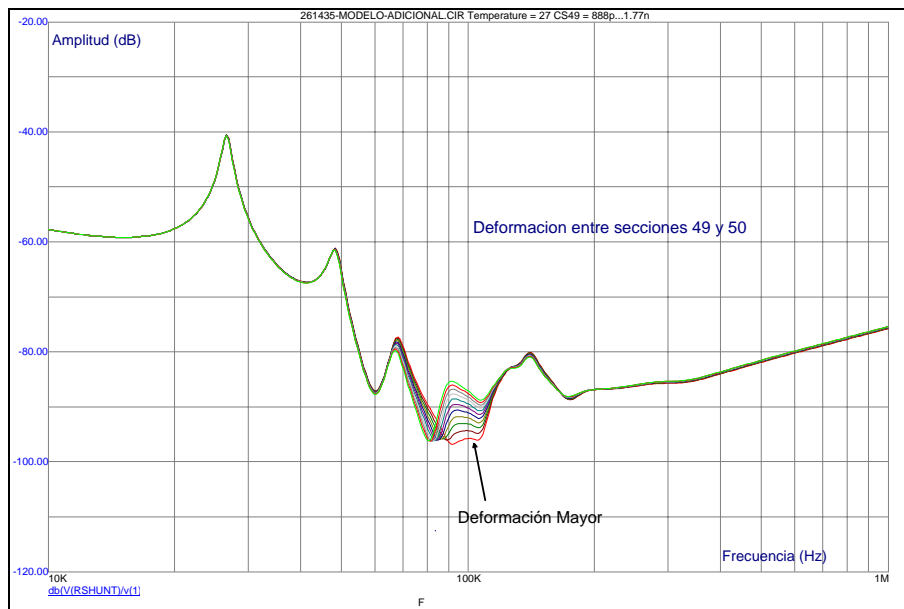


**Figura 5.27.** Deformación entre secciones 20 y 21 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones tienden a juntarse (aumento de capacitancia). El valor de la resistencia serie del circuito equivalente es de 40 ohms/sección.

Ejemplos de otros casos de deformación en diferentes secciones del devanado se muestran en la figura 5.28 y 5.29.



**Figura 5.28.** Deformación entre secciones 8 y 9 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones se alejan una de otra (disminución de capacitancia)



**Figura 5.29.** Deformación entre secciones 49 y 50 del modelo en rango hasta 1 MHz. Caso en el que las secciones se alejan una de otra (disminución de capacitancia)

# CAPÍTULO 6

## Conclusiones y Recomendaciones

### Respecto al método de respuesta en frecuencia

1. El método aplicado a transformadores representa una opción para el diagnóstico en fábrica y en campo de deformaciones y desplazamientos en devanados, provocados principalmente por las fuerzas de cortocircuito y durante el transporte. La técnica no pretende sustituir a las otras técnicas de diagnóstico actualmente utilizadas sino más bien se utiliza como una herramienta adicional para realizar un diagnóstico más confiable.
2. Aún cuando el método ha demostrado ser útil en situaciones prácticas [8,9,10,19,26,36,37,60] es necesario continuar con el trabajo experimental para alcanzar una mayor confiabilidad en el procedimiento de diagnóstico.
3. La comparación entre respuestas de unidades gemelas y entre fases de un mismo transformador puede ser utilizada para evaluar la condición de un equipo, sin embargo, esto debe ser tratado con sumo cuidado, ya que como se demostró las tolerancias de manufactura y las diferencias normales de diseño entre fases de un mismo transformador pueden llevar a razonamientos erróneos.

### Respecto a los resultados de las mediciones.

1. Independientemente de la técnica de medición utilizada (barrido en frecuencia, impulso de bajo voltaje ó analizador dinámico) el método demostró ser sensible para la detección de deformaciones en transformadores y en el devanado experimental, sin embargo, debido a las características de portabilidad, salida constante de señales de voltaje a diferentes frecuencia y fácil procesamiento de resultados; concluimos que el método más conveniente para la realización de la prueba en campo es utilizando un equipo de barrido en frecuencia.
2. De acuerdo con los experimentos y mediciones realizadas el efecto del núcleo magnético deja de ser importante a frecuencias por arriba de los 50 KHz. A frecuencias menores la respuesta esta determinada por la combinación del flujo mutuo en el núcleo y el flujo disperso (mediciones con el secundario abierto), a

frecuencias mayores el flujo disperso es predominante y ambas respuestas (con el secundario en circuito abierto y en corto circuito) tienden a ser muy similares.

3. La comparación entre las funciones de transferencia obtenidas durante las pruebas de impulso y las medidas con equipos para FRA no pueden realizarse de forma directa debido principalmente a las diferencias entre los circuitos de medición utilizados. Aunque las respuestas presentan similitud, esto no es suficiente para realizar un diagnóstico efectivo.
4. El uso de la función de coherencia para determinar el grado de severidad de la falla en el devanado se presenta como una propuesta para el diagnóstico automático utilizando la computadora. Un estudio más completo deberá realizarse para valorar la utilidad de este procedimiento y determinar los límites admisibles para un diagnóstico efectivo.

### **Respecto a los modelos equivalentes:**

1. La técnica de “*análisis modal experimental*” representa una alternativa para construir modelos que reproduzcan el comportamiento en frecuencia del transformador a partir de datos medidos. El modelo para el devanado experimental funcionó correctamente para estudiar el efecto de la resistencia del circuito de medición en la función de transferencia. El modelo para un autotransformador, presentado en el apéndice E, demostró tener buena precisión al reproducir el comportamiento en frecuencia hasta los 300 KHz. Por otra parte, los modelos calculados a partir de las dimensiones constructivas son complejos de construir y muchas veces los datos de diseño difíciles de obtener. No obstante, tales modelos son indispensables para estudiar el comportamiento de la función de transferencia ante situaciones locales como las deformaciones menores ya que estos guardan una relación directa entre los parámetros del circuito y la geometría de los devanados.
2. Los modelos tradicionales utilizados para el cálculo de la distribución de “impulso” representan un punto de partida para la construcción de dichos circuitos equivalentes, no obstante, estos deben incluir los efectos de la variación de la resistencia de los devanados en función de la frecuencia, lo cual representa la parte más compleja del proceso de modelado. Los modelos desarrollados también pueden ser utilizados para estudios de transitorios, ó como en el caso presentado, para realizar un análisis de la influencia de los parámetros del modelo en la función de transferencia.
3. El modelo de parámetros concentrados utilizado reprodujo adecuadamente el comportamiento del devanado experimental hasta aproximadamente 100 KHz. A frecuencias superiores el modelo presentó buena precisión para determinar las resonancias del devanado pero no así la amplitud de las mismas (amortiguamiento). Aún así este modelo funcionó adecuadamente para el estudio realizado de sensibilidad de la función de transferencia.



4. En contraste con los métodos publicados de interpretación de FRA que son esencialmente heurísticos [13,20,25,26,27,36,60], en este trabajo los modelos del devanado fueron simulados por computadora y validados con mediciones. Esto permitió simular típicas fallas y comparar las curvas calculadas con las correspondientes mediciones. A partir de esto se han desarrollado una colección de curvas que pueden ser usadas como referencia en la interpretación de las curvas obtenidas con transformadores de potencia.

## TRABAJOS FUTUROS

Existen diversas posibilidades para el desarrollo de trabajos futuros derivados de la presente investigación; estas se mencionan a continuación:

- Se demostró que una de las partes más difíciles e importantes de la aplicación del análisis de respuesta en frecuencia está relacionado con la correcta interpretación de resultados por medio de la comparación entre dos curvas en frecuencia medidas para determinar el tipo de falla y el grado de severidad de la misma. Cuando la falla es simple (es decir no es una combinación de varios tipos) el diagnóstico puede ser relativamente sencillo siempre y cuando la persona que lo realice cuente con cierta “experiencia”; sin embargo, en la mayoría de las situaciones esto puede no ser así y lo más deseable para el usuario es realizar un comparación con la ayuda de la computadora digital de una manera prácticamente automática. Al respecto se han propuesto algunos algoritmos que sirvan para simplificar las tareas de interpretación de resultados (como la presentada en este trabajo con ayuda de la función de coherencia), sin embargo, todavía ninguno de ellos ha probado ser completamente confiable. Un estudio enfocado a esta parte, con el uso de herramientas matemáticas como las redes neuronales, la lógica difusa ó los coeficientes de correlación estadísticos sería de gran utilidad práctica. El objetivo de este trabajo sería desarrollar un software confiable que nos ayude a realizar un diagnóstico inmediato.
- Aunque actualmente se encuentran en proceso de desarrollo las guías internacionales normalizadas del IEEE y CIGRE para la aplicación del análisis en frecuencia en transformadores, la aplicación específica de estas guías en un país como el nuestro requiere de un estudio de la infraestructura y necesidades propias del país. El desarrollo de una guía “Nacional” normalizada para la aplicación específica en el país es necesaria.
- Respecto al modelo equivalente de parámetros concentrados utilizado para estudiar la sensibilidad de la función de transferencia; a pesar que se demostró su utilidad y cumplió con el objetivo perseguido en esta investigación; se concluyó que es necesario recurrir a un modelo que presente mejor precisión a altas frecuencias para modelar el amortiguamiento del circuito (mayores a 100 KHZ). El desarrollo de un modelo con capacidad de predecir el comportamiento en frecuencia del

transformador para frecuencia arriba de los 100 KHz queda como un trabajo por desarrollar.

- Las técnicas de medición y el tipo de cables de medición actualmente utilizados garantizan que la repetibilidad de las mediciones sea aceptable hasta aproximadamente 2 MHz. Un rango mayor sería conveniente pues arriba de estas frecuencias sería posible detectar deformaciones menores. El desarrollo de nuevas técnicas de medición para incrementar el rango de frecuencias útil de los equipos de prueba, aumentando la eficiencia en la eliminación del ruido e incluso el desarrollo de un equipo de medición de manufactura nacional es un proyecto propuesto por desarrollar.
- El análisis de respuesta en frecuencia ha sido utilizado con buenos resultados para el diagnóstico de transformadores de distribución y potencia, como se mostró en la presente investigación. Sin embargo, debido a la naturaleza del método es fácil inferir que su aplicación se puede extrapolar hacia otros equipos eléctricos (trampas de onda, generadores, motores, reactores, etc.). Estudios para la aplicación de ésta técnica a otros equipos es un punto que se propone como investigación futura.
- La implementación del análisis de respuesta en frecuencia como una técnica de diagnóstico en línea representa un reto que todavía no ha sido alcanzado. Un estudio para la implementación de un equipo de monitoreo en línea utilizando el análisis en frecuencia sería de gran utilidad para los operadores de grandes transformadores pues no sería necesario retirar de servicio el equipo para verificar su integridad mecánica.

# REFERENCIAS

- [1] Giorgio Bertagnolli, "*Short Circuit Duty of Power Transformers* ", The ABB approach, Second Edition, Legnano (Milano) Italy,
- [2] Girgis R., Perkins, M., Fazlagic, A. "*Evolution of ABB's Transformer Risk/Life Assessment Process*". Paper presented on April 6-11, 2003, Doble Client Conference Spring Meeting - Boston, Massachusetts, USA. Technical Memories.
- [3] Malewski R, Poulin B. , "*Impulse testing of Power Transformers using the transfer function method*" , IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 3, No. 2. April 1988, pp 476-489.
- [4] CIGRE Task Force 15.01.09, "*Dielectric Response Methods for Diagnostics of Power Transformers*", Electra, Paris, France N° 202, June/july 2002, pag 25-35.
- [5] Lech, W., Tymiński, L., "*Detecting Transformer Winding Damage by the Low Voltage Impulse Method*", Electrical Review, No. 21, Vol. 179, November 1966.
- [6] E.J. Adolphson, R.H. Carlson. "*Transformer field testing using current surge generator method of measuring winding deformation*", Paper presented before the 37Th Annual meeting of the American power conference April 22, 1975. Chicago Illinois.
- [7] C57.12.90-1999. "*IEEE Standard Test Code for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers.*"
- [8] Dick, E.P. and Erven C.C. "*Transformer diagnostic testing by frequency response analysis*", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No 6 , Nov/Dec 1978. pp. 2144-2153
- [9] Vaessen, P.T, Hanique E., "*A New Frequency Response Analysis Method for Power Transformer*", Transaction on Power Delivery, Vol7 N01, January 1992. pp 384-391.
- [10] Lapworth. Jhon., Noonan, Timothy J., "*Mechanical condition assessment of power transformers using frequency response analysis*" , 1995, Doble Spring Conference paper 62nd.
- [11] CIGRE Working Group 12.19. "*The short Circuit Performance of Power Transformers*", Brochure CIGRE WG 12.19. August 2002.

- [12] T. Leibfried, K. Feser, "**Monitoring Power Transformers using Transfer Function Method**", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 4, October 1999. pp. 1333-1341.
- [13] Coffeen, L., Hildreth, J., "**A New Development in Power Transformer Off-Line and On-Line Frequency Response Analysis**", Proc. of 2001 EPRI Substation Equipment Diagnostics Conference IX, Feb. 19-21, 2001, New Orleans, LA.
- [14] Jin Zhijian, Li Jingtao, Zhu Zishu, "**Diagnosis of Transfer Winding Deformation on Basis of Artificial Neural Network**" Proceeding of the 6<sup>th</sup> International Conference on Properties and application of Dielectric Materials, June 21-26- 2000., pp. 173-176 Vol 1.
- [15] Doble Engineering, "**Sweep Frequency Response Analyzer model M5100**", 2001, Watertown. MA.
- [16] B&C Company, "**Frequency Response Analyzer**", model *Traftek*, 2002, Budapest, Hungary.
- [17] Malewski R., Kazmierski M, "**Diagnostic Techniques for Power Transformers**", Paper P1-07, CIGRE 2000 Paris session .
- [18] Fernandez, Raul, A. "**Simulación del Transporte en Transformadores de Distribución**", Reunión de Verano de Potencia, I-RVP-88-TD-29, agosto 1988, Memoria Técnica.
- [19] Drobyshevski, Sc. "**Experience of Transformer winding Deformation Diagnostics by Low Voltage Impulse Method in Russia**". A2 CIGRE Transformer Colloquium 2003, Technical Memories, Junio 2003. Merida México.
- [20] Wang M., Vandermaar A, Srivastava KD., "**Condition Monitoring of Transformers in Service by the Low Voltage Impulse Test Method**". Paper presented on High Voltage Engineering Symposium 22-27 August 1999, Paper No. 467, IEE 1999.
- [21] Malewski R., Douville, J, Lavallée I. "**Measurement of Switching Transients in 735 kV Substations and assessment of their severity for Transformer Insulation**", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 4, October 1988. pp 1380-1390.
- [22] Harlow, James "**Electric Power Transformer Engineering**", CRC Press, New York, 2001. 502 pp.
- [23] Degeneff, R.C., "A **general Method for determining resonances in transformer windings**", IEEE Transaction Power. Appar. Syst. 96, 423-430, 1977.
- [24] Bolduc, L., Picher, P., Paré, G., Demers, R.J and Bélanger, J. "**Detection of Transformer Windings Displacements by Frequency Response of Stray Losses (FRSL)**", CIGRE 2000, paper 12/33-02.

- [25] Picher, P., Rajotte,C., “*Comparison of FRA and FRSL Measurements for the detection of Transformer winding displacement*”. CIGRE Mérida Colloquio on México. June 2003, paper FRA-CANADA.
- [26] Vandermaar, A., Wang, M., Stefansky,C., Ward, B. “ *Frequency Response Analysis Using the impulse Test Method as a Transformer Diagnostic Technique*”. 1999 Doble Conference.
- [27] Wang M.,Vandermaar A, Srivastava KD., “*Condition Monitoring by the Low Voltage Impulse Test Method*”., CIGRE 3<sup>rd</sup> Southern Africa Regional Conference Session 1, May 20-21, 1998, Johannesburg.
- [28] Rogers, E.J., Humbard, L.E., Gilies, D.A., “*Instrumentation Techniques for Low Voltage Impulse Testing of Power Transformers* ” , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Jan-Jun 1972.
- [29] **2003 CIGRE Coloquio de Transformadores**, Mérida, Yucatán, Junio 2-4 2003, Memoria Técnica.
- [30] IEEE C57.125-1991, **IEEE Guide for Failure Investigation, Documentation, and Analysis for Power Transformers and Shunt Reactors**.
- [31] Krause, Ch., “*The Variation of the Clamping Pressure of Power Transformers due to Operational Temperature Cycles and the Loss of Pressure with Time*”, A2 CIGRE Transformer Colloquium 2003 , Technical Memories , June 2003, Mérida, México.
- [32] **Estadística de falla en transformadores de potencia**, Comisión Federal de Electricidad, 1983-1998, Marzo 1999.
- [33] IEEE Std. 62-1995. **IEEE Guide for Diagnostic Field Testing of Electrical Power Apparatus. Part1: Oil Filled Power Transformers , Regulators and Reactors**.
- [34] Hydroelectric Research and Technical services group, “*Transformers Diagnostics*”, United States Depaertment of the Interior Bureau of Reclamation, June 2003. Facilities Instructions, standards an techniques Volume 3-31.
- [35] Ruiz, Genaro, “*Pruebas de Corto Circuito en Transformadores de Potencia*”, Decimosexta reunión de verano de potencia y aplicaciones industriales , RVP / AI - 2003 , 6 -12 julio -2003 , Memoria técnica, Artículo : TRO19
- [36] Ryder, Simon, “*Frequency Response Analysis for Diagnostic Testing of Power Transformer*“, Electricity Today, Volume 13 , Number 6 , Issue 6 - 2001, Canada , pp. 14-20

- 
- [37] Ryder, Simon, "***A new method for frequency response***", 2003 CIGRE Coloquio de Transformadores , Mérida, Yucatán, Junio 2-4 2003, Memoria Técnica, artículo FRA-FRANCE .
- [38] ***Manual de Operación del Analizador de dinámico de Señales HP35665***, Hewlett-Packard 1995.
- [39] Denis, R.,J. Vandermaar, M Wang, "***Comparison of two FRA Methods to detect Transformer Windings movements***", , *Power Tech Laboratories. Internal Paper*
- [40] "***Numerical Recipes in C: The art of Scientific Computing***" Cambridge University press, 1992.
- [41] OGATA. "***Ingeniería de Control Moderna***", Prentice Hall " 1993.
- [42] Edminister, Joseph . "***Circuito Eléctricos***" Mc Graw Hill, Segunda Edición, 1994.
- [43] Mombello, E., "***Modelo Circuitual para la Representación del Comportamiento Transitorio del Transformador durante la Resonancia con consideración de Pérdidas***", Tesis Doctoral, Universidad Nacional de San Juan, Argentina, 1998.
- [44] Greenwood, A., "***Electrical Transients in Power Systems***", John Wiley & Sons , Inc. 1991
- [45] Miki, A., Hosuya T, Okuyama K, "***A Calculation Method for Impulse Voltage Distribution and Transferred Voltage in Transformer Windings***", IEEE Trans. Vol. PAS-98, No 3, 1978, p 90
- [46] R.C. Degeneff, M. Vakilian, M.Gutierrez, S. Soderberg, P.J. Mckenny, R.S. Girgis, J.M. Schneider, J.H. Provanzana, "***Modeling Power Transformers for transient voltage calculations***", 12-304 CIGRE paper, 1992 session, 30 Aug-5 Sept.
- [47] Glaninger, P, "***Modal Analysis as a Means of Explaining the Oscillatory Behavior of Transformers***". Brown-Boveri Review 1-86 , 1986, pp .41-49.
- [48] Malewski R, Drazba, Sieradski, Borecki, "***A digital assessment technique of transformer winding oscillations***", 12/33-07, CIGRE paper, 2000 session.
- [49] Maxwell 2D Field Simulator, "***Users Reference Guide***", Ansoft Corporation, 2002.
- [50] Vaessen, P.T.M., "***Transformer Model for High Frequencies***", IEEE Transactions, Vol. PWRD-3, Nr. 4, Oct. 1988, pp. 1761-1768.
- [51] Juarez, A. David, "***Análisis de la Distribución de la Tensión de Impulso en Devanados de Transformadores tipo Columna***", Tesis de Maestría, Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME, 2002. 103pp.
-

- [52] De Leon, Francisco, **“Transformer Model for the Study of Electromagnetic Transients”**, Tesis Doctoral , Universidad de Toronto, 1992.
- [53] Coffeen, L., Hildreth, J., **“A New Development in Power Transformer Frequency Response Analysis to Determine Winding Deformation WITHOUT the Need for Comparison to Historical Data”**, Proc. of 2002 EPRI Substation Equipment Diagnostics Conference X, Feb. 17-20, 2002, San Antonio, TX.
- [54] Jin, Jianming, **“The Finite Element Method in Electromagnetic”**, Ed. Wiley & Sons, Second edition, 2002. 753 pp.
- [55] Hayt. W. H. **“Engineering Electromagnteics”**, John Wiley Sons, 1989.
- [56] Micro-Cap 6, **“Electronic Circuit Analysis Program User’s Guide “**, Spectrum , july 2000.
- [57] Malewski R. A. Claudi, Ch. Josephy **“Checking Electromagnetic compatibility of a HV Impulse Measuring Circuit with Coherence Function”**, ERA , Seminar of HV Measurements, Arnhem. Oct 1994.
- [58] Agilent 4284A. **“Precision LCR Meter Operation Manual”**. January 2000.
- [59] Del Vecchio R., Poulin, B., Feghali, P., **“Transformer design principles with applications to core form power transformers”**. Gordon and Breach Science Publishers, 2001, 600 pp.
- [60] McGrail. T., Sweetser. Ch. **“Experience with SFRA for Transformer Diagnostics”**. IEEE spring meeting 2002. Doble technical paper.
- [61] Losada, B., Borrás, Fco.,Pérez,, E. **“Detección en campo de movimientos de arrollamientos de transformadores de potencia”**, Revista Energía, noviembre/diciembre 1996, pág.93-97.
- [62] Bengtsson, C. **“Status and trends in transformer monitoring”**, IEEE transactions on power delivery, vol II , No 3, Julio 1996.
- [63] Magallanes, Gallardo, Zazueta, **“Análisis de Respuesta en Frecuencia en Transformadores de Potencia, Sobre el significado Físico”**, Quinto Symposium de Ingeniería Eléctrica - 1999 AMIME, Veracruz, Ver.
- [64] Microcal Origin, Ver. 6.0 **“Manual de Usuario”**.





# Apéndice A

## La función de transferencia y la transformada rápida de Fourier.

Aplicando el análisis de Fourier el dominio del tiempo y de la frecuencia están correlacionados por las siguientes Transformaciones matemáticas [42]:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} f(t) dt \quad \Leftrightarrow \quad f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} F(j\omega) d\omega \quad (A1)$$

Donde la función  $F(j\omega)$  es la transformada de Fourier de la señal  $f(t)$ , y  $f(t)$  es la transformada inversa de Fourier de  $F(j\omega)$ .

En muchas situaciones, un análisis de la respuesta de un sistema en el dominio del tiempo es mas complejo que su equivalente en el dominio de la frecuencia; por ejemplo: estudiar una resonancia en un sistema en el dominio del tiempo, no es tan claro y contundente como cuando se analiza en el dominio de la frecuencia. La función de transferencia, para señales continuas, se representa por la variable compleja  $H(j\omega)$  dada por la ecuación (A2):

$$H(j\omega) = \frac{V_{salida}(j\omega)}{V_{entrada}(j\omega)} \quad (A2)$$

### **Transformada Rápida de Fourier (FFT).**

En los sistemas digitales de adquisición de datos las señales en el tiempo  $f(t)$  son muestreadas a intervalos regulares de tiempo  $\Delta t$ . El inverso de  $\Delta t$  se denomina *frecuencia de muestreo*. Si  $\Delta t$  esta en segundos, la frecuencia de muestreo indica el número de muestras por segundo usadas para representar la señal. Para llevar esta señal al dominio de la frecuencia es necesario aplicar la transformada discreta de Fourier.

Suponiendo que tenemos un número finito de muestras  $N$  a intervalos  $\Delta t$ , definimos  $t_k = k\Delta t$ , para  $k = 1, 2, 3, \dots, N-1$  y  $h_k = h(t_k)$

Estimado las frecuencias en intervalos discretos tenemos:

$$f_n = \frac{n}{N \Delta t}, \quad n = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2} \quad (A3)$$

Donde los valores extremos de  $n$  corresponden exactamente con los límites superior e inferior de los rangos de frecuencia crítica de Nyquist [40].

Posteriormente la integral para el caso continuo se aproxima por medio de una suma discreta dada por la ecuación (A4).

$$\begin{aligned}
 H(f_n) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{2\pi i f_n t} dt \approx \\
 &\approx \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{2\pi i f_n t_k} \Delta t = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{2\pi i k n / N}
 \end{aligned} \tag{A4}$$

Donde el último término de la ecuación (4) es conocido como la transformada discreta de Fourier  $H_n$ .

Aunque el algoritmo de la transformada discreta obtenido es correcto, es posible demostrar [40] que el número de operaciones involucradas es una función de  $N^2$ . Por otra parte, esta transformada puede ser evaluada con un algoritmo denominado la “*Transformada Rápida de Fourier*” (FFT) en la cual el tiempo de computo es función de “ $N \log_2 N$ ”, lo cual reduce el tiempo de computo notablemente.

Para lograr esto, el algoritmo de la FFT subdivide la transformada discreta en sumas recursivas, normalmente asegurándose que  $N$  sea una potencia de 2, disminuyendo el número de operaciones requeridas. El desarrollo del algoritmo de FFT puede ser consultado con mayor detalle en [40].

Una vez obtenidas las FFT de las señales de entrada y salida la función de transferencia es calculada simplemente realizando el cociente de estas funciones como indica la ecuación (A2).

# Apéndice B

## Las ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell describen todos los fenómenos electromagnéticos conocidos. Las formas integral y diferencial de estas ecuaciones son presentadas a continuación [55]:

**Ley de Ampere:** Describe la relación entre el campo eléctrico y las corrientes eléctricas (de conducción y desplazamiento). Es decir, la integral de línea alrededor de cualquier trayectoria cerrada se determina mediante la suma de las corrientes de conducción y la variación del flujo eléctrico a través de cualquier superficie limitada por esa trayectoria

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad ; \quad \oint_l \bar{H} \cdot d\bar{l} = \int_A \bar{J} \cdot d\bar{A} + \frac{\partial}{\partial t} \int_A \bar{D} \cdot d\bar{A} \quad (B1)$$

**Ley de Faraday:** Describe la relación entre un campo eléctrico y un flujo magnético variable. La integral de línea del campo eléctrico alrededor de cualquier trayectoria cerrada es igual a la razón de variación en el tiempo del flujo magnético a través de cualquier área superficial limitada por esta trayectoria:

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad ; \quad \oint_l \bar{E} \cdot d\bar{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A \bar{B} \cdot d\bar{A} \quad (B2)$$

**Ley de continuidad del campo magnético:** El flujo magnético a través de una superficie cerrada es siempre cero.

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad ; \quad \oint_A \bar{B} \cdot d\bar{A} = 0 \quad (B3)$$

**Ley de Gauss:** El flujo neto a través de cualquier superficie cerrada es igual a la carga neta que se encuentra dentro de ella.

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad ; \quad \oint_A \bar{D} \cdot d\bar{A} = \int_V \rho dV \quad (B4)$$

Además de las cuatro ecuaciones anteriores es necesario mencionar las relaciones constitutivas que describen las características del medio donde se encuentran estos campos. Para materiales lineales isotropitos y homogéneos tenemos:

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (B5)$$

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} \quad (\text{B6})$$

$$\bar{E} = \epsilon \bar{D} \quad (\text{B7})$$

Donde:

- H = Intensidad de campo magnético [A/m]
- J = densidad de corriente de conducción [A/m<sup>2</sup>]
- B = densidad de campo magnético [T]
- E = intensidad de campo eléctrico [V/m]
- D = densidad de flujo eléctrico [C/m<sup>2</sup>]
- μ = permeabilidad magnética [H/m]
- ρ = densidad de carga volumétrica [C/m<sup>3</sup>]
- ε = permitividad eléctrica [F/m]

Además del campo electromagnético completo descrito anteriormente, existen varios tipos de campos que pueden verse como casos especiales de campo (más simples). Esta separación se hace con fines de simplicidad para no arrastrar en las ecuaciones ciertas variables que no influyen en ciertas condiciones.

- **Campos cuasi-estacionarios.**

En este caso se consideran inexistentes las corrientes de desplazamiento lo cual implica que no existen fenómenos de radiación y propagación de ondas.

$$\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = 0 \quad (\text{B8})$$

Este tipo de problemas se conocen también como problemas de “**corrientes eddy**”. Son casos en donde las regiones de solución son materiales conductores y/o materiales ferromagnéticos operando a bajas frecuencias (desde 10 Hz hasta unos cuantos kHz). Las ecuaciones de Maxwell simplificadas para este caso especial son las ecuaciones (B9)-(B11)

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} \quad ; \quad \oint_l \bar{H} \cdot d\bar{l} = \int_A \bar{J} \cdot d\bar{A} \quad (\text{B9})$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad ; \quad \oint_l \bar{E} \cdot d\bar{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A \bar{B} \cdot d\bar{A} \quad (\text{B10})$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad ; \quad \oint_A \bar{D} \cdot d\bar{A} = \int_V \rho dV \quad (\text{B11})$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad ; \quad \oint_A \bar{B} \cdot d\bar{A} = 0 \quad (\text{B12})$$

Es posible demostrar [55] que las ecuaciones para el campo cuasi-estacionario pueden expresarse como las conocidas ecuaciones de difusión (B13-B14).

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu\sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (\text{B13})$$

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu\sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (\text{B14})$$

El módulo de cálculo de corrientes de eddy del programa de elemento finito utilizado asume que todas las cantidades electromagnéticas dependientes del tiempo tienen la forma [49]:

$$F(t) = F_m \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{B15})$$

Utilizando la identidad de Euler:

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha \quad (\text{B16})$$

Haciendo  $\alpha = \omega t + \theta$ , tenemos que  $F(t)$  es la parte real de  $e^{j(\omega t + \theta)}$

$$F(t) = R[F_m e^{j(\omega t + \theta)}] = R[F_m (\cos(\omega t + \theta) + j \operatorname{sen}(\omega t + \theta))] = F_m \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{B17})$$

Ahora, puesto que cada cantidad variable en el tiempo tiene la forma  $F_m e^{j\theta} e^{j\omega t}$

tenemos que  $\frac{\partial D}{\partial t}$  y  $\frac{\partial B}{\partial t}$  son iguales a  $j\omega D$  y  $j\omega B$ .

De esta forma utilizando las ecuaciones (B5), (B6) y (B7) las ecuaciones de Maxwell se reducen a:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \bar{B} = (\sigma \bar{E} + j\omega \epsilon \bar{E}) \quad (\text{B18})$$

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega \bar{B} \quad (\text{B19})$$

$$\nabla \cdot \epsilon \bar{E} = \rho \quad (\text{B20})$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (\text{B21})$$

### Relación entre el campo eléctrico y campo magnético [49].

El simulador realmente calcula  $\bar{A}$  (vector de potencial vectorial magnético) el cual está definido por la ecuación B22.

$$\nabla \times \bar{A} = \bar{B} \quad (\text{B22})$$

Substituyendo (B22) en (B18)

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \bar{A}) = (\sigma \bar{E} + j\omega \epsilon \bar{E}) \quad (\text{B23})$$

La solución para  $\bar{E}$  en términos del  $\bar{A}$  es:

$$\bar{E} = -j\omega \bar{A} - \nabla \phi \quad (\text{B24})$$

Donde  $\Phi$  es el potencial escalar eléctrico. Substituyendo el lado derecho de la ecuación (B24) en (B23) nos lleva a:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \bar{A}) = (-j\omega \bar{A} - \nabla \phi)(\sigma + j\omega \epsilon) \quad (\text{B25})$$

Que es la primera ecuación que se utiliza para determinar  $\bar{A}$  y  $\Phi$ .

### Relación de la corriente y la densidad de corriente:

En la ecuación (B25) tenemos una conductividad compleja  $(\sigma + j\omega \epsilon)$  multiplicada por  $\bar{E}$ . El resultado de esta multiplicación es la densidad de corriente compleja  $J$ . Por lo que integrando esta expresión sobre la sección transversal del conductor obtendremos la corriente total ( $I_T$ ) circulando en el conductor.

$$I_T = \int_{\Omega} J d\Omega = \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} (\sigma + j\omega \epsilon) (-j\omega \bar{A} - \nabla \phi) d\Omega \quad (\text{B26})$$

Esta es la segunda ecuación utilizada para el cálculo de  $\bar{A}$  y  $\Phi$ .

Las componentes de la corriente  $I_T$  en la ecuación (B26) es la corriente que se especifica como fuente de excitación en el problema. Dicha corriente está compuesta de las siguientes componentes:

$$I_s = \text{La corriente de la fuente externa} = - \int \sigma \nabla \phi$$

$$I_e = \text{La corriente de eddy inducida} = - \int j\omega \sigma \bar{A}$$

$$I_d = \text{Corriente de desplazamiento} = \int j\omega \epsilon (-j\omega \bar{A} - \nabla \phi)$$

La corriente  $I_s$  es debida a las diferencias de potencial eléctrico,  $I_e$  es la corriente inducida debido a la acción de los campos magnéticos variables en el tiempo e  $I_d$  es la corriente de desplazamiento debida a los campos eléctricos variables en el tiempo. El término  $j\omega$  en la dos últimas indica su dependencia con la frecuencia.

Para el caso de una simulación en 2D, el programa asume que las corrientes circulan solamente con componente en el eje Z restringiendo de esta forma a que solo exista la componente z de  $\bar{A}$ .

- **Campos estacionarios.**

En este tipo de campo no existen variaciones con respecto al tiempo, esto es, además de que no existen corrientes de desplazamiento, tampoco hay inducción electromagnética. Sin embargo, la circulación de corriente de conducción si se considera. Las ecuaciones de Maxwell simplificadas para este caso son:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} \quad ; \quad \oint_l \bar{H} \cdot d\bar{l} = \int_A \bar{J} \cdot d\bar{A} \quad (\text{B27})$$

$$\nabla \times \bar{E} = 0 \quad ; \quad \oint_l \bar{E} \cdot d\bar{l} = 0 \quad (\text{B28})$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad ; \quad \oint_A \bar{D} \cdot d\bar{A} = 0 \quad (\text{B29})$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad ; \quad \oint_A \bar{B} \cdot d\bar{A} = 0 \quad (\text{B30})$$

- **Campos electroestáticos**

Es cuando existe un campo eléctrico y tal vez cargas electroestáticas. No existen campos magnéticos, no hay variaciones con el tiempo y no existe circulación de corriente eléctrica. Las ecuaciones de Maxwell para este caso son:

$$\nabla \times \bar{E} = 0 \quad ; \quad \oint_l \bar{E} \cdot d\bar{l} = 0 \quad (\text{B31})$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad ; \quad \oint_A \bar{D} \cdot d\bar{A} = \int_V \rho dV \quad (\text{B32})$$

En base a la ley de gauss (ecuación. B32) y puesto que  $\vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 E$ , es posible escribir:

$$\nabla \epsilon_r \epsilon_0 E = \rho \quad (\text{B33})$$

Para un campo estático  $E = -\nabla \phi$ ; por que la ecuación para el campo electroestático se puede escribir como:

$$\nabla \cdot (\epsilon_r \epsilon_0 \nabla \phi) = -\rho \quad (\text{B34})$$

Que es la ecuación a resolver por el programa de elemento finito.

- **Campos magneto estáticos**

Solamente existe un campo magnético (no hay campo eléctrico) ni variaciones con respecto al tiempo. Las ecuaciones de Maxwell en este caso se simplifican a:

$$\nabla \times \vec{H} = 0 \quad ; \quad \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = 0 \quad (\text{B31})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad ; \quad \oint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (\text{B32})$$

- **Propagación de ondas**

En este fenómeno generalmente se desprecia la corriente de conducción y solamente se considera el efecto de la corriente de desplazamiento (es decir que la corriente solo circula por los dieléctricos). Las ecuaciones resultantes son aplicadas normalmente a fenómenos de alta frecuencia.

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad ; \quad \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{\partial}{\partial t} \int_A \vec{D} \cdot d\vec{A} \quad (\text{B33})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad ; \quad \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (\text{B34})$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad ; \quad \oint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho dV \quad (\text{B35})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad ; \quad \oint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (\text{B36})$$

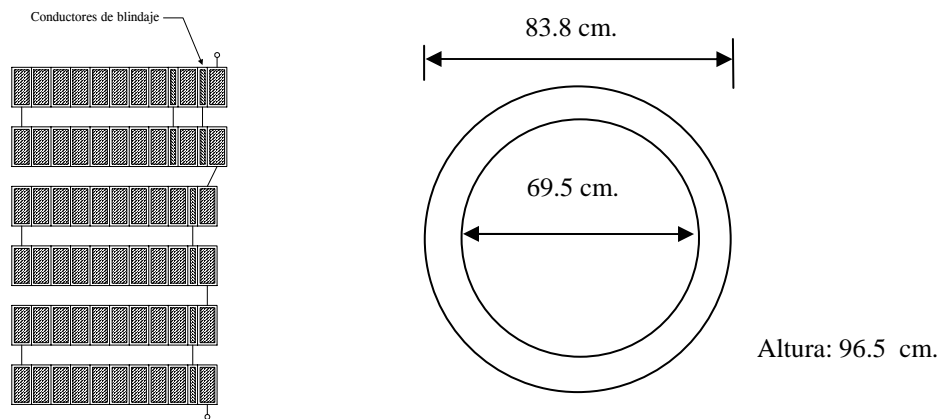


## Apéndice C

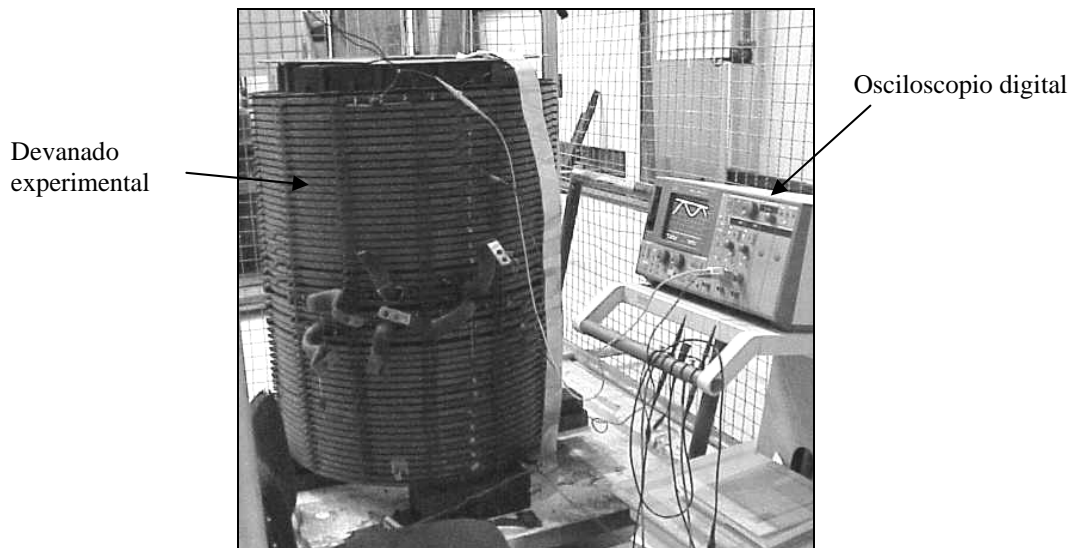
### Dimensiones del devanado experimental.

Se utilizó un devanado de un transformador tipo columna de 20 MVA, 115kV (bobina tipo disco con blindaje interno) mostrado en la figura C.1. Para el arreglo experimental, el núcleo se simuló por medio de un cilindro metálico de aluminio puesto a tierra de 99 mm de espesor. Así también, se colocaron rejillas metálicas aterrizadas para simular el efecto de las paredes.

El devanado es fabricado con solera de cobre de dimensiones 1.45 x 14.3 mm y consta de 50 secciones (ó discos). El número de vueltas total del devanado es 1750.



**Figura C.1.** Dimensiones principales del devanado. A la derecha sección transversal del devanado mostrando la localización de los blindajes internos en las primeras secciones de la bobina.



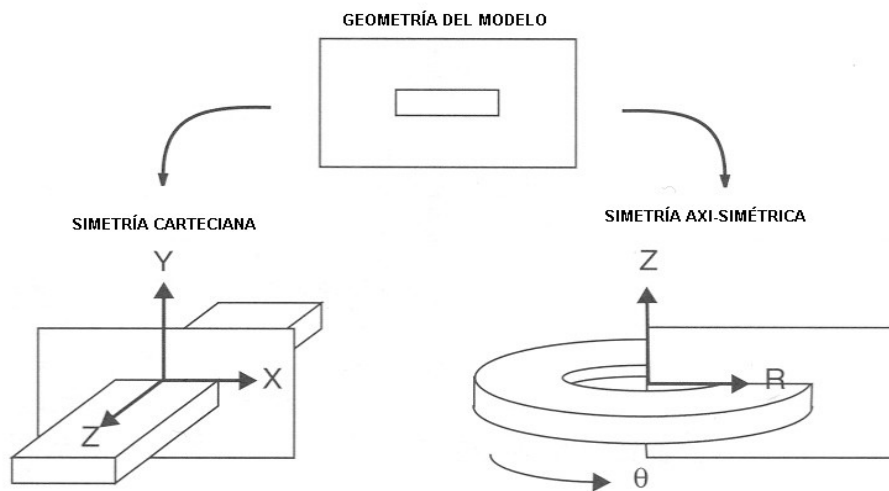
**Figura C.2.** Devanado experimental utilizado



## Apéndice D

### Simetría de modelos en dos dimensiones (2D).

Los programas de cálculo en dos dimensiones (2D) asumen ciertas condiciones de simetría para simplificar el tiempo de cálculo y los recursos de cómputo durante una simulación. En este caso, debido principalmente a la forma del devanado experimental (tipo columna) y puesto que se utilizó un programa de elemento finito en dos dimensiones (2D), todos los modelos se manejaron con simetría axi-simétrica. El significado de esta consideración se ilustra en la figura D.1, donde se observan los dos tipos de simetría comúnmente utilizadas

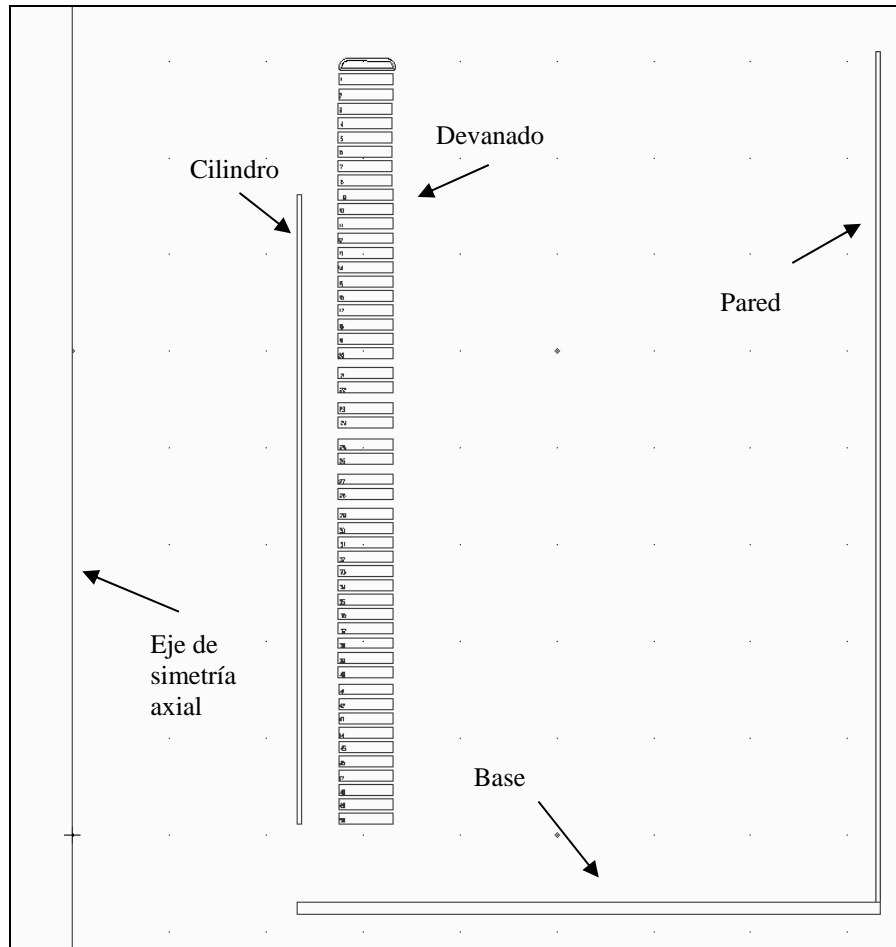


**Figura D.1.** Tipos de simetría utilizadas en programas de 2D

Los modelos con simetría cartesiana representan la sección transversal de un dispositivo que se extiende sobre el eje Z. Es decir la geometría del modelo se extiende en el plano perpendicular al modelado.

Por otra parte los modelos con simetría axi-simétricos (RZ) representan la sección transversal de un dispositivo que es rotado  $360^\circ$  sobre un eje de simetría (Z).

La figura D.2 muestra el modelo principal del devanado experimental en 2D.



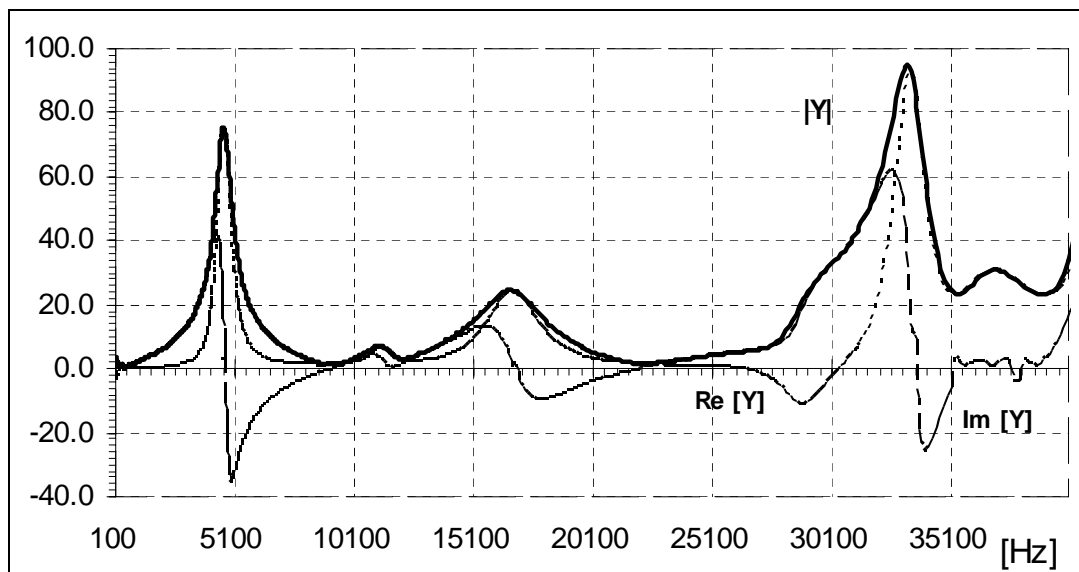
**Figura D.2.** Modelo principal en 2D del devanado experimental

## Apéndice E

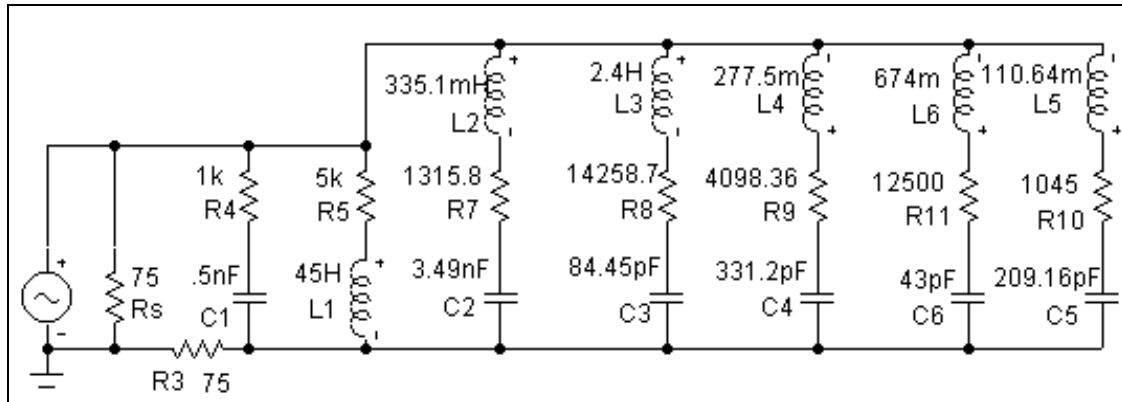
### Circuito equivalente de un autotransformador, derivado del análisis modal experimental.

Como referencia se presenta el circuito equivalente calculado a partir de datos medidos de un autotransformador de potencia 220/110 kV, 160 MVA. La respuesta en frecuencia fue medida utilizando un instrumento que utiliza la técnica de barrido en frecuencia [16]. La metodología seguida para el cálculo de los parámetros es descrita en la capítulo 3.

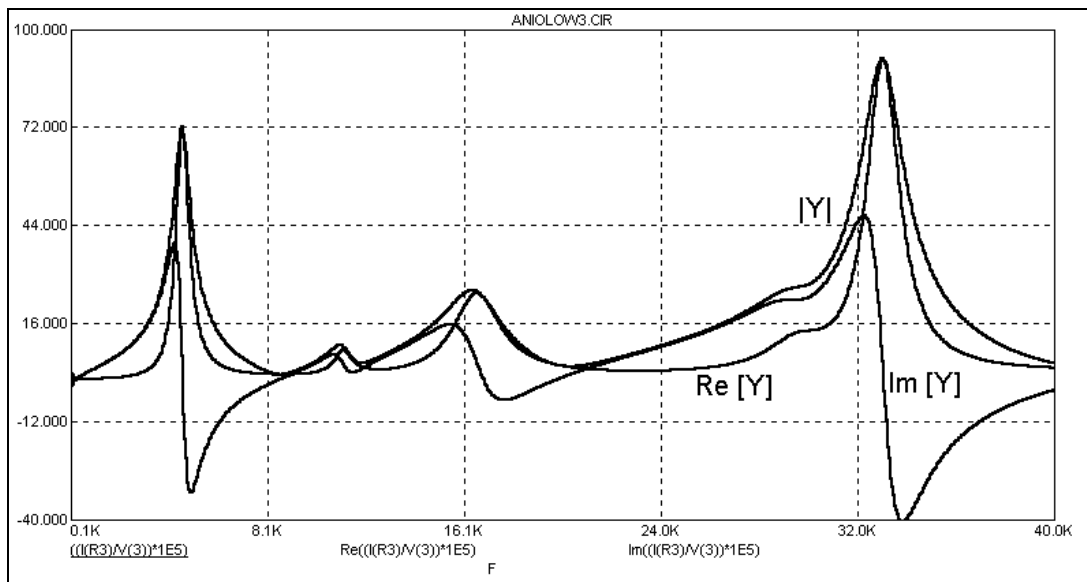
La figura E.1 muestra la respuesta en frecuencia medida para este equipo, mostrando la admitancia en función de la frecuencia descompuesta en sus componentes reales [  $\text{Re}(Y)$  ] e imaginarias [  $\text{Im}(Y)$  ]. En la figura E.2 se presenta el circuito equivalente para modelar la respuesta en frecuencia y en la figura E.3. la respuesta simulada.



**Figura E.1.** Respuesta en frecuencia medida del auto transformador, la escala esta calibrada en  $10^{-3}S$ , mostrando la magnitud, componente real e imaginario de la admitancia de entrada del devanado.



**Figura E.2.** Circuito equivalente construido para el auto transformador.



**Figura E.3.** Respuesta en frecuencia simulada, utilizando el circuito equivalente de la figura E.2.

Este circuito reproduce el comportamiento en frecuencia con buena precisión hasta aproximadamente 300 KHz, a mayores frecuencias es necesario recurrir a circuito mas complejos para considerar los traslapes en las resonancias de orden mayor [50].

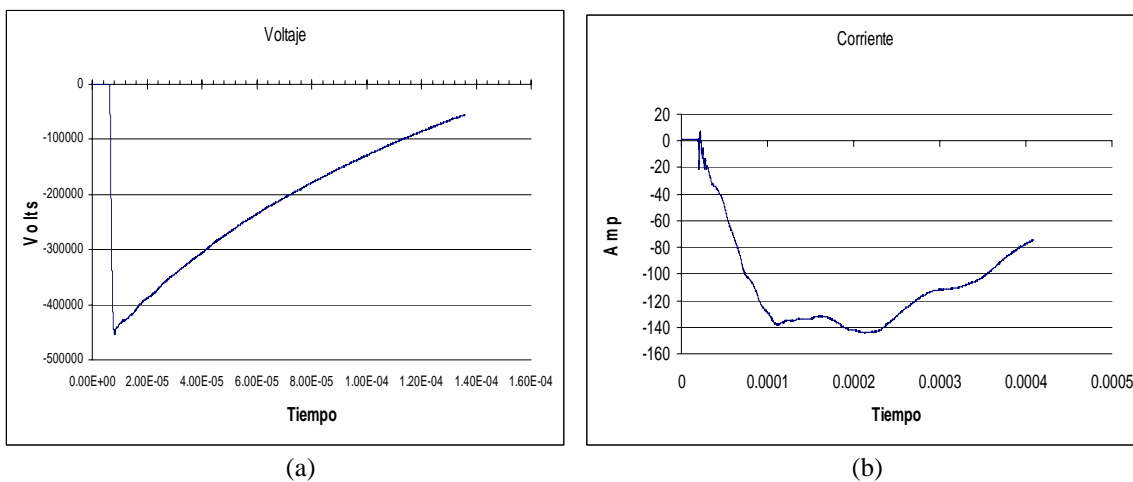
Cabe mencionar que los resultados presentados en éste apéndice son contribución del Dr. Ryzard Malewki (consultor y profesor de Universidad técnica de Warsaw, Polonia) con el fin de enriquecer el contenido de esta investigación.

# Apéndice F

## Respuesta en frecuencia derivada de las pruebas de impulso en transformadores nuevos.

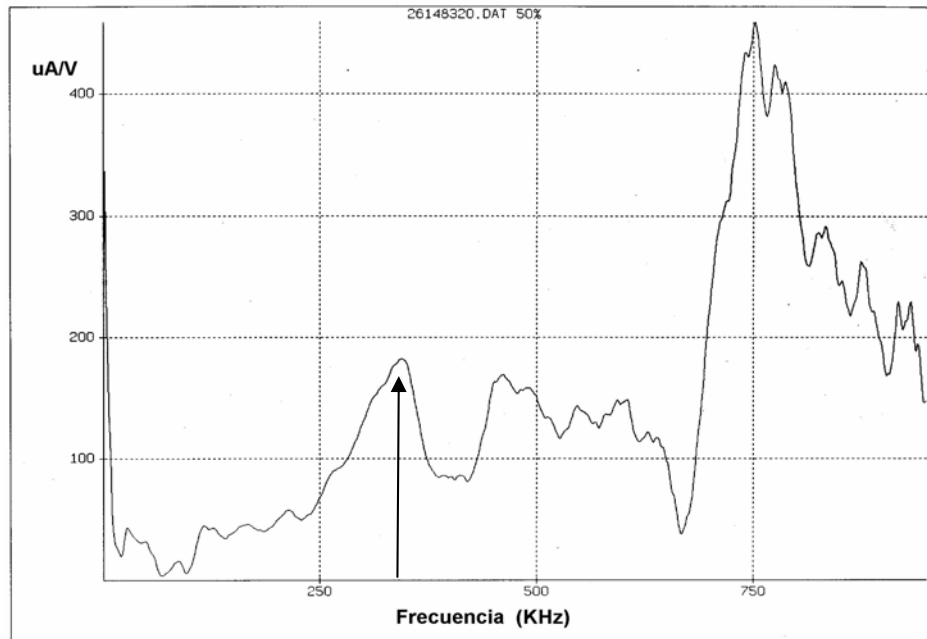
Cada transformador nuevo tiene que pasar las pruebas de aceptación en los laboratorios de los fabricantes y una de las pruebas importantes es la revisión del diseño dieléctrico de los devanados mediante la aplicación de un impulso de alto voltaje [7], La norma requiere la aplicación de una onda de impulso en una terminal del devanado y el registro de la corriente inducida por este impulso en la otra terminal. La función de transferencia del devanado puede ser derivada de estos registros digitales [3] y considerada como referencia para el diagnóstico del transformador cuando este ya se encuentre en servicio. El concepto de utilizar estos registros de las pruebas de impulso para obtener las funciones de transferencia puede ser aplicado por los fabricantes que cuenten con la instrumentación digital para dicha prueba, la cual en la mayoría de los casos se ha utilizado por más de 20 años.

Durante la presente investigación se midió la respuesta en frecuencia de un transformador trifásico utilizando el equipo M5100; dicha respuesta es obtenida utilizando el método de barrido en frecuencia descrito en el capítulo 2. Posteriormente, este transformador fue probado en impulso y los registros de voltaje y corriente fueron adquiridos para el cálculo de la correspondiente función de transferencia aplicando la transformada rápida de Fourier (FFT) a cada registro (figura F.1) y posteriormente obteniendo la división entre el registro de corriente y el de voltaje. La magnitud de la curva de corriente se ajusto considerando que el valor de la resistencia de medición utilizada en la prueba ( $1.15 \Omega$ ) es diferente al que utiliza el instrumento M5100 ( $50 \Omega$ )

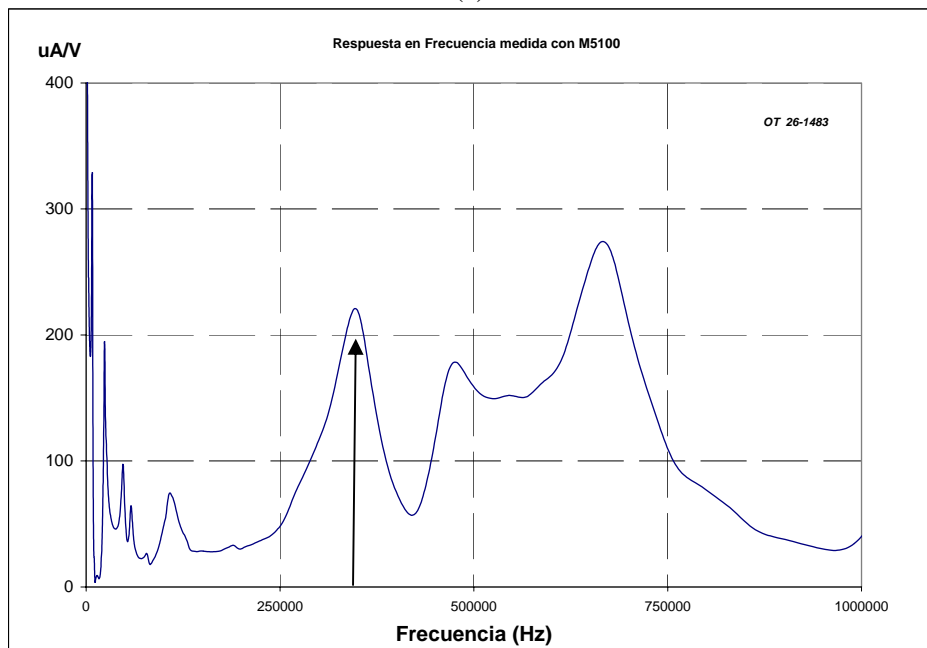


**Figura F.1.** En (a) Onda de voltaje de impulso aplicada al devanado, (b) onda de corriente medida en el resistor de  $1.15 \Omega$ .

El intento por comparar ambas mediciones no fue exitoso pues como se observa en la figura F.2 ambas funciones de transferencia presentan marcadas diferencias.



(a)



(b)

**Figura F.2.** En (a) tenemos la respuesta en frecuencia del devanado de alta tensión de un transformador de potencia calculada a partir de los registros de voltaje y corriente de la prueba de impulso; la resonancia indicada se presenta a  $\sim 345$  kHz y con una amplitud  $\sim 215$   $\mu\text{S}$  y en (b) la respuesta medida utilizando el instrumento M5100, el pico de la misma resonancia se presenta a  $\sim 350$  kHz con una amplitud de  $\sim 185$   $\mu\text{S}$ . Las escalas verticales son calibradas en  $\mu\text{A/V}$  es decir en  $\mu\text{Siemens}$ . Puesto que el instrumento M5100 siempre mide la respuesta en decibels [15], se convirtió la magnitud medida a su equivalente lineal usando el mismo procedimiento descrito en el capítulo 4.



Una mirada detallada del circuito de prueba (figura 2.9) demuestra que el resistor de 50 Ohms utilizado para la medición de corriente en el equipo de barrido en frecuencia afecta el amortiguamiento de las resonancias internas del devanado; provocando estas diferencias en las dos curvas. Es decir, que no es posible ajustarlas con el uso de aritmética simple (es decir considerando únicamente la relación entre las resistencias de medición utilizadas). Por otra parte, también el aplicar una tensión de gran valor (como el aplicado en las pruebas de impulso [7]) provoca un fenómeno dieléctrico muy diferente en los aislamientos del transformador que cuando este se excita con tensiones bajas ( $\cong 10V$  con equipos de barrido en frecuencia). Por ejemplo, la aparición de descargas parciales, las cuales se reflejan como cambios en la amplitud de las frecuencias de resonancia de la función de transferencia [3].

Sin embargo, este último problema puede resolverse si se utilizan impulso de valor reducido de tensión durante la prueba. No obstante, durante las pruebas de impulso los valores típicos de resistencias de medición utilizadas para medir la corriente están entre 0.1 y 5  $\Omega$  lo cual es un orden de magnitud menor que el utilizado por el M5100 provocando como ya se menciona, el amortiguamiento de las resonancias en el devanado.

De esta investigación es posible inferir que la comparación directa de los registros de las pruebas de impulso y los medidos durante las pruebas de FRA ya sea por el método de impulsos de bajo voltaje ó barridos en frecuencia no es sencilla y la dificultad mayor que se presenta es la diferencia entre los circuitos de medición utilizados en cada caso.



## Apéndice G

### Cálculo de la función de coherencia a partir de mediciones con equipo M5100.

Las graficas de la figura 4.22 se exportaron a una hoja de cálculo con el fin de analizar con más detalle la relación entre la posición de la deformación mecánica en el devanado y el cambio de la repuesta en frecuencia obtenida. Para realizar la comparación de las respuestas antes y después de aplicar la deformación, se recurrió al uso de la función de coherencia. Esta función de coherencia ha sido utilizada desde hace tiempo durante las pruebas de impulso en transformadores como una herramienta para determinar el rango en frecuencia útil de las funciones de transferencia medidas [57] y también durante las pruebas de FRA como herramienta para estimar una figura de mérito para la magnitud de los errores en la función de transferencia medida [13].

La función de coherencia, la cual en realidad describe la linealidad de un sistema en función de la frecuencia, se calcula por medio de la ecuación (G1).

$$\gamma = \sqrt{\frac{|G_{xy_{avg}}|^2}{G_{xx_{avg}} G_{yy_{avg}}}} \quad (G1)$$

Donde:

$G_{xx_{avg}}$  = Promedio de auto-correlaciones del grupo de datos X.

$G_{yy_{avg}}$  = Promedio de auto-correlaciones del grupo de datos Y.

$G_{xy_{avg}}$  = Promedio de la relación cruzada de los grupos de datos X y Y.

Para cada grupo individual de datos X y Y tenemos que las auto-correlaciones  $G_{xx}$  y  $G_{yy}$  están dadas por las ecuaciones (G2) y (G3).

$$G_{xx} = (X)(X^*) = [ \text{Re}(x) + j \text{Im}(x) ] [ \text{Re}(x) - j \text{Im}(x) ] \quad (G2)$$

$$G_{yy} = (Y)(Y^*) = [ \text{Re}(y) + j \text{Im}(y) ] [ \text{Re}(y) - j \text{Im}(y) ] \quad (G3)$$

Es decir, la multiplicación de cada conjunto de datos por su conjugado; en donde  $\text{Re}(x)$  e  $\text{Im}(x)$  son las partes real e imaginarias del grupo de datos X y  $\text{Re}(y)$  e  $\text{Im}(y)$  son las partes real e imaginaria del grupo de datos Y.

Por otra parte, la relación cruzada se calcula por medio de la ecuación (G4)

$$G_{xy} = (X)(Y^*) = [ \text{Re}(x) + j \text{Im}(x) ] [ \text{Re}(y) - j \text{Im}(y) ] \quad (G4)$$

Para trabajar con los datos medidos con el equipo M5100 es necesario considerar que el primer grupo de datos (X1,Y1) es la respuesta en frecuencia medida cuando el devanado se encuentra en buenas condiciones (sin deformaciones) y el segundo grupo de datos (X2,Y2) es la respuesta en frecuencia que se obtiene después de haber aplicado una deformación entre secciones.

El equipo M5100 mide la respuesta en frecuencia  $A_{(dB)}$  (expresada en decibeles) dada por la ecuación (G5).

$$A_{(dB)} = 20 \text{ Log}_{10} (FT) \quad (G5)$$

Donde FT es igual a  $V_{out}/V_{in}$  (ver ecuación 2.2) como se menciona en el capítulo 2. Para dividir esta función de transferencia en las dos componentes X y Y necesarias para utilizar la ecuación (G1), se puede considerar que el voltaje de entrada ( $V_{in}$ ) es de magnitud constante e igual a  $1 + j0$  Volts. El valor de 1 se selecciona para simplificar el cálculo ya que en realidad el equipo genera un voltaje constante del orden de 10 Volts.

A partir de esto podemos escribir que:

$X = 1 + j0$  (en todo el rango de frecuencia) y  $Y = V_{out}$ . Puesto que  $V_{in} = 1 + j0$ , entonces tenemos que  $FT = V_{out}$ .

Donde FT es un grupo de datos de tipo complejo (con parte real e imaginaria) pues el equipo mide tanto la magnitud de la función de transferencia  $A_{(dB)}$  como su ángulo de fase.

La magnitud de FT se despeja de la ecuación (G5) para obtener:

$$FT = 10^{\frac{A_{(dB)}}{20}} \quad (G6)$$

Resumiendo lo anterior tenemos:

$$\begin{aligned} X1 &= 1 + j0 \\ Y1 &= FT = \text{Re}(y_1) + j \text{Im}(y_1) \quad (\text{Que es la respuesta en frecuencia de referencia}) \end{aligned}$$

y

$$\begin{aligned} X2 &= 1 + j0 \\ Y2 &= FT = \text{Re}(y_2) + j \text{Im}(y_2) \quad (\text{Que es la Respuesta en frecuencia después de la deformación}) \end{aligned}$$

Después de calcular la auto-correlación y la correlación cruzada de ambos grupos de datos (X1,Y1) y (X2,Y2) es necesario calcular el promedio de la correlaciones anteriores por medio las ecuaciones (G7) a (G9)

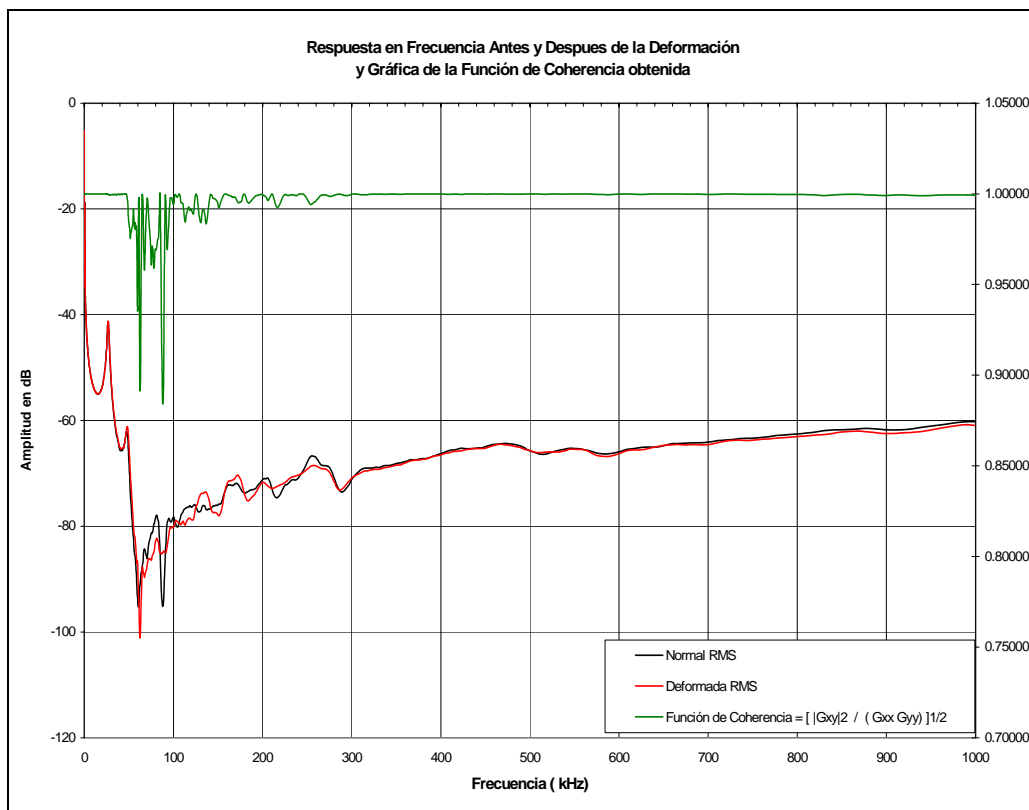
$$|G_{xx_{avg}}| = [ |G_{xx(1)}| + |G_{xx(2)}| ] / 2 \quad (G7)$$

$$|G_{yy_{avg}}| = [ |G_{yy(1)}| + |G_{yy(2)}| ] / 2 \quad (G8)$$

$$|G_{xy_{avg}}| = [ |G_{xy(1)}| + |G_{xy(2)}| ] / 2 \quad (G9)$$

Una vez determinadas las correlaciones anteriores es posible aplicar la ecuación (G1) para determinar la función de coherencia buscada.

Como se mencionó, el cálculo de la función de coherencia se realizó exportando los datos medidos con el M5100 hacia una hoja de cálculo electrónica (Excel). Un ejemplo de la aplicación del procedimiento anterior se muestra en la figura G.1 donde se grafican en conjunto las funciones de transferencia medidas y la correspondiente función de coherencia calculada para un caso de deformación en el devanado. Se observa que en los rangos de frecuencia donde ambas curvas son muy similares la función de coherencia es muy cercada a la unidad; mientras que en as zonas donde la respuesta cambia apreciablemente, la función de coherencia en menor a 1; tendiendo a disminuir entre mayor sea la magnitud del cambio.



**Figura G.1.** Respuesta en frecuencia medida antes y después de una deformación en el devanado mostrando la función de coherencia calculada usando la ecuación (G1). La escala vertical derecha esta graduada en dB y la escala vertical izquierda muestra la magnitud de la función de coherencia.

Para una mejor comprensión del procedimiento de cálculo descrito, a continuación se incluyen los resultados del cálculo a detalle de 20 puntos medidos entre 82.2 y 101.4 KHz. Los resultados se presentan en una serie de tablas en las cuales la columna 1 nos indica el número de dato al que se hace referencia.

Tabla G.1. Datos importados medidos con el equipo M5100

DATOS IMPORTADOS DEL EQUIPO M5100					
Dato	FRECUENCIA (Hz)	Normal RMS (dB)	Normal Fase (grados)	Deformada RMS (dB)	Deformada Fase (grados)
1	82249.28	-78.531	38.512	-82.607	56.788
2	83164.11	-79.186	-3.097	-83.131	53.52
3	84089.12	-81.572	-9.135	-84.465	56.161
4	85024.41	-85.004	-19.946	-85.065	61.21
5	85970.11	-89.885	-12.049	-85.065	71.886
6	86926.33	-93.621	26.465	-85.244	73.799
7	87893.18	-95.196	85.149	-84.981	77.706
8	88870.78	-94.003	128.466	-84.692	71.828
9	89859.26	-90.275	160.823	-84.877	67.899
10	90858.74	-85.946	174.973	-84.923	65.9
11	91869.33	-82.323	180.467	-84.903	74.028
12	92891.16	-79.45	142.724	-83.929	92.573
13	93924.36	-78.913	127.001	-82.818	110.5
14	94969.04	-78.498	115.22	-81.529	118.742
15	96025.35	-79.002	109.663	-80.228	115.905
16	97093.41	-79.201	107.802	-80.351	98.351
17	98173.35	-79.026	112.732	-80.216	91.826
18	99265.30	-78.45	103.036	-80.264	86.585
19	100369.39	-78.245	95.249	-80.102	90.113
20	101485.76	-78.902	86.713	-79.427	92.817

Tabla G.2. Cálculo de la magnitud de FT por medio de la aplicación de la ecuación (G6) a las columnas normal RMS y deformada RMS de la tabla G.1. El ángulo de fase no se altera.

Dato	Normal Lineal	Normal Fase (grados)	Deformada Lineal	Deformada Fase (grados)
1	0.000118427	38.512	7.40713E-05	56.788
2	0.000109825	-3.097	6.97349E-05	53.52
3	8.34449E-05	-9.135	5.98067E-05	56.161
4	5.62082E-05	-19.946	5.58149E-05	61.21
5	3.20442E-05	-12.049	5.58149E-05	71.886
6	2.08425E-05	26.465	5.46764E-05	73.799
7	1.7386E-05	85.149	5.63573E-05	77.706
8	1.99457E-05	128.466	5.8264E-05	71.828
9	3.06373E-05	160.823	5.70361E-05	67.899
10	5.04313E-05	174.973	5.67349E-05	65.9
11	7.65332E-05	180.467	5.68656E-05	74.028
12	0.000106537	142.724	6.36136E-05	92.573
13	0.000113331	127.001	7.22936E-05	110.5
14	0.000118878	115.22	8.38591E-05	118.742
15	0.000112176	109.663	9.74092E-05	115.905
16	0.000109635	107.802	9.60395E-05	98.351
17	0.000111866	112.732	9.75439E-05	91.826
18	0.000119536	103.036	9.70063E-05	86.585
19	0.000122391	95.249	9.88325E-05	90.113
20	0.000113475	86.713	0.000106819	92.817

Tabla G.3. Conversión a forma cartesiana de las cantidades complejas en forma polar (magnitud y fase) de la tabla G.2.

Dato	CONVERSIÓN A FORMA CARTESIANA			
	NORMAL		DEFORMADA	
	Real	Imag	Real	Imag
1	9.26662E-05	7.3742E-05	4.05716E-05	6.19718E-05
2	0.000109664	-5.93346E-06	4.14602E-05	5.60714E-05
3	8.23866E-05	-1.32479E-05	3.33039E-05	4.96759E-05
4	5.28365E-05	-1.91746E-05	2.68804E-05	4.89157E-05
5	3.13383E-05	-6.68919E-06	1.73532E-05	5.30487E-05
6	1.86583E-05	9.28851E-06	1.5255E-05	5.25052E-05
7	1.47018E-06	1.73237E-05	1.19999E-05	5.50649E-05
8	-1.24073E-05	1.5617E-05	1.81707E-05	5.53581E-05
9	-2.89372E-05	1.00638E-05	2.14591E-05	5.28453E-05
10	-5.02373E-05	4.41869E-06	2.31664E-05	5.17896E-05
11	-7.65307E-05	-6.24355E-07	1.56474E-05	5.46705E-05
12	-8.47747E-05	6.45241E-05	-2.856E-06	6.35495E-05
13	-6.82065E-05	9.05089E-05	-2.53181E-05	6.77153E-05
14	-5.06537E-05	0.000107546	-4.03254E-05	7.35269E-05
15	-3.77463E-05	0.000105635	-4.25566E-05	8.76213E-05
16	-3.35191E-05	0.000104386	-1.39489E-05	9.50212E-05
17	-4.32281E-05	0.000103177	-3.10853E-06	9.74943E-05
18	-2.69635E-05	0.000116456	5.7781E-06	9.68341E-05
19	-1.11973E-05	0.000121878	-1.95283E-07	9.88324E-05
20	6.50597E-06	0.000113288	-5.25016E-06	0.00010669

Tabla G.4. Definición del grupo de datos X1 y Y1 y cálculo del conjugado de Y1 para la respuesta en frecuencia de referencia (Normal)

Dato	X1	Y1	Y1*
	Normal	Normal	Normal conjugado
		1	1
2	1	1.09664293865958E-004-5.93346092275676E-006i	1.09664293865958E-004+5.93346092275676E-006i
3	1	8.23866023842893E-005-1.32478505276261E-005i	8.23866023842893E-005+1.32478505276261E-005i
4	1	5.28365494119517E-005-1.91746051307683E-005i	5.28365494119517E-005+1.91746051307683E-005i
5	1	3.13382857332135E-005-6.68919120458874E-006i	3.13382857332135E-005+6.68919120458874E-006i
6	1	1.86583450461472E-005+9.28850613132979E-006i	1.86583450461472E-005-9.28850613132979E-006i
7	1	1.47018461633507E-006+1.73237410855091E-005i	1.47018461633507E-006-1.73237410855091E-005i
8	1	-1.24073274164999E-005+1.56169936032217E-005i	-1.24073274164999E-005-1.56169936032217E-005i
9	1	-2.89372178971016E-005+1.00637695247754E-005i	-2.89372178971016E-005-1.00637695247754E-005i
10	1	-5.02373294827532E-005+4.41869125751322E-006i	-5.02373294827532E-005-4.41869125751322E-006i
11	1	-7.65306757116751E-005-6.24355165602133E-007i	-7.65306757116751E-005+6.24355165602133E-007i
12	1	-8.47746791383416E-005+6.45241190076576E-005i	-8.47746791383416E-005-6.45241190076576E-005i
13	1	-6.82065481050225E-005+9.05088836254417E-005i	-6.82065481050225E-005-9.05088836254417E-005i
14	1	-5.06536664299203E-005+1.07545748392379E-004i	-5.06536664299203E-005-1.07545748392379E-004i
15	1	-3.77462667656811E-005+1.05634640304007E-004i	-3.77462667656811E-005-1.05634640304007E-004i
16	1	-3.35190679223689E-005+1.04385575796249E-004i	-3.35190679223689E-005-1.04385575796249E-004i
17	1	-4.3228059617458E-005+1.03176769574034E-004i	-4.3228059617458E-005-1.03176769574034E-004i
18	1	-2.69634948751087E-005+1.16455611840868E-004i	-2.69634948751087E-005-1.16455611840868E-004i
19	1	-1.11973345592213E-005+1.2187785782995E-004i	-1.11973345592213E-005-1.2187785782995E-004i
20	1	6.50597002248467E-006+1.13288289899681E-004i	6.50597002248467E-006-1.13288289899681E-004i

Tabla G.5. Definición del grupo de datos X2 y Y2 y cálculo del conjugado de Y2 para la respuesta en frecuencia después de la deformación (deformado).

Dato	X2	Y2	Y2*
	DEFORMADA	Deformado	Deformado Conjugado
1	1.0000E+00	4.05715594758087E-005+6.19718232942872E-005i	4.05715594758087E-005-6.19718232942872E-005i
2	1.0000E+00	4.14601975861598E-005+5.60714205989505E-005i	4.14601975861598E-005-5.60714205989505E-005i
3	1.0000E+00	3.33039243633494E-005+4.96758757121104E-005i	3.33039243633494E-005-4.96758757121104E-005i
4	1.0000E+00	2.68803646150995E-005+4.89157121396905E-005i	2.68803646150995E-005-4.89157121396905E-005i
5	1.0000E+00	1.73531749402669E-005+5.30487343436792E-005i	1.73531749402669E-005-5.30487343436792E-005i
6	1.0000E+00	1.5254990644579E-005+5.2505192012299E-005i	1.5254990644579E-005-5.2505192012299E-005i
7	1.0000E+00	1.19998715033826E-005+5.506492292263E-005i	1.19998715033826E-005-5.506492292263E-005i
8	1.0000E+00	1.81706561035928E-005+5.5358073580696E-005i	1.81706561035928E-005-5.5358073580696E-005i
9	1.0000E+00	2.14591493829064E-005+5.28452862694545E-005i	2.14591493829064E-005-5.28452862694545E-005i
10	1.0000E+00	2.31664328755206E-005+5.17895830446223E-005i	2.31664328755206E-005-5.17895830446223E-005i
11	1.0000E+00	1.56474168080238E-005+5.46704708467914E-005i	1.56474168080238E-005-5.46704708467914E-005i
12	1.0000E+00	-2.8559965955233E-006+6.35494600928839E-005i	-2.8559965955233E-006-6.35494600928839E-005i
13	1.0000E+00	-2.53180663642536E-005+6.7715313503997E-005i	-2.53180663642536E-005-6.7715313503997E-005i
14	1.0000E+00	-4.03253573666843E-005+7.3526919031915E-005i	-4.03253573666843E-005-7.3526919031915E-005i
15	1.0000E+00	-4.25565761271637E-005+8.76212936198211E-005i	-4.25565761271637E-005-8.76212936198211E-005i
16	1.0000E+00	-1.39488678786506E-005+9.50211518651841E-005i	-1.39488678786506E-005-9.50211518651841E-005i
17	1.0000E+00	-3.10853435697625E-006+9.74943299770253E-005i	-3.10853435697625E-006-9.74943299770253E-005i
18	1.0000E+00	5.77810175991106E-006+9.68340765191657E-005i	5.77810175991106E-006-9.68340765191657E-005i
19	1.0000E+00	-1.9528309542596E-007+9.88323568799181E-005i	-1.9528309542596E-007-9.88323568799181E-005i
20	1.0000E+00	-5.25016152438015E-006+1.06690266506206E-004i	-5.25016152438015E-006-1.06690266506206E-004i

Tabla G.6. Cálculo de correlaciones con grupo de datos X1 y Y1.

CALCULO CON GRUPO DE DATOS X1 , Y1				
Dato	Gxx = (X)( X*)	Gyy =(Y)(Y*)	Gxy=(X)(Y*)	Gxy
1	1.0000E+00	1.40249073195454E-008	9.2666222536239E-005-7.37419725828487E-005i	1.1843E-04
2	1.0000E+00	1.20614633076411E-008	1.09664293865958E-004+5.93346092275676E-006i	1.0982E-04
3	1.0000E+00	6.96305779602931E-009	8.23866023842893E-005+1.32478505276261E-005i	8.3445E-05
4	1.0000E+00	3.1593664356825E-009	5.28365494119517E-005+1.91746051307683E-005i	5.6208E-05
5	1.0000E+00	1.02683343166808E-009	3.13382857332135E-005+6.68919120458874E-006i	3.2044E-05
6	1.0000E+00	4.34410186012837E-010	1.86583450461472E-005-9.28850613132979E-006i	2.0843E-05
7	1.0000E+00	3.02273448003864E-010	1.47018461633507E-006-1.73237410855091E-005i	1.7386E-05
8	1.0000E+00	3.97832262823298E-010	-1.24073274164999E-005-1.56169936032217E-005i	1.9946E-05
9	1.0000E+00	9.38642036672135E-010	-2.89372178971016E-005-1.00637695247754E-005i	3.0637E-05
10	1.0000E+00	2.54331410598793E-009	-5.02373294827532E-005-4.41869125751322E-006i	5.0431E-05
11	1.0000E+00	5.85733414425839E-009	-7.65306757116751E-005+6.24355165602133E-007i	7.6533E-05
12	1.0000E+00	1.13501081567231E-008	-8.47746791383416E-005-6.45241190076576E-005i	1.0654E-04
13	1.0000E+00	1.28439912195265E-008	-6.82065481050225E-005-9.05088836254417E-005i	1.1333E-04
14	1.0000E+00	1.41318819200705E-008	-5.06536664299203E-005-1.07545748392379E-004i	1.1888E-04
15	1.0000E+00	1.25834578869029E-008	-3.77462667656811E-005-1.05634640304007E-004i	1.1218E-04
16	1.0000E+00	1.20198763486988E-008	-3.35190679223689E-005-1.04385575796249E-004i	1.0964E-04
17	1.0000E+00	1.25141109180238E-008	-4.3228059617458E-005-1.03176769574034E-004i	1.1187E-04
18	1.0000E+00	1.42889395851109E-008	-2.69634948751087E-005-1.16455611840868E-004i	1.1954E-04
19	1.0000E+00	1.49795925304486E-008	-1.11973345592213E-005-1.2187785782995E-004i	1.2239E-04
20	1.0000E+00	1.28765642743276E-008	6.50597002248467E-006-1.13288289899681E-004i	1.1347E-04



Tabla G.7. Cálculo de correlaciones con grupo de datos X2 y Y2.

CALCULO CON GRUPO DE DATOS X2, Y2				
Dato	Gxx = (X)(X*)	Gyy = (Y)(Y*)	Gxy=(X)(Y*)	Gxy
1	1	5.48655832071744E-009	4.05715594758087E-005-6.19718232942872E-005i	7.4071E-05
2	1	4.86295219186782E-009	4.14601975861598E-005-5.60714205989505E-005i	6.9735E-05
3	1	3.57684400576474E-009	3.33039243633494E-005-4.96758757121104E-005i	5.9807E-05
4	1	3.11530089597376E-009	2.68803646150995E-005-4.89157121396905E-005i	5.5815E-05
5	1	3.11530089597376E-009	1.73531749402669E-005-5.30487343436792E-005i	5.5815E-05
6	1	2.98950992781458E-009	1.5254990644579E-005-5.2505192012299E-005i	5.4676E-05
7	1	3.17614265257288E-009	1.19998715033826E-005-5.506492292263E-005i	5.6357E-05
8	1	3.39468905380079E-009	1.81706561035928E-005-5.5358073580696E-005i	5.8264E-05
9	1	3.25311937313849E-009	2.14591493829064E-005-5.28452862694545E-005i	5.7036E-05
10	1	3.21884452411183E-009	2.31664328755206E-005-5.17895830446223E-005i	5.6735E-05
11	1	3.23370203537389E-009	1.56474168080238E-005-5.46704708467914E-005i	5.6866E-05
12	1	4.04669059465085E-009	-2.85599659555233E-006-6.35494600928839E-005i	6.3614E-05
13	1	5.22636816736935E-009	-2.53180663642536E-005-6.7715313503997E-005i	7.2294E-05
14	1	7.03234226907658E-009	-4.03253573666843E-005-7.3526919031915E-005i	8.3859E-05
15	1	9.48855326727798E-009	-4.25565761271637E-005-8.76212936198211E-005i	9.7409E-05
16	1	9.22359021688243E-009	-1.39488678786506E-005-9.50211518651841E-005i	9.6040E-05
17	1	9.5148073635176E-009	-3.10853435697625E-006-9.74943299770253E-005i	9.7544E-05
18	1	9.41022483526752E-009	5.77810175991106E-006-9.68340765191657E-005i	9.7006E-05
19	1	9.76787290192686E-009	-1.9528309542596E-007-9.88323568799181E-005i	9.8833E-05
20	1	1.14103771631973E-008	-5.25016152438015E-006-1.06690266506206E-004i	1.0682E-04

Tabla G.8. Cálculo del promedio de correlaciones (ecuaciones (G.7) a (G.9)) y cálculo de la función de coherencia para cada frecuencia medida.

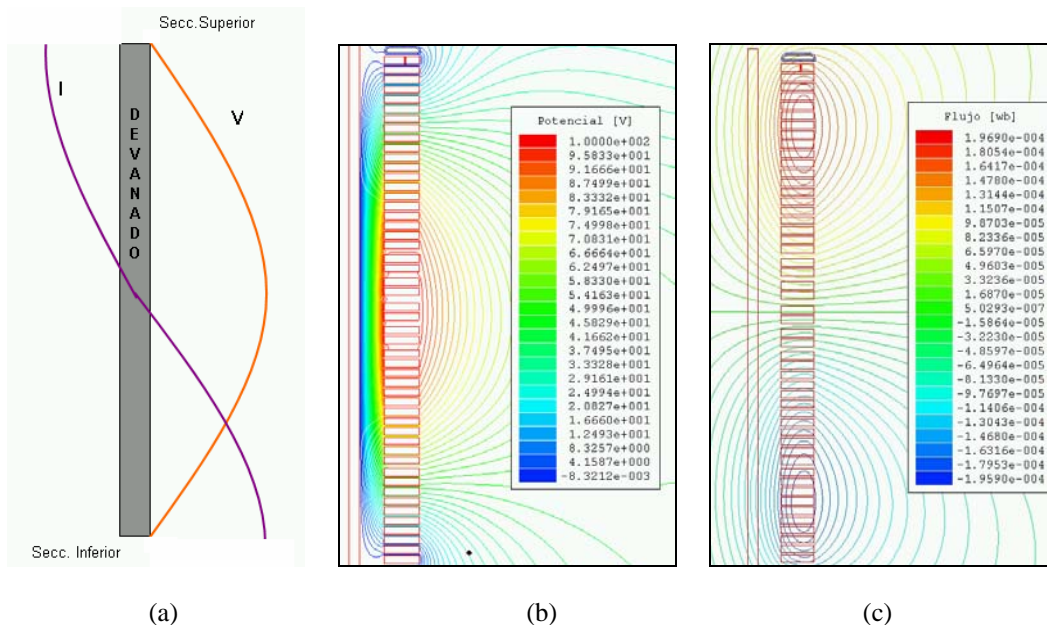
Dato	FRECUENCIA	PROMEDIO DE CORRELACIONES			FUNCIÓN DE COHERENCIA
	(Hz)	Gxx	Gyy	Gxy	[ Gxy  <sup>2</sup> / (Gxx Gyy)] <sup>1/2</sup>
1	82249.28	1.0000E+00	9.7557E-09	9.6249E-05	0.9745
2	83164.11	1.0000E+00	8.4622E-09	8.9780E-05	0.9760
3	84089.12	1.0000E+00	5.2700E-09	7.1626E-05	0.9867
4	85024.41	1.0000E+00	3.1373E-09	5.6012E-05	1.0000
5	85970.11	1.0000E+00	2.0711E-09	4.3930E-05	0.9653
6	86926.33	1.0000E+00	1.7120E-09	3.7759E-05	0.9126
7	87893.18	1.0000E+00	1.7392E-09	3.6872E-05	0.8841
8	88870.78	1.0000E+00	1.8963E-09	3.9105E-05	0.8980
9	89859.26	1.0000E+00	2.0959E-09	4.3837E-05	0.9575
10	90858.74	1.0000E+00	2.8811E-09	5.3583E-05	0.9983
11	91869.33	1.0000E+00	4.5455E-09	6.6699E-05	0.9893
12	92891.16	1.0000E+00	7.6984E-09	8.5075E-05	0.9696
13	93924.36	1.0000E+00	9.0352E-09	9.2812E-05	0.9764
14	94969.04	1.0000E+00	1.0582E-08	1.0137E-04	0.9854
15	96025.35	1.0000E+00	1.1036E-08	1.0479E-04	0.9975
16	97093.41	1.0000E+00	1.0622E-08	1.0284E-04	0.9978
17	98173.35	1.0000E+00	1.1014E-08	1.0471E-04	0.9977
18	99265.30	1.0000E+00	1.1850E-08	1.0827E-04	0.9946
19	100369.39	1.0000E+00	1.2374E-08	1.1061E-04	0.9944
20	101485.76	1.0000E+00	1.2143E-08	1.1015E-04	0.9995



# Apéndice H

## Distribución de campo durante las condiciones de resonancia

Durante la condición de resonancia, la distribución de campo en el devanado es muy diferente a las condiciones de operación normal [43], durante la resonancia normalmente aparecen ondas estacionarias en el devanado como se pudo demostrar con las mediciones del capítulo 4 (ver figura 4.8), la primer resonancia se distribuye sobre todo el devanado y la distribución de campo es como la mostrada en la figura H.1. Para el caso en que el devanado es completamente simétrico, las fuerza magnetomotriz total es prácticamente cero, lo cual significa que el flujo magnético esta compuesto prácticamente por flujo disperso; tal como se menciona en [43].



**Figura H.1.** Distribución de campo durante la condición de resonancia del devanado, en (a) se muestra como se distribuyen las ondas estacionarias de voltaje y corriente, en (b) la distribución de campo (potencial eléctrico) en el devanado durante la condición de resonancia y en (c) la distribución de las líneas de flujo magnético.

Las resonancias de orden mayor generan también ondas estacionarias provocando que las distribuciones de campo durante al condición de resonancia sean muy diferentes a las que se presentan a la frecuencia del sistema.



# Apéndice I

## Factores de acoplamiento entre secciones del devanado experimental.

Los factores de acoplamiento calculados para cada sección del devanado se presentan en la siguiente matriz. D1 se utiliza para referirse al disco 1 (ó sección 1) del devanado experimental. De la misma forma se designan las demás secciones hasta la 50 (D50). Los elementos de la diagonal principal son el auto-acoplamiento de cada sección con si misma y por lo tanto siempre igual a 1. Se observa que entre más alejadas se encuentren las secciones, el factor de acoplamiento tiende a cero.

	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9	D10	D11	D12	D13
D1	1	0.82489	0.66077	0.54673	0.46328	0.40069	0.3528	0.3156	0.28647	0.26313	0.24435	0.22909	0.21657
D2	0.82489	1	0.82672	0.6638	0.54959	0.4663	0.40388	0.35618	0.31934	0.29019	0.26699	0.24833	0.23316
D3	0.66077	0.82672	1	0.82876	0.66552	0.55145	0.46832	0.40612	0.35884	0.32196	0.29297	0.26991	0.25137
D4	0.54673	0.6638	0.82876	1	0.829	0.66622	0.5525	0.46969	0.408	0.36066	0.32395	0.2951	0.27215
D5	0.46328	0.54959	0.66552	0.829	1	0.82927	0.66685	0.55344	0.47122	0.40938	0.3622	0.32561	0.29685
D6	0.40069	0.4663	0.55145	0.66622	0.82927	1	0.8296	0.66751	0.55477	0.4723	0.41062	0.36355	0.32704
D7	0.3528	0.40388	0.46832	0.5525	0.66685	0.8296	1	0.82987	0.66866	0.55555	0.47325	0.41168	0.36469
D8	0.3156	0.35618	0.40612	0.46969	0.55344	0.66751	0.82987	1	0.83095	0.66918	0.55628	0.47409	0.41262
D9	0.28647	0.31934	0.35884	0.408	0.47122	0.55477	0.66866	0.83095	1	0.83048	0.66923	0.55662	0.47464
D10	0.26313	0.29019	0.32196	0.36066	0.40938	0.4723	0.55555	0.66918	0.83048	1	0.83069	0.66965	0.55719
D11	0.24435	0.26699	0.29297	0.32395	0.3622	0.41062	0.47325	0.55628	0.66923	0.83069	1	0.8309	0.67004
D12	0.22909	0.24833	0.26991	0.2951	0.32561	0.36355	0.41168	0.47409	0.55662	0.66965	0.8309	1	0.83109
D13	0.21657	0.23316	0.25137	0.27215	0.29685	0.32704	0.36469	0.41262	0.47464	0.55719	0.67004	0.83109	1
D14	0.20621	0.22073	0.23631	0.25369	0.27398	0.29834	0.32825	0.36569	0.41329	0.47529	0.5577	0.6704	0.83125
D15	0.19758	0.21045	0.22397	0.23871	0.25559	0.27552	0.29961	0.3293	0.36646	0.41401	0.47589	0.55816	0.67072
D16	0.19032	0.20188	0.21376	0.22642	0.24064	0.25716	0.27681	0.30068	0.33012	0.36721	0.41465	0.4764	0.55856
D17	0.18419	0.19469	0.20526	0.21627	0.2284	0.24226	0.25849	0.27792	0.30154	0.3309	0.36788	0.41521	0.47686
D18	0.17897	0.18861	0.19813	0.20781	0.21829	0.23005	0.24361	0.25962	0.27882	0.30236	0.3316	0.36848	0.41571
D19	0.1745	0.18343	0.19209	0.20071	0.20986	0.21995	0.23141	0.24475	0.26053	0.27963	0.30306	0.33221	0.36899
D20	0.17064	0.17899	0.18696	0.19471	0.20278	0.21154	0.22133	0.23256	0.24568	0.26136	0.28035	0.30368	0.33274
D21	0.16612	0.17382	0.18101	0.1878	0.19469	0.202	0.21	0.21899	0.22929	0.24141	0.25584	0.27328	0.29462
D22	0.16337	0.1707	0.17744	0.18369	0.18992	0.19641	0.20341	0.21117	0.21994	0.23014	0.24214	0.25648	0.27383
D23	0.1601	0.167	0.17324	0.17887	0.18435	0.18995	0.19584	0.20226	0.20937	0.21752	0.22695	0.23804	0.25126
D24	0.15808	0.16473	0.17068	0.17595	0.18101	0.18609	0.19136	0.19702	0.20321	0.21022	0.21824	0.22758	0.23859
D25	0.1554	0.16173	0.1673	0.17213	0.17665	0.18108	0.18559	0.19032	0.19539	0.20103	0.20738	0.21465	0.22308
D26	0.15391	0.16007	0.16545	0.17004	0.17429	0.17839	0.1825	0.18677	0.19127	0.19622	0.20175	0.208	0.21518
D27	0.1521	0.15806	0.16321	0.16753	0.17145	0.17518	0.17884	0.18256	0.18642	0.19062	0.19522	0.20035	0.20617
D28	0.15095	0.15679	0.16181	0.16597	0.1697	0.1732	0.17659	0.18001	0.1835	0.18725	0.19132	0.19582	0.20087
D29	0.14954	0.15524	0.1601	0.16406	0.16756	0.1708	0.17389	0.17694	0.18	0.18325	0.18673	0.19052	0.19471
D30	0.14865	0.15426	0.15902	0.16287	0.16624	0.16931	0.17222	0.17506	0.17787	0.18082	0.18395	0.18732	0.19102
D31	0.14782	0.15336	0.15803	0.16178	0.16503	0.16797	0.17071	0.17337	0.17596	0.17866	0.18149	0.18452	0.18781
D32	0.14707	0.15254	0.15714	0.16079	0.16394	0.16676	0.16937	0.17186	0.17427	0.17676	0.17933	0.18206	0.185
D33	0.14637	0.15178	0.15631	0.15988	0.16294	0.16566	0.16814	0.17049	0.17274	0.17504	0.1774	0.17987	0.18252
D34	0.14573	0.15108	0.15555	0.15906	0.16203	0.16466	0.16704	0.16927	0.17138	0.17351	0.17569	0.17794	0.18033
D35	0.14513	0.15044	0.15485	0.15829	0.1612	0.16374	0.16603	0.16815	0.17014	0.17213	0.17414	0.17621	0.17838
D36	0.14457	0.14983	0.1542	0.15759	0.16043	0.1629	0.16511	0.16714	0.16901	0.17088	0.17275	0.17466	0.17664
D37	0.14404	0.14926	0.15358	0.15692	0.15971	0.16211	0.16424	0.16619	0.16797	0.16974	0.17148	0.17325	0.17507
D38	0.14354	0.14872	0.15301	0.1563	0.15903	0.16138	0.16345	0.16532	0.16702	0.16869	0.17033	0.17197	0.17364
D39	0.14305	0.1482	0.15245	0.1557	0.15838	0.16068	0.16269	0.1645	0.16612	0.16771	0.16925	0.17078	0.17233
D40	0.14257	0.14769	0.1519	0.15511	0.15776	0.16001	0.16196	0.16371	0.16527	0.16678	0.16824	0.16967	0.17112
D41	0.14197	0.14704	0.15122	0.15439	0.15698	0.15918	0.16108	0.16277	0.16425	0.16568	0.16705	0.16839	0.16972
D42	0.14152	0.14657	0.15071	0.15385	0.15641	0.15857	0.16043	0.16207	0.1635	0.16488	0.16618	0.16744	0.16869
D43	0.1411	0.14612	0.15024	0.15335	0.15588	0.158	0.15982	0.16142	0.1628	0.16412	0.16537	0.16657	0.16774
D44	0.14061	0.1456	0.14969	0.15277	0.15527	0.15736	0.15914	0.1607	0.16205	0.16332	0.16451	0.16565	0.16675
D45	0.14019	0.14515	0.14921	0.15227	0.15474	0.1568	0.15855	0.16008	0.16138	0.16261	0.16376	0.16484	0.16589
D46	0.13971	0.14465	0.14868	0.1517	0.15415	0.15618	0.1579	0.1594	0.16066	0.16186	0.16296	0.16399	0.16499
D47	0.13922	0.14413	0.14813	0.15113	0.15355	0.15556	0.15725	0.15871	0.15995	0.1611	0.16217	0.16316	0.1641
D48	0.1387	0.14358	0.14755	0.15052	0.15292	0.1549	0.15656	0.158	0.1592	0.16033	0.16135	0.16231	0.16321
D49	0.13817	0.14301	0.14695	0.1499	0.15227	0.15422	0.15586	0.15727	0.15845	0.15954	0.16054	0.16146	0.16232
D50	0.13759	0.14239	0.1463	0.14921	0.15156	0.15349	0.1551	0.15649	0.15764	0.15871	0.15967	0.16056	0.16139

Apéndice I. Factores de acoplamiento entre secciones del devanado experimental

	D14	D15	D16	D17	D18	D19	D20	D21	D22	D23	D24	D25	D26
D1	0.20621	0.19758	0.19032	0.18419	0.17897	0.1745	0.17064	0.16612	0.16337	0.1601	0.15808	0.1554	0.15391
D2	0.22073	0.21045	0.20188	0.19469	0.18861	0.18343	0.17899	0.17382	0.1707	0.167	0.16473	0.16173	0.16007
D3	0.23631	0.22397	0.21376	0.20526	0.19813	0.19209	0.18696	0.18101	0.17744	0.17324	0.17068	0.1673	0.16545
D4	0.25369	0.23871	0.22642	0.21627	0.20781	0.20071	0.19471	0.1878	0.18369	0.17887	0.17595	0.17213	0.17004
D5	0.27398	0.25559	0.24064	0.2284	0.21829	0.20986	0.20278	0.19469	0.18992	0.18435	0.18101	0.17665	0.17429
D6	0.29834	0.27552	0.25716	0.24226	0.23005	0.21995	0.21154	0.202	0.19641	0.18995	0.18609	0.18108	0.17839
D7	0.32825	0.29961	0.27681	0.25849	0.24361	0.23141	0.22133	0.21	0.20341	0.19584	0.19136	0.18559	0.1825
D8	0.36569	0.3293	0.30068	0.27792	0.25962	0.24475	0.23256	0.21899	0.21117	0.20226	0.19702	0.19032	0.18677
D9	0.41329	0.36646	0.33012	0.30154	0.27882	0.26053	0.24568	0.22929	0.21994	0.20937	0.20321	0.19539	0.19127
D10	0.47529	0.41401	0.36721	0.3309	0.30236	0.27963	0.26136	0.24141	0.23014	0.21752	0.21022	0.20103	0.19622
D11	0.5577	0.47589	0.41465	0.36788	0.3316	0.30306	0.28035	0.25584	0.24214	0.22695	0.21824	0.20738	0.20175
D12	0.6704	0.55816	0.4764	0.41521	0.36848	0.33221	0.30368	0.27328	0.25648	0.23804	0.22758	0.21465	0.208
D13	0.83125	0.67072	0.55856	0.47686	0.41571	0.36899	0.33274	0.29462	0.27383	0.25126	0.23859	0.22308	0.21518
D14	1	0.83143	0.67098	0.5589	0.47726	0.41613	0.36944	0.3211	0.2951	0.26722	0.25174	0.23299	0.22354
D15	0.83143	1	0.83157	0.67123	0.55923	0.47761	0.41651	0.35441	0.32152	0.28672	0.26764	0.24479	0.2334
D16	0.67098	0.83157	1	0.83167	0.67145	0.55947	0.4779	0.39687	0.35475	0.31084	0.28708	0.25898	0.24514
D17	0.5589	0.67123	0.83167	1	0.83179	0.67162	0.5597	0.45192	0.39717	0.34106	0.31115	0.27626	0.25929
D18	0.47726	0.55923	0.67145	0.83179	1	0.83188	0.67179	0.52465	0.45218	0.37944	0.34134	0.29754	0.27653
D19	0.41613	0.47761	0.55947	0.67162	0.83188	1	0.83191	0.62307	0.52485	0.42889	0.37967	0.32405	0.29777
D20	0.36944	0.41651	0.4779	0.5597	0.67179	0.83191	1	0.76104	0.62322	0.49373	0.42908	0.35749	0.32424
D21	0.3211	0.35441	0.39687	0.45192	0.52465	0.62307	0.76104	1	0.83208	0.62342	0.52524	0.42054	0.37335
D22	0.2951	0.32152	0.35475	0.39717	0.45218	0.52485	0.62322	0.83208	1	0.76126	0.62351	0.48246	0.42067
D23	0.26722	0.28672	0.31084	0.34106	0.37944	0.42889	0.49373	0.62342	0.76126	1	0.83219	0.60572	0.51242
D24	0.25174	0.26764	0.28708	0.31115	0.34134	0.37967	0.42908	0.52524	0.62351	0.83219	1	0.73581	0.60578
D25	0.23299	0.24479	0.25898	0.27626	0.29754	0.32405	0.35749	0.42054	0.48246	0.60572	0.73581	1	0.83225
D26	0.22354	0.2334	0.24514	0.25929	0.27653	0.29777	0.32424	0.37335	0.42067	0.51242	0.60578	0.83225	1
D27	0.21286	0.22064	0.22978	0.24065	0.25372	0.26958	0.28906	0.32447	0.35785	0.4208	0.48266	0.62373	0.76141
D28	0.20662	0.21325	0.22097	0.23006	0.2409	0.25392	0.26976	0.29817	0.32459	0.3736	0.42086	0.5256	0.62375
D29	0.19942	0.20479	0.21097	0.21816	0.22661	0.23665	0.2487	0.26996	0.28938	0.3247	0.35802	0.42969	0.49434
D30	0.19515	0.1998	0.20511	0.21124	0.2184	0.22681	0.23682	0.25429	0.27007	0.29839	0.32475	0.38046	0.42971
D31	0.19144	0.1955	0.2001	0.20536	0.21146	0.21857	0.22695	0.24144	0.25437	0.27732	0.29842	0.34231	0.38044
D32	0.18822	0.19179	0.19579	0.20034	0.20557	0.21162	0.2187	0.23081	0.24151	0.26029	0.27734	0.31234	0.34229
D33	0.18538	0.18854	0.19205	0.19601	0.20052	0.20571	0.21173	0.22192	0.23085	0.24635	0.26027	0.28846	0.31227
D34	0.1829	0.1857	0.1888	0.19226	0.19619	0.20066	0.20581	0.21446	0.22197	0.23486	0.24633	0.26927	0.2884
D35	0.18069	0.1832	0.18595	0.189	0.19243	0.1963	0.20074	0.20813	0.21448	0.2253	0.23482	0.25366	0.26919
D36	0.17874	0.18099	0.18344	0.18614	0.18915	0.19253	0.19638	0.20273	0.20814	0.21727	0.22525	0.24085	0.25356
D37	0.17697	0.17901	0.1812	0.1836	0.18626	0.18923	0.19258	0.19807	0.20271	0.21047	0.21719	0.23021	0.24071
D38	0.17539	0.17723	0.1792	0.18135	0.18371	0.18633	0.18926	0.19403	0.19803	0.20467	0.21037	0.22131	0.23005
D39	0.17393	0.17561	0.1774	0.17932	0.18143	0.18374	0.18632	0.19049	0.19396	0.19967	0.20453	0.21378	0.22111
D40	0.17259	0.17413	0.17575	0.17748	0.17937	0.18143	0.18371	0.18736	0.19038	0.19532	0.19949	0.20736	0.21354
D41	0.17106	0.17245	0.1739	0.17544	0.1771	0.1789	0.18087	0.18401	0.18658	0.19075	0.19424	0.20077	0.20584
D42	0.16994	0.17122	0.17255	0.17395	0.17545	0.17706	0.17882	0.1816	0.18386	0.1875	0.19053	0.19615	0.20049
D43	0.1689	0.17009	0.17131	0.17258	0.17394	0.17539	0.17696	0.17943	0.18142	0.18461	0.18724	0.19209	0.1958
D44	0.16784	0.16895	0.17007	0.17124	0.17247	0.17378	0.17519	0.17739	0.17915	0.18195	0.18425	0.18846	0.19165
D45	0.16691	0.16794	0.16898	0.17005	0.17118	0.17237	0.17364	0.1756	0.17717	0.17964	0.18165	0.18531	0.18807
D46	0.16595	0.16691	0.16788	0.16887	0.1699	0.17097	0.17212	0.17388	0.17527	0.17746	0.17922	0.18242	0.18481
D47	0.16502	0.16592	0.16682	0.16773	0.16868	0.16966	0.17069	0.17228	0.17352	0.17545	0.17701	0.1798	0.18188
D48	0.16408	0.16492	0.16576	0.16661	0.16748	0.16837	0.16932	0.17074	0.17185	0.17357	0.17494	0.17738	0.17919
D49	0.16314	0.16394	0.16473	0.16551	0.16632	0.16714	0.16799	0.16928	0.17028	0.1718	0.17301	0.17516	0.17674
D50	0.16217	0.16293	0.16367	0.16441	0.16515	0.1659	0.16669	0.16785	0.16875	0.17011	0.17118	0.17307	0.17445

Apéndice I. Factores de acoplamiento entre secciones del devanado experimental

	D27	D28	D29	D30	D31	D32	D33	D34	D35	D36	D37	D38	D39
D1	0.1521	0.15095	0.14954	0.14865	0.14782	0.14707	0.14637	0.14573	0.14513	0.14457	0.14404	0.14354	0.14305
D2	0.15806	0.15679	0.15524	0.15426	0.15336	0.15254	0.15178	0.15108	0.15044	0.14983	0.14926	0.14872	0.1482
D3	0.16321	0.16181	0.1601	0.15902	0.15803	0.15714	0.15631	0.15555	0.15485	0.1542	0.15358	0.15301	0.15245
D4	0.16753	0.16597	0.16406	0.16287	0.16178	0.16079	0.15988	0.15906	0.15829	0.15759	0.15692	0.1563	0.1557
D5	0.17145	0.1697	0.16756	0.16624	0.16503	0.16394	0.16294	0.16203	0.1612	0.16043	0.15971	0.15903	0.15838
D6	0.17518	0.1732	0.1708	0.16931	0.16797	0.16676	0.16566	0.16466	0.16374	0.1629	0.16211	0.16138	0.16068
D7	0.17884	0.17659	0.17389	0.17222	0.17071	0.16937	0.16814	0.16704	0.16603	0.16511	0.16424	0.16345	0.16269
D8	0.18256	0.18001	0.17694	0.17506	0.17337	0.17186	0.17049	0.16927	0.16815	0.16714	0.16619	0.16532	0.1645
D9	0.18642	0.1835	0.18	0.17787	0.17596	0.17427	0.17274	0.17138	0.17014	0.16901	0.16797	0.16702	0.16612
D10	0.19062	0.18725	0.18325	0.18082	0.17866	0.17676	0.17504	0.17351	0.17213	0.17088	0.16974	0.16869	0.16771
D11	0.19522	0.19132	0.18673	0.18395	0.18149	0.17933	0.1774	0.17569	0.17414	0.17275	0.17148	0.17033	0.16925
D12	0.20035	0.19582	0.19052	0.18732	0.18452	0.18206	0.17987	0.17794	0.17621	0.17466	0.17325	0.17197	0.17078
D13	0.20617	0.20087	0.19471	0.19102	0.18781	0.185	0.18252	0.18033	0.17838	0.17664	0.17507	0.17364	0.17233
D14	0.21286	0.20662	0.19942	0.19515	0.19144	0.18822	0.18538	0.1829	0.18069	0.17874	0.17697	0.17539	0.17393
D15	0.22064	0.21325	0.20479	0.1998	0.1955	0.19179	0.18854	0.1857	0.1832	0.18099	0.17901	0.17723	0.17561
D16	0.22978	0.22097	0.21097	0.20511	0.2001	0.19579	0.19205	0.1888	0.18595	0.18344	0.1812	0.1792	0.1774
D17	0.24065	0.23006	0.21816	0.21124	0.20536	0.20034	0.19601	0.19226	0.189	0.18614	0.1836	0.18135	0.17932
D18	0.25372	0.2409	0.22661	0.2184	0.21146	0.20557	0.20052	0.19619	0.19243	0.18915	0.18626	0.18371	0.18143
D19	0.26958	0.25392	0.23665	0.22681	0.21857	0.21162	0.20571	0.20066	0.1963	0.19253	0.18923	0.18633	0.18374
D20	0.28906	0.26976	0.2487	0.23682	0.22695	0.2187	0.21173	0.20581	0.20074	0.19638	0.19258	0.18926	0.18632
D21	0.32447	0.29817	0.26996	0.25429	0.24144	0.23081	0.22192	0.21446	0.20813	0.20273	0.19807	0.19403	0.19049
D22	0.35785	0.32459	0.28938	0.27007	0.25437	0.24151	0.23085	0.22197	0.21448	0.20814	0.20271	0.19803	0.19396
D23	0.4208	0.3736	0.3247	0.29839	0.27732	0.26209	0.24635	0.23486	0.2253	0.21727	0.21047	0.20467	0.19967
D24	0.48266	0.42086	0.35802	0.32475	0.29842	0.27734	0.26027	0.24633	0.23482	0.22525	0.21719	0.21037	0.20453
D25	0.62373	0.5256	0.42969	0.38046	0.34231	0.31234	0.28846	0.26927	0.25366	0.24085	0.23021	0.22131	0.21378
D26	0.76141	0.62375	0.49434	0.42971	0.38044	0.34229	0.31227	0.2884	0.26919	0.25356	0.24071	0.23005	0.22111
D27	1	0.83223	0.62373	0.52562	0.45316	0.3984	0.35619	0.32322	0.29709	0.27615	0.25916	0.24525	0.23373
D28	0.83223	1	0.7614	0.62375	0.52556	0.45311	0.39829	0.35609	0.32309	0.29694	0.27596	0.25895	0.24499
D29	0.62373	0.7614	1	0.83229	0.67252	0.56078	0.47923	0.41813	0.37138	0.33502	0.30634	0.28343	0.2649
D30	0.52562	0.62375	0.83229	1	0.83231	0.67252	0.56067	0.47914	0.418	0.37122	0.33481	0.30609	0.28313
D31	0.45316	0.52556	0.67252	0.83231	1	0.83229	0.67238	0.56056	0.47898	0.41781	0.37098	0.33453	0.30576
D32	0.3984	0.45311	0.56078	0.67252	0.83229	1	0.83224	0.67231	0.56043	0.47881	0.41758	0.3707	0.33419
D33	0.35619	0.39829	0.47923	0.56067	0.67238	0.83224	1	0.83214	0.67217	0.56024	0.47854	0.41727	0.37032
D34	0.32322	0.35609	0.41813	0.47914	0.56056	0.67231	0.83214	1	0.83208	0.67205	0.56003	0.47827	0.4169
D35	0.29709	0.32309	0.37138	0.418	0.47898	0.56043	0.67217	0.83208	1	0.83205	0.67187	0.55976	0.47791
D36	0.27615	0.29694	0.33502	0.37122	0.41781	0.47881	0.56024	0.67205	0.83205	1	0.83198	0.67169	0.55946
D37	0.25916	0.27596	0.30634	0.33481	0.37098	0.41758	0.47854	0.56003	0.67187	0.83198	1	0.83186	0.6714
D38	0.24525	0.25895	0.28343	0.30609	0.33453	0.3707	0.41727	0.47827	0.55976	0.67169	0.83186	1	0.83171
D39	0.23373	0.24499	0.2649	0.28313	0.30576	0.33419	0.37032	0.4169	0.47791	0.55946	0.6714	0.83171	1
D40	0.2241	0.23343	0.24976	0.26455	0.28274	0.30535	0.33374	0.36987	0.41645	0.47748	0.55902	0.67106	0.83141
D41	0.21442	0.22193	0.23492	0.24655	0.26068	0.27806	0.2996	0.32663	0.36093	0.40504	0.4626	0.5392	0.64372
D42	0.20776	0.21408	0.22491	0.23453	0.24612	0.26024	0.27758	0.29913	0.32616	0.36048	0.4046	0.46224	0.53894
D43	0.20198	0.20731	0.21639	0.22437	0.23392	0.24546	0.25951	0.2768	0.29828	0.32524	0.35947	0.40351	0.46103
D44	0.19694	0.20147	0.20911	0.21579	0.22372	0.23323	0.24471	0.25872	0.27596	0.29738	0.32427	0.35843	0.40237
D45	0.19262	0.19648	0.20296	0.20858	0.21521	0.22311	0.23257	0.24403	0.25801	0.27523	0.29662	0.32352	0.35769
D46	0.18873	0.19203	0.19754	0.20229	0.20785	0.21443	0.22226	0.23168	0.24308	0.257	0.27415	0.29548	0.3223
D47	0.18526	0.1881	0.19279	0.19682	0.2015	0.20702	0.21353	0.22131	0.23066	0.242	0.25583	0.2729	0.29414
D48	0.18212	0.18456	0.18857	0.19199	0.19595	0.20058	0.20602	0.21248	0.22018	0.22946	0.2407	0.25445	0.2714
D49	0.17927	0.18137	0.18481	0.18773	0.19108	0.19498	0.19953	0.20491	0.21128	0.21891	0.22808	0.23921	0.25283
D50	0.17665	0.17847	0.18142	0.1839	0.18675	0.19004	0.19386	0.19835	0.20364	0.20993	0.21744	0.2265	0.23749

Apéndice I. Factores de acoplamiento entre secciones del devanado experimental

	D40	D41	D42	D43	D44	D45	D46	D47	D48	D49	D50
D1	0.14257	0.14197	0.14152	0.1411	0.14061	0.14019	0.13971	0.13922	0.1387	0.13817	0.13759
D2	0.14769	0.14704	0.14657	0.14612	0.1456	0.14515	0.14465	0.14413	0.14358	0.14301	0.14239
D3	0.1519	0.15122	0.15071	0.15024	0.14969	0.14921	0.14868	0.14813	0.14755	0.14695	0.1463
D4	0.15511	0.15439	0.15385	0.15335	0.15277	0.15227	0.1517	0.15113	0.15052	0.1499	0.14921
D5	0.15776	0.15698	0.15641	0.15588	0.15527	0.15474	0.15415	0.15355	0.15292	0.15227	0.15156
D6	0.16001	0.15918	0.15857	0.158	0.15736	0.1568	0.15618	0.15556	0.1549	0.15422	0.15349
D7	0.16196	0.16108	0.16043	0.15982	0.15914	0.15855	0.1579	0.15725	0.15656	0.15586	0.1551
D8	0.16371	0.16277	0.16207	0.16142	0.1607	0.16008	0.1594	0.15871	0.158	0.15727	0.15649
D9	0.16527	0.16425	0.1635	0.1628	0.16205	0.16138	0.16066	0.15995	0.1592	0.15845	0.15764
D10	0.16678	0.16568	0.16488	0.16412	0.16332	0.16261	0.16186	0.1611	0.16033	0.15954	0.15871
D11	0.16824	0.16705	0.16618	0.16537	0.16451	0.16376	0.16296	0.16217	0.16135	0.16054	0.15967
D12	0.16967	0.16839	0.16744	0.16657	0.16565	0.16484	0.16399	0.16316	0.16231	0.16146	0.16056
D13	0.17112	0.16972	0.16869	0.16774	0.16675	0.16589	0.16499	0.1641	0.16321	0.16232	0.16139
D14	0.17259	0.17106	0.16994	0.1689	0.16784	0.16691	0.16595	0.16502	0.16408	0.16314	0.16217
D15	0.17413	0.17245	0.17122	0.17009	0.16895	0.16794	0.16691	0.16592	0.16492	0.16394	0.16293
D16	0.17575	0.1739	0.17255	0.17131	0.17007	0.16898	0.16788	0.16682	0.16576	0.16473	0.16367
D17	0.17748	0.17544	0.17395	0.17258	0.17124	0.17005	0.16887	0.16773	0.16661	0.16551	0.16441
D18	0.17937	0.1771	0.17545	0.17394	0.17247	0.17118	0.1699	0.16868	0.16748	0.16632	0.16515
D19	0.18143	0.1789	0.17706	0.17539	0.17378	0.17237	0.17097	0.16966	0.16837	0.16714	0.1659
D20	0.18371	0.18087	0.17882	0.17696	0.17519	0.17364	0.17212	0.17069	0.16932	0.16799	0.16669
D21	0.18736	0.18401	0.1816	0.17943	0.17739	0.1756	0.17388	0.17228	0.17074	0.16928	0.16785
D22	0.19038	0.18658	0.18386	0.18142	0.17915	0.17717	0.17527	0.17352	0.17185	0.17028	0.16875
D23	0.19532	0.19075	0.1875	0.18461	0.18195	0.17964	0.17746	0.17545	0.17357	0.1718	0.17011
D24	0.19949	0.19424	0.19053	0.18724	0.18425	0.18165	0.17922	0.17701	0.17494	0.17301	0.17118
D25	0.20736	0.20077	0.19615	0.19209	0.18846	0.18531	0.18242	0.1798	0.17738	0.17516	0.17307
D26	0.21354	0.20584	0.20049	0.1958	0.19165	0.18807	0.18481	0.18188	0.17919	0.17674	0.17445
D27	0.2241	0.21442	0.20776	0.20198	0.19694	0.19262	0.18873	0.18526	0.18212	0.17927	0.17665
D28	0.23343	0.22193	0.21408	0.20731	0.20147	0.19648	0.19203	0.1881	0.18456	0.18137	0.17847
D29	0.24976	0.23492	0.22491	0.21639	0.20911	0.20296	0.19754	0.19279	0.18857	0.18481	0.18142
D30	0.26455	0.24655	0.23453	0.22437	0.21579	0.20858	0.20229	0.19682	0.19199	0.18773	0.1839
D31	0.28274	0.26068	0.24612	0.23392	0.22372	0.21521	0.20785	0.2015	0.19595	0.19108	0.18675
D32	0.30535	0.27806	0.26024	0.24546	0.23323	0.22311	0.21443	0.20702	0.20058	0.19498	0.19004
D33	0.33374	0.2996	0.27758	0.25951	0.24471	0.23257	0.22226	0.21353	0.20602	0.19953	0.19386
D34	0.36987	0.32663	0.29913	0.2768	0.25872	0.24403	0.23168	0.22131	0.21248	0.20491	0.19835
D35	0.41645	0.36093	0.32616	0.29828	0.27596	0.25801	0.24308	0.23066	0.22018	0.21128	0.20364
D36	0.47748	0.40504	0.36048	0.32524	0.29738	0.27523	0.257	0.242	0.22946	0.21891	0.20993
D37	0.55902	0.4626	0.4046	0.35947	0.32427	0.29662	0.27415	0.25583	0.2407	0.22808	0.21744
D38	0.67106	0.5392	0.46224	0.40351	0.35843	0.32352	0.29548	0.2729	0.25445	0.23921	0.2265
D39	0.83141	0.64372	0.53894	0.46103	0.40237	0.35769	0.3223	0.29414	0.2714	0.25283	0.23749
D40	1	0.79178	0.64363	0.5376	0.45979	0.40168	0.35639	0.32086	0.29252	0.26964	0.25095
D41	0.79178	1	0.8317	0.66929	0.55575	0.47372	0.41131	0.36331	0.32569	0.29577	0.27167
D42	0.64363	0.8317	1	0.82945	0.66743	0.55521	0.47213	0.40957	0.36134	0.32354	0.29346
D43	0.5376	0.66929	0.82945	1	0.8291	0.66843	0.5544	0.47091	0.40791	0.35935	0.32127
D44	0.45979	0.55575	0.66743	0.8291	1	0.83148	0.66814	0.55352	0.46945	0.40598	0.35704
D45	0.40168	0.47372	0.55521	0.66843	0.83148	1	0.82894	0.6656	0.55074	0.46642	0.40271
D46	0.35639	0.41131	0.47213	0.5544	0.66814	0.82894	1	0.82826	0.66403	0.54849	0.46359
D47	0.32086	0.36331	0.40957	0.47091	0.55352	0.6656	0.82826	1	0.82732	0.66212	0.54573
D48	0.29252	0.32569	0.36134	0.40791	0.46945	0.55074	0.66403	0.82732	1	0.82611	0.65962
D49	0.26964	0.29577	0.32354	0.35935	0.40598	0.46642	0.54849	0.66212	0.82611	1	0.82457
D50	0.25095	0.27167	0.29346	0.32127	0.35704	0.40271	0.46359	0.54573	0.65962	0.82457	1



# Apéndice J

## Programas utilizados para las simulaciones.

Como se menciona en la tesis, para el cálculo de parámetros y la simulación de respuesta en frecuencia del devanado experimental se utilizaron básicamente dos programas comerciales: Maxwell 2D y MicroCap. Tanto Maxwell como MicroCap fueron seleccionados principalmente por que se contaba con cierta experiencia con el uso de los mismos; ya que en realidad cualquier otro programa similar podría haber sido utilizado para las simulaciones.

Puesto que incluir una descripción detallada del uso de los mismos sería equivalente a copiar los manuales de cada programa, a continuación solamente se incluye una breve descripción de cada uno de ellos, mencionando de manera general el uso de los mismos y al final se indica el sitio web de cada fabricante donde es posible descargar una versión estudiantil.

**1- Maxwell 2D de Ansoft [49]** es un programa de cálculo por elemento finito, que utiliza elementos triangulares de segundo orden. El programa esta enfocado principalmente a la resolución de campos electromagnéticos.

Para resolver un problema con **Maxwell** (ver figura 3.2) primeramente se define (se dibuja) la geometría del modelo (a escala), a continuación se definen los materiales, las propiedades de los mismos, las fuentes y condiciones de frontera. La generación de la malla puede hacerse en forma automática o manualmente. Cuando se elige la opción automática, el programa establece una malla inicial en función de la geometría empleando siempre elementos triangulares. Posteriormente, se procede a resolver el problema. Una vez resuelto el programa evalúa el porcentaje de error encontrado en cada uno de los elementos y si es necesario se realiza un refinamiento de la malla únicamente en dichos elementos y se procede nuevamente a encontrar la solución.

Este procedimiento se repite cuantas veces sea necesario dependiendo de la exactitud que se desee (en este caso el programa lo realiza de forma automática). Solamente en casos en donde el refinamiento de la malla llegue a tener dificultades será necesario realizarlo manualmente. Con este programa es posible obtener mallas triangulares de hasta 100 000 elementos (esto depende de las características del equipo de computo que se este utilizando).

Este simulador incluye herramientas de pos-procesamiento que permiten determinar parámetros como inductancia, capacitancia y pérdidas de una manera automática durante cada simulación.

Una versión estudiantil de este software puede obtenerse directamente en la página web del fabricante ([www.ansoft.com](http://www.ansoft.com))

**2 – MicroCap[56]** es un programa de simulación que nos permite analizar circuitos eléctricos y electrónicos, este programa incluye un simulador analógico/digital compatible con Spice. La ventaja principal de este programa es su amigable interfaz gráfica.

Aunque MicroCap tiene varios módulos de cálculo, el principalmente utilizado en este trabajo fue el análisis de AC. Este se accede a través de la opción ‘Analysis’ del menú principal. Nos aparece entonces una ventana donde podemos especificar los parámetros de la simulación, como el rango de frecuencias y el máximo paso de frecuencias en la simulación. De igual forma pueden especificarse el rango de valores de los ejes y las variables que se desean representar, así como el color de éstas.

La parte más importante es la que se refiere a los límites numéricos como son:

*Frequency Range:* Aquí se especifica el rango de frecuencias que se desea simular. La sintaxis es: <Frecuencia superior> [,<Frecuencia inferior>]. El simulador resuelve el circuito para ciertas frecuencias discretas dentro de este rango. Finalmente despliega las graficas en frecuencia de la expresión solicitada.

*Number of Points:* Número de puntos que se desean calcular dentro del rango de frecuencia especificado.

El simulador incluye una característica (opción de *stepping*) que permite modificar los parámetros del circuito durante la simulación en pasos discretos para de esta forma realizar estudios de sensibilidad. Esta característica fue utilizada para generar algunas de las gráficas mostradas en el capítulo 5.

Una versión estudiantil de este software puede obtenerse directamente en la página web del fabricante ([www.spectrum-soft.com](http://www.spectrum-soft.com)).

# Apéndice K

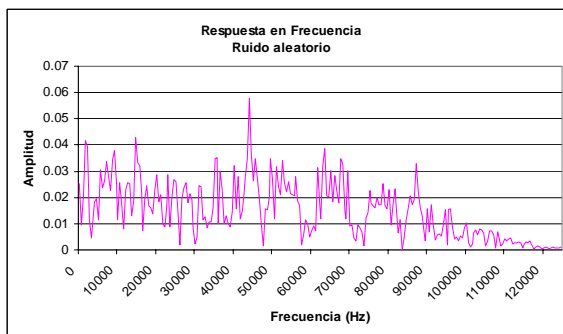
## Mediciones en el autotransformador experimental.

Como parte de la primera etapa en el desarrollo de la presente investigación se realizaron una serie de experimentos con transformadores pequeños en los laboratorios de la *Sección de Posgrado de Ingeniería Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional*. Resultados de utilizar el analizador dinámico con un autotransformador de 3 KVA se presentan a continuación.

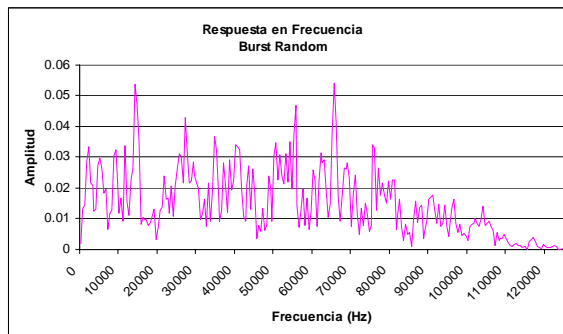
### Caracterización en frecuencia de señales generadas con el analizador dinámico de señales FFT HP 35665.

La función principal de éste equipo es analizar señales en el dominio del tiempo y la frecuencia. Una de sus aplicaciones principales es el monitoreo en frecuencia de máquinas rotatorias (modos vibracionales); debido a esto, sus rangos de frecuencia son relativamente bajos (0 –102 KHz en modo de un canal y 0-52 KHz en modo de 2 canales).

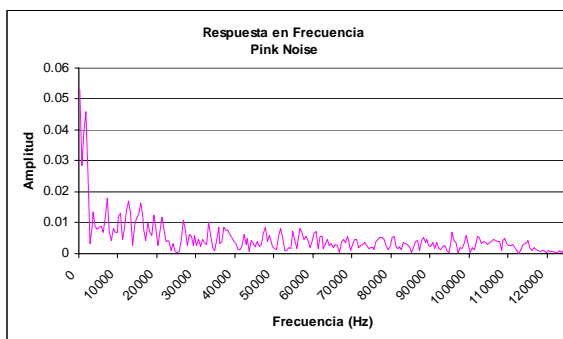
Puesto que el equipo genera diferentes señales para el análisis en frecuencia, en primer lugar se procedió a obtener el espectro en frecuencia de cada una de ellas con la ayuda de un osciloscopio. Los resultados se presentan a continuación en la figura K.1.



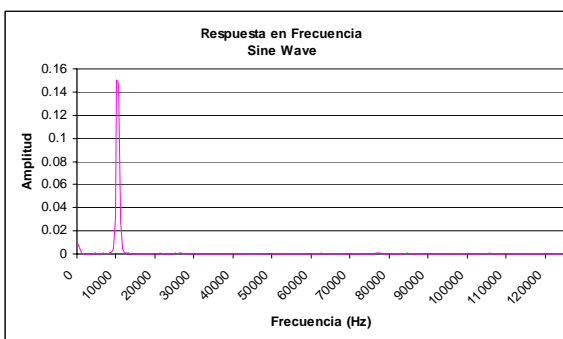
(a)



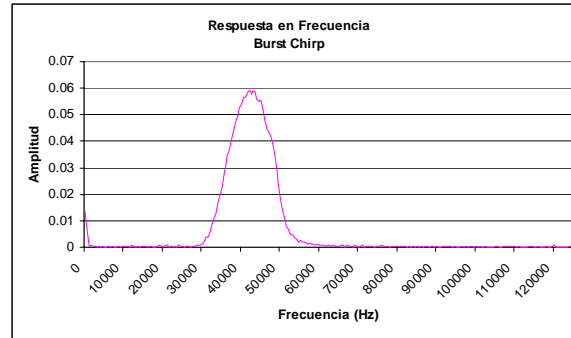
(b)



(c)



(d)



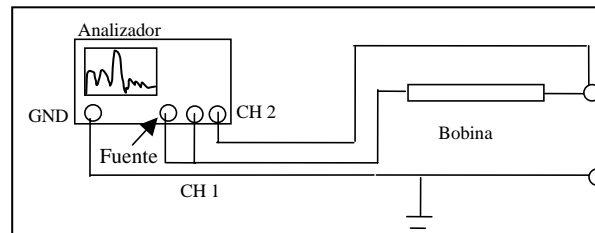
(e)

**Figura K.1.** Respuesta en frecuencia de las señales generadas por el analizador dinámico HP 35665. a) Señal de ruido aleatorio, b) Señal aleatoria rápida, c) ruido rosa, d) señal senoidal de 10 kHz y e) *Burst Chirp*.

### Mediciones en un autotransformador experimental con analizador dinámico.

Utilizando un autotransformador de 3 KVA, el cual fue modificado de tal forma que su núcleo magnético fuese desmontable, se procedió a realizar una serie de mediciones para observar el efecto de las deformaciones del devanado en la función de transferencia.

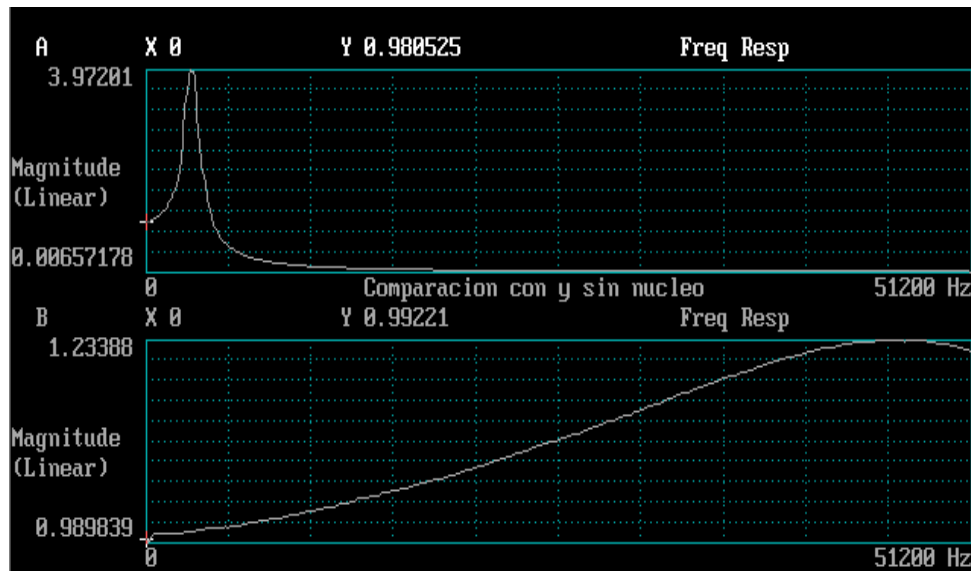
La conexión para las pruebas realizadas se muestra en la figura K.2. En este caso el analizador se pone a funcionar en la modalidad de 2 canales, el canal 1 se conecta a la fuente interna del analizador y a la entrada de la bobina bajo prueba y en el canal 2 se obtiene la señal de salida. Internamente el equipo se encarga de obtener la transformada rápida de Fourier de las 2 señales, calcular la función de transferencia y visualizarla en pantalla. La señal de fuente utilizada es el ruido aleatorio mostrado en la figura K.1(a).



**Figura K.2.** Esquema general de conexiones con el analizador dinámico.

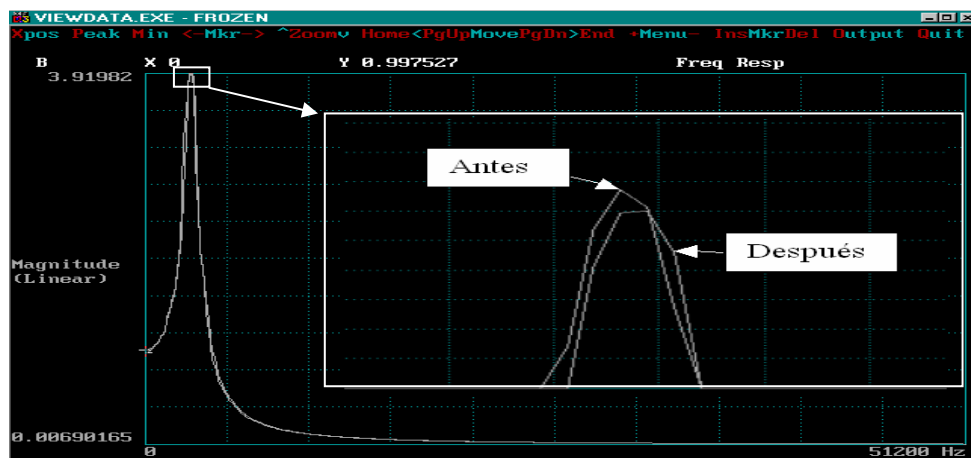
### Efecto de las deformaciones en los devanados del autotransformador de 3 KVA .

Al obtener la función de transferencia del autotransformador se observó que la primera resonancia se presenta cerca de los 50 KHz, muy cercana al límite superior del equipo por lo que no se visualizaba correctamente. Para superar este problema se conectó en paralelo con la entrada un capacitor cerámico de 58.6 nF para incrementar la capacitancia de entrada; esto provocó que la resonancia se corriera hacia una frecuencia más baja y poder visualizarla adecuadamente.



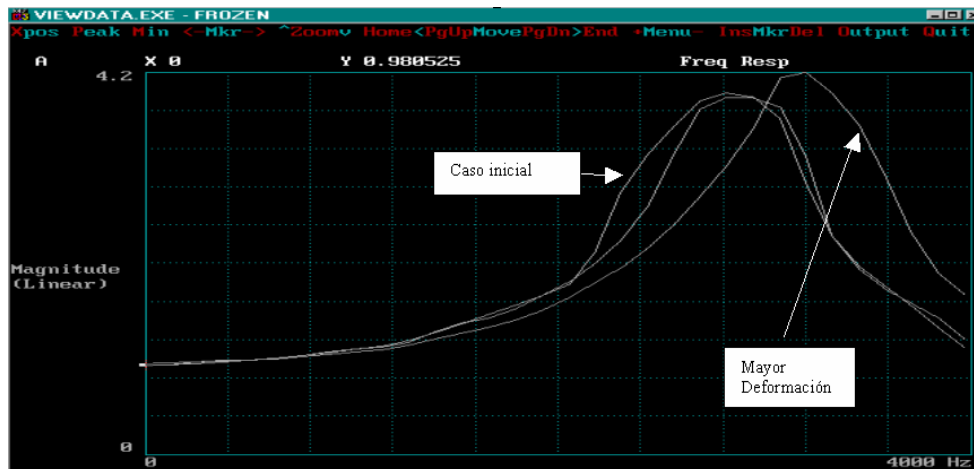
**Figura K.3.** Respuesta en Frecuencia en el autotransformador. Arriba respuesta con capacitor de 58.8nF entre la entrada y tierra. Abajo respuesta normal de la bobina.

A partir de este punto, se comenzó a aplicar deformación al devanado de una forma gradual y almacenando las funciones de transferencia en cada caso. El tipo de deformación consistió en golpear los devanados con un pequeño martillo en distintas partes, tratando de simular un efecto de pandeo (en inglés buckling) del devanado [1]. En la figura K.4 se presenta el cambio en la función de transferencia ante una deformación menor.

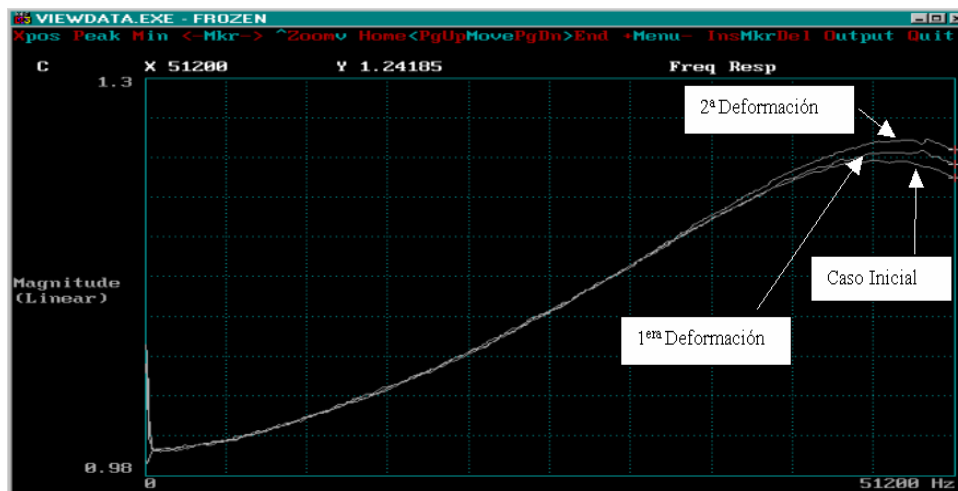


**Figura K.4** Cambio en la función de transferencia ante una deformación menor. En el recuadro blanco se muestra un acercamiento de la parte superior de las señales.

Subsecuentes grados de deformación fueron aplicados al autotransformador y los resultados obtenidos se presentan en la figuras K.5 y K.6.

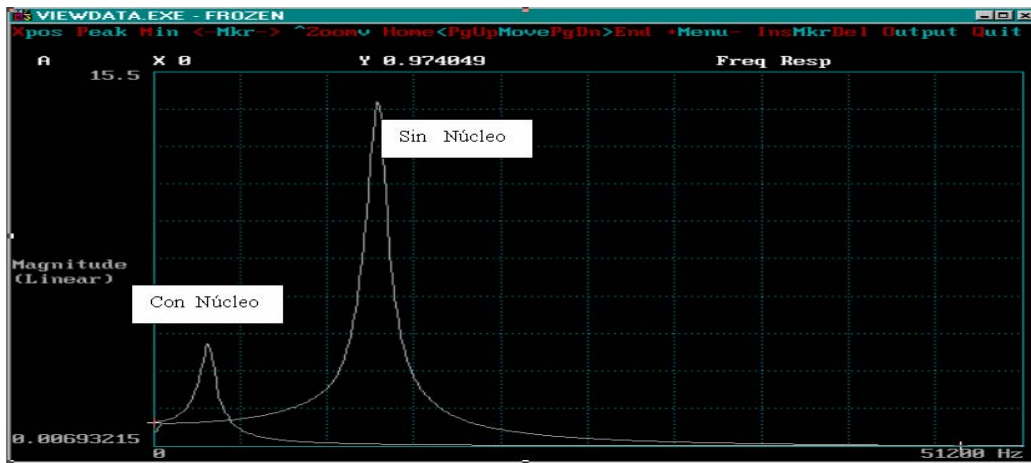


**Figura K.5.** Respuesta en Frecuencia en el Autotransformador con varios grados de deformación en la bobina. Se observa que la amplitud y la frecuencia de la resonancia se incrementan conforme se aumenta el grado de deformación en la bobina. La resonancia cambia de 2.86 KHz (caso inicial) a 3.2 KHz (deformación final), lo cual equivale a un incremento de 12.5% .

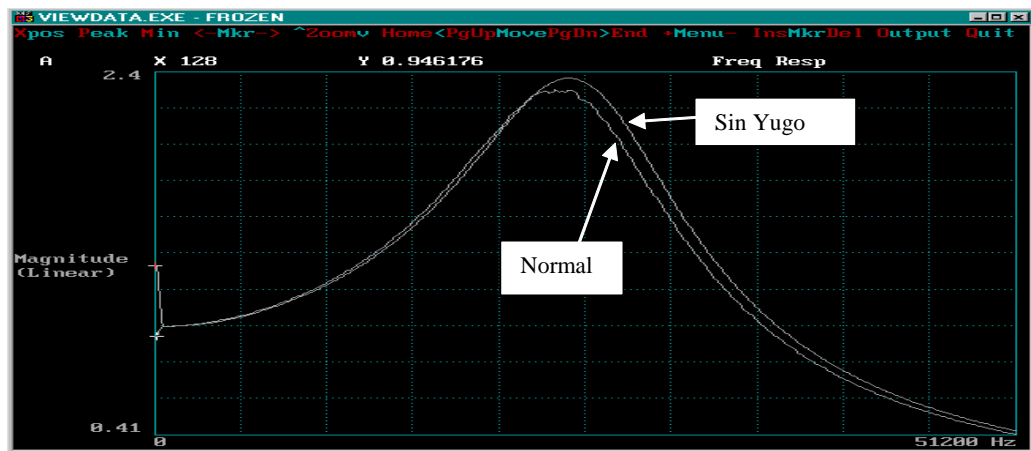


**Figura K.6.** Respuesta en frecuencia en el autotransformador con varios grados de deformación en la bobina. En este caso no se incluyó el capacitor adicional en las terminales de entrada de la bobina. Se observa que el efecto es similar al presentado en la figura K.5, es decir, con forme se incrementa la deformación en la bobina aumenta la frecuencia y amplitud en la resonancia.

Posteriormente se verifico la influencia del núcleo midiendo el autotransformador con y sin núcleo magnético y los resultados se muestran en la figura K.7(a y b).



(a)



(b)

**Figura K.7.** a) Respuesta en frecuencia en el autotransformador con y sin núcleo magnético. b) Comparación de respuestas en frecuencia con yugo (Normal) y sin él.

En base a los resultados experimentales anteriores se pudo verificar la eficiencia del método de respuesta en frecuencia para la detección de deformaciones en devanados. En general se observó que los puntos clave de comparación de la función de transferencia son las resonancias y en general la magnitud de la falla esta directamente relacionada con el grado de desplazamiento de las mismas. Además se observa la influencia del núcleo magnético en este rango de frecuencia.



**Figura K.8.** Analizador de señales HP 35665 y autotransformador experimental.