



Universidad de San Carlos de Guatemala  
Facultad de Ingeniería  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

**INTERPRETACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS DE MEDICIONES, BASADAS  
EN EL MÉTODO DE RESPUESTA AL BARRIDO DE FRECUENCIA**

**Allan Kenny Cifuentes Brincker**

Asesorado por el Ing. Francisco Javier González López

Guatemala, agosto de 2011



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**INTERPRETACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS DE MEDICIONES, BASADAS  
EN EL MÉTODO DE RESPUESTA AL BARRIDO DE FRECUENCIA**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA  
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR

**ALLAN KENNY CIFUENTES BRINCKER**

ASESORADO POR EL ING. FRANCISCO JAVIER GONZÁLEZ LÓPEZ

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE

**INGENIERO ELECTRICISTA**

GUATEMALA, AGOSTO DE 2011



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA  
FACULTAD DE INGENIERÍA



**NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA**

DECANO	Ing. Murphy Olympto Paiz Recinos
VOCAL I	Ing. Alfredo Enrique Beber Aceituno
VOCAL II	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco
VOCAL III	Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón
VOCAL IV	Br. Juan Carlos Molina Jiménez
VOCAL V	Br. Mario Maldonado Muralles
SECRETARIO	Ing. Hugo Humberto Rivera Pérez

**TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO**

DECANO	Ing. Murphy Olympto Paiz Recinos
EXAMINADOR	Ing. Julio Rolando Barrios Archila
EXAMINADOR	Ing. Armando Gálvez Castillo
EXAMINADOR	Ing. Adolfo René Hernández Hernández
SECRETARIO	Ing. Hugo Humberto Rivera Pérez



## **HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR**

En cumplimiento con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

### **INTERPRETACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS DE MEDICIONES, BASADAS EN EL MÉTODO DE RESPUESTA AL BARRIDO DE FRECUENCIA**

Tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha 12 de agosto de 2009.

Allan Kenny Cifuentes Brincker



## **ACTO QUE DEDICO A:**

**Dios**

**Mi mamá**

Ana María Brincker

**Mi hermana**

Evelyn y su familia



## **AGRADECIMIENTOS A:**

**La Universidad  
de San Carlos de Guatemala**

**Mis padrinos**

Luis Abel Gómez Girón e  
Yvonne Turcios Brincker

**Los profesores universitarios**

Rodolfo Samayoa, Luis Cordova Archila,  
Glenda García, Amahan Sánchez,  
Alba Guerrero.

**Mi asesor**

Ing. Francisco González.

**Los profesionales**

Juan José Rosito, Carlos Quijivix,  
Damián Barrios, Edgar Rosito,  
José Meléndez, Rodolfo Rodríguez,  
Mauricio Anzueto, Arturo Reina,  
Oscar Posadas.

**Mis amigos**

Juan Carlos Ovalle, Fernando Reiche,  
Erika Lima, Giovani Ortiz, Héctor Ovalle,  
Héctor Arévalo, Víctor Velásquez,  
Jorge Catalán y Connie de Catalán,  
Omar García, Eduardo Escobar,  
Carmen Cristobal, Oscar Búcaro,  
César González, Héctor Castañeda,

José Ignacio Pérez, Carlos Monterroso,  
Oswaldo Álvarez, Jonathan Azurdia,  
Halston Castillo.

**Las familias**

Brincker, Poujol, Reiche, Gómez Girón,  
Azurdia Montenegro, Ovalle, Conde.

**Quienes me apoyaron**

Licenciada Guillermina,  
Leslie Escobedo, Ruben Azurdia,  
Lazáro Díaz, Fredy Pérez,  
Amilcar Zetino, Anibal Miranda,  
Roberto Berreondo, Kennet Estrada.

## ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	VII
LISTA DE SÍMBOLOS	XV
RESUMEN	XXVII
OBJETIVOS	XXI
INTRODUCCIÓN	XXIII
1. PARÁMETROS DE DOS PUERTOS	1
1.1. Relación de las variables para dos puertos	3
1.2. Parámetros de admitancia en corto circuito	5
1.2.1. Análisis con variables de malla	5
1.3. Parámetros de impedancia en circuito abierto	12
2. GRÁFICAS DE LA RESPUESTA DE FRECUENCIA	17
2.1. Partes de las funciones de red	17
2.2. Gráficas de modulo y fase	19
2.3. Lugares geométricos complejos	23
2.4. Diagramas de Bode	24
2.4.1. Magnitud del factor de primer orden	28
2.4.2. Fase del factor de primer orden	30
2.5. Reseña histórica del análisis SFRA	32
3. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR DEPENDIENTE DE LA FRECUENCIA	45
3.1. El transformador ideal	46
3.2. Transformador no ideal de núcleo lineal	49

3.3.	Concepto de flujo de dispersión y circuito equivalente parcial de un transformador	50
3.3.1.	Flujos de dispersión	50
3.3.2.	Circuito equivalente parcial	59
3.4.	Corriente de magnetización y circuito equivalente exacto de un transformador	60
3.5.	Circuitos equivalentes de transformadores de núcleos ferromagnéticos	62
3.5.1.	El transformador real reducido	64
3.5.1.1.	Reducción al primario	67
3.5.1.2.	Reducción al secundario	68
3.6.	Capacitancias internas de un transformador de potencia	69
3.7.	Respuesta a la frecuencia de los circuitos equivalentes aproximados	73
3.7.1.	Frecuencia intermedia	74
3.7.2.	Frecuencia alta	75
3.7.3.	Baja frecuencia	77
4.	EVALUACIÓN DE DESPLAZAMIENTOS Y DEFORMACIONES DE DEVANADOS EN TRANSFORMADORES	81
4.1.	Metrología SFRA	87
4.2.	Procedimiento de medición	89
4.2.1.	Cálculo de la respuesta en frecuencia	89
4.2.2.	Forma de conexión de los bornes	91
4.2.3.	Mediciones con terminales no bajo prueba cortocircuitadas no puestas a tierra	93
4.2.4.	Tipo de mediciones a realizar	94
4.2.4.1.	Mediciones no transferidas	94

	4.2.4.2.	Mediciones transferidas ( <i>interwinding</i> )	95
	4.2.5.	Cantidad de mediciones a realizar	96
4.3.		Diagnóstico SFRA	96
	4.3.1.	Comparación directa de las mediciones	97
		4.3.1.1.	Análisis con registros homólogos 97
		4.3.1.2.	Análisis con registros de referencia 97
	4.3.2.	Comparación a través de modelos equivalentes	99
		4.3.2.1.	Modelación de la respuesta en frecuencia medida como un circuito eléctrico 99
		4.3.2.2.	Modelación de transformadores basados en la geometría interna y propiedades de los materiales 99
4.4.		Incertidumbre e imprecisión del método SFRA	100
4.5.		Metodología de análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia	101
	4.5.1.	Vinculación de los modelos de diagnóstico	103
	4.5.2.	Diagnóstico basado en registros de fases diferentes	103
	4.5.3.	Diagnóstico basado en registros de fases homólogas y registros de fases diferentes	111
	4.5.4.	Ejemplo de aplicación	119
5.		PROCEDIMIENTOS DE PRUEBA CON UN INSTRUMENTO DE ANÁLISIS DE RESPUESTA AL BARRIDO DE LA FRECUENCIA	123
	5.1.	Definición de la prueba de respuesta al barrido de frecuencia	124
		5.1.1.	Escalas logarítmicas 128
		5.1.2.	Escala de magnitud 129

5.1.3.	Decibelio	131
5.1.4.	Escalas de frecuencia	131
5.2.	Seguridad del personal al utilizar el instrumento	132
5.2.1.	Trabajos en instalaciones eléctricas	133
5.3.	Preparación del espécimen a analizar	140
5.3.1.	Revisión de los cables de prueba	141
5.4.	Conexiones	141
5.4.1.	Tipos de medición	142
5.4.2.	Plantillas de prueba	143
6.	RESPUESTAS TÍPICAS DE CONEXIONES DE TRANSFORMADORES	153
6.1.	Tres respuestas para un transformador	153
6.2.	Respuestas de conexión trifásica Dy	154
6.3.	Respuesta de alto voltaje en estrella	159
6.4.	Respuestas de transformador monofásico	160
6.5.	Respuestas de un autotransformador con tres devanados	166
7.	INTERPRETACIÓN DE DATOS	173
7.1.	Medición de circuito abierto por fase	173
7.2.	Medición de cortocircuito	176
7.3.	Análisis de datos de prueba	178
7.3.1.	Medición inicial	178
7.3.2.	Medición posterior	179
7.2.2.1.	Una misma fase medida en tres años distintos	180
7.2.2.2.	Medición después de mover el transformador	181
7.3.3.	Otras mediciones de diagnóstico	182

7.4.	Colapso axial	183
7.5.	Falla de montaje	185
7.6.	Falla en <i>bushing</i>	186
7.7.	Distorsión del núcleo	188
7.8.	Espira en corto circuito	190
CONCLUSIONES		193
RECOMENDACIONES		195
BIBLIOGRAFÍA		197



## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

### FIGURAS

1.	Representación de una red de un solo puerto	1
2.	Red de dos puertos	2
3.	Red de dos puertos	3
4.	Red de L mallas	6
5.	Conexión $V_2 = 0$	11
6.	Conexión $V_1 = 0$	12
7.	Red RC de dos puertos	19
8.	Curvas de respuesta de ganancia y fase	20
9.	Lugares geométricos complejos	24
10.	Gráfica de magnitud	30
11.	Gráfica de fase	31
12.	Onda completa similar a la del rayo	35
13.	Onda de prueba	36
14.	Onda completa de prueba	37
15.	Onda truncada en la cresta	40
16.	Circuito equivalente de prueba	40
17.	Diagrama esquemático de un transformador ideal	46
18.	Transformador ideal con fem aplicada	47
19.	Transformador no ideal de núcleo lineal	50
20.	Transformador no ideal de núcleo con corriente $i_1$	51
21.	Circuito representativo del núcleo con $i_2(t)=0$	51
22.	Circuito donde $i_1(t)=0$ e $i_2(t)\neq 0$	53
23.	Circuito eléctrico equivalente donde $i_1(t)=0$ e $i_2(t)\neq 0$	53

24.	Circuito cuando ambas corrientes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ están circulando	55
25.	Circuito eléctrico cuando ambas corrientes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ están circulando	56
26.	Circuito equivalente parcial	59
27.	Circuito equivalente completo	61
28.	Circuito modificado	62
29.	Transformador monofásico real	64
30.	Esquema T	65
31.	Esquema L	66
32.	Esquema para un transformador elevador	66
33.	Transformador monofásico real reducido al primario	67
34.	Reducción al primario de una Z en el secundario	68
35.	Transformador monofásico real reducido al secundario	69
36.	Reducción al secundario de un transformador ideal	69
37.	Capacitancias, inductancias y resistencias de un transformador	70
38.	Red equivalente RCL de un transformador	70
39.	Circuito equivalente de las capacitancias en la bobina	71
40.	Capacitancia entre los devanados del transformador	72
41.	Red eléctrica equivalente RCL de un transformador	73
42.	Equivalente aproximado en media frecuencia	74
43.	Circuito equivalente en alta frecuencia	75
44.	Curvas de relación de voltaje y ángulo en función de reactancia a resistencia	77
45.	Circuito equivalente para baja frecuencia	78
46.	Función de transferencia lineal con entrada senoidal	82
47.	Diagrama de Nyquist	83
48.	Diagrama de Bode	83
49.	Conexión con bornes no bajo prueba resistor de $1k\Omega$	92
50.	Conexión con bornes no bajo prueba flotantes	92

51.	Conexión con bornes bajo prueba cortocircuitados y no puestos a tierra	93
52.	Ejemplo de medición de función de transferencia no transferida	94
53.	Ejemplo de medición transferida de la función de transferencia	95
54.	Valores de consistencia para caracterizar los registros de fases diferentes con los estados del modelo de comportamiento normal	112
55.	Valores de consistencia para caracterizar los registros de fases homólogas con los estados del modelo de comportamiento normal	113
56.	Respuesta en frecuencia de magnitud	120
57.	Resultados del modelo de comportamiento normal para fases homólogas	120
58.	Red de dos puertos	126
59.	Prueba circuito de alto voltaje – conexión triángulo estrella H1-H3 todos los otros terminales flotantes	145
60.	Prueba circuito de alto voltaje – conexión triángulo estrella H2-H1 todos los otros terminales flotantes	146
61.	Prueba circuito de alto voltaje – conexión triángulo estrella H3-H2 todos los otros terminales flotantes	146
62.	Prueba circuito de bajo voltaje – conexión triángulo estrella X1-X0 todos los otros terminales flotantes	147
63.	Prueba circuito de bajo voltaje – conexión triángulo estrella X2-X0 todos los otros terminales flotantes	147
64.	Prueba circuito de bajo voltaje – conexión triángulo estrella X3-X0 todos los otros terminales flotantes	148
65.	Prueba corto circuito alto (H) a bajo (X) conexión triángulo estrella H1-H3 cortocircuitar [X1-X2-X3]	148

66.	Prueba corto circuito alto (H) a Bajo (X) conexión triángulo estrella H2-H1 cortocircuitar [X1-X2-X3]	149
67.	Prueba corto circuito alto (H) a Bajo (X) conexión triángulo estrella H3-H2 cortocircuitar [X1-X2-X3]	149
68.	Dos respuestas de circuito abierto y una de corto circuito en autotransformador	154
69.	Respuesta de magnitud, en alta tensión en circuito abierto, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	155
70.	Respuesta de magnitud, en alta tensión en circuito abierto, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	156
71.	Comparación de la respuesta de magnitud, en alta tensión circuito abierto de dos transformadores conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	156
72.	Respuesta de magnitud, en baja tensión en circuito abierto, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	157
73.	Comparación de la respuesta de magnitud, en baja tensión circuito abierto de dos transformadores conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	157
74.	Respuesta de magnitud, en alta tensión corto circuito en baja, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	158
75.	Comparación de la respuesta de magnitud, en alta tensión corto circuito en baja de dos transformadores conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA	158
76.	Respuesta de bobinado en alto voltaje en estrella	159

77.	Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8 kV, 25 MVA, alta tensión abierto, todos los otros terminales flotantes	160
78.	Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8 kV, 25 MVA, circuito de bajo voltaje abierto, todos los otros terminales flotantes	161
79.	Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8 kV, 25 MVA, circuito terciario abierto, todos los otros terminales flotantes	162
80.	Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8 kV, 25 MVA, prueba en corto circuito, alto a bajo, X1-X2-X3 en corto	163
81.	Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8 kV, 25 MVA, prueba en corto circuito, alto a terciario, Y1-Y2-Y3 en corto	164
82.	Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8 kV, 25 MVA, prueba en corto circuito, bajo a terciario, Y1-Y2-Y3 en corto	165
83.	Respuesta de magnitud, de un autotransformador marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8 kV, 30 MVA, prueba de Alta Tensión en circuito abierto, los demás terminales flotantes	166

84.	Respuesta de magnitud, de un autotransformador marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8 kV, 30 MVA, prueba de Baja Tensión en circuito abierto, los demás terminales flotantes	167
85.	Respuesta de magnitud, de un autotransformador marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8 kV, 30 MVA, prueba de devanado terciario en circuito abierto, los demás terminales flotantes	168
86.	Respuesta de magnitud, de un autotransformador marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8 kV, 30 MVA, prueba de corto circuito alta a baja tensión, X1-X2-X3 en corto circuito	169
87.	Respuesta de magnitud, de un autotransformador marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8 kV, 30 MVA, prueba de corto circuito alta tensión a devanado Terciario, Y1-Y2-Y3 en corto circuito	170
88.	Respuesta de magnitud, de un autotransformador marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8 kV, 30 MVA, prueba de corto circuito baja tensión a devanado terciario, Y1-Y2-Y3 en corto circuito	171
89.	Medición por fase – magnitud	174
90.	Medición por fase – ángulo	174
91.	Modelo T de bobinado de transformador	177
92.	Modelo T en cortocircuito de bajo voltaje	177
93.	Una misma fase medida en tres años distintos	180
94.	Medición antes y después de un traslado de unidad	181
95.	Colapso axial	183
96.	Respuesta en dos años distintos	184
97.	Respuesta de colapso axial	184

98.	Falla de montaje	185
99.	Falla en <i>bushing</i>	186
100.	Comparación entre unidades hermanas	187
101.	Distorsión del núcleo	188
102.	Respuesta con distorsión en el núcleo	189
103.	Comparación con otra unidad con distorsión en el núcleo	190
104.	Espira en corto circuito	191
105.	Respuesta de espira en cortocircuito	192
106.	Respuesta de espira en cortocircuito prueba circuito abierto	192

## TABLAS

I.	Funciones de transferencia para la red de dos puertos	5
II.	Respuestas para varias frecuencias	29
III.	Evaluación de algunos valores de $\omega$	31
IV.	Estados posibles del vector de estado VE1	107
V.	Nomenclatura de las mediciones y fases analizadas	109
VI.	Diagnóstico de devanados en configuración estrella	110
VII.	Diagnósticos del modelo basado en registros de fases diferentes	110
VIII.	Diagnóstico de devanados en configuración estrella	115
IX.	Diagnóstico del modelo basado en registros de fases homólogas	115
X.	Diagnósticos basados en registros de fases homólogas y fases diferentes	117
XI.	Diagnósticos basados en registros de fases homólogas y fases diferentes	118
XII.	Diagnóstico final basado en registro de fases homólogas	122
XIII.	Decibel de algunas magnitudes comunes	130
XIV.	Protocolo en transformadores de dos bobinados	145
XV.	Protocolo en autotransformadores	150

XVI. Protocolo en transformadores de tres bobinados parte 1	150
XVII. Protocolo en transformadores de tres bobinados parte 2	151
XVIII. Pruebas de diagnóstico	182

## LISTA DE SÍMBOLOS

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
<b>AT</b>	Alta tensión
<b>BT</b>	Baja tensión
<b>C</b>	Capacitancia
<b>I</b>	Corriente, intensidad eléctrica
<b>dB</b>	Decibelio
<b>Z</b>	Impedancia
<b>L</b>	Inductancia
<b><math>\Phi</math></b>	Letra griega fi con la que se identifica al ángulo de fase.
<b><math>\Omega</math></b>	Letra griega omega que representa Ohmios, medida de la resistencia eléctrica
<b>N</b>	Número de vueltas por devanado
<b>R</b>	Resistencia eléctrica

**SFRA**

*Sweep Frequency Response Analysis*

(Análisis de respuesta al barrido de frecuencia)

**V**

Voltaje

## RESUMEN

En el estudio del comportamiento de elementos ante el fenómeno de la electricidad, se definen tres características básicas: resistencia, inductancia, capacitancia (RLC).

Cada una de estas características queda definida para un elemento en particular por el tipo de material que lo compone, y por su geometría. Así, la resistencia depende de la longitud y el área, la inductancia del número de enlaces que se logren del campo magnético, y la capacitancia, del área y distancia de separación entre dos conductores separados por un dieléctrico.

En cuanto al comportamiento de los elementos RLC ante el flujo de una corriente eléctrica, los elementos resistivos mantienen un valor constante para cualquier frecuencia, no así los inductivos y capacitivos.

Los elementos inductivos aumentan su resistencia al flujo de corriente cuando la frecuencia aumenta, los capacitivos aumentan su resistencia al flujo de corriente cuando la frecuencia disminuye. En otras palabras, un elemento inductivo se comporta como circuito cerrado a baja frecuencia, mientras uno capacitivo se comporta como circuito abierto.

La combinación de elementos puramente resistivos con inductivos y capacitivos se conoce como impedancia, la cual es dependiente de la frecuencia.

Una vez construido un dispositivo eléctrico e incluso un sistema eléctrico (como puede ser una línea de transmisión), adquiere valores de impedancia característicos, en función de su geometría, los cuales se espera se mantengan fijos a lo largo del tiempo.

Eventos no deseados, como golpes, corto circuitos, incendios, etc., pueden ocasionar la deformación de la forma original de un dispositivo, lo cual se vería reflejado en una variación de sus características básicas de impedancia. Tal sería el caso de un capacitor, fabricado con una separación entre placas  $d_1$ , sobre el cual se colocará un objeto muy pesado, que resultaría en un acercamiento entre sus placas cambiando la separación a  $d_2$ . O el sometimiento de una inductancia de longitud original  $l_1$ , a fuerzas que ocasionaran que se estirará dejándole una nueva longitud  $l_2$ , en ambos casos los valores de impedancia cambiarían, por lo que una medida de esta característica al momento de su fabricación, es un buen parámetro para estudiar la conducta y conservación de un elemento a través del tiempo.

El método de análisis de respuesta al barrido de frecuencia ha aprovechado esta conducta de la impedancia ante la frecuencia. En el caso de los transformadores de potencia, estos adquieren características de impedancia propias al momento de su construcción, definidos por su geometría, distancia entre núcleos, número de vueltas por fase, ancho de las columnas, etc. El método consiste en hacer una medición de la impedancia en un rango de alta a baja frecuencia con lo cual se tiene no una, sino varias medidas de impedancia, las cuales deben mantenerse a lo largo del tiempo, ya que la conservación de la misma, es un indicador confiable de que la geometría interna del equipo no ha sufrido deformaciones.

Tomar medidas de impedancia en un amplio rango de frecuencias, ofrece la ventaja que permite determinar con un análisis adecuado en qué parte física del transformador se pudo presentar una falla, en función del conocimiento que el núcleo del transformador es un elemento mayormente inductivo, y que se presentan capacitancias entre espiras, fases, núcleos y la cuba que contiene al transformador.

El análisis de respuesta al barrido de frecuencia es una herramienta útil, ya que en la fabricación en serie de dispositivos, se espera que un lote de los mismos, tengan las mismas características geométricas, por lo que se puede contar con un amplio respaldo de datos para ser comparados entre sí.



## **OBJETIVOS**

### **General**

Describir el método de análisis de respuesta al barrido de frecuencia, fundamentos básicos de la electricidad en los que se sustenta y su aplicación en el mantenimiento predictivo de transformadores de potencia.

### **Específicos**

1. Obtener la respuesta de la impedancia de distintos transformadores de potencia, ante el barrido de frecuencia, utilizando un instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia.
2. Identificar las formas típicas de las gráficas de respuesta en transformadores y compararlas con respuestas atípicas, que pueden ser síntoma de averías, como espiras en corto circuito, corrimiento y deformación del núcleo, entre otros.
3. Definir un método de análisis de resultados obtenidos mediante el método de barrido de frecuencia.



## INTRODUCCIÓN

El objetivo principal de la interpretación y análisis de resultados de mediciones, basadas en el método de respuesta al barrido de frecuencia es determinar cómo se comporta la impedancia de una muestra de prueba en un rango específico de frecuencias. La impedancia es una red distributiva de componentes eléctricos reales y reactivos. Los componentes son pasivos por naturaleza y pueden ser modelados por resistores, inductores y capacitores.

Las propiedades reactivas de una muestra de prueba determinada dependen de los cambios en la frecuencia y son sensibles a estos.

El cambio de la impedancia, en contraste con la frecuencia, puede ser muy grande en muchos casos.

Este comportamiento se manifiesta cuando modelamos la impedancia como una función de la frecuencia. El resultado es una representación de la función de transferencia de la red RLC en el dominio de la frecuencia.

El análisis de la respuesta de la frecuencia normalmente se aplica a una red compleja de elementos pasivos. Por razones prácticas, solo se consideran como elementos de circuito pasivos a los resistores, los inductores y los capacitores, asumiendo que son elementos ideales.

Estos son tres elementos fundamentales de los bloques de construcción de diversos dispositivos físicos, tales como transformadores, motores, generadores y otros aparatos eléctricos.

Cuando un transformador se analiza con un instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia, los cables se configuran de modo que se utilicen cuatro terminales. Estas cuatro terminales se pueden dividir en dos pares únicos, uno para la entrada y otro para la salida. Estos terminales se pueden modelar en un par de dos terminales o una configuración de red de dos puertos.

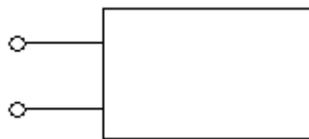
El objetivo de la interpretación y análisis de resultados, basados en el método de respuesta al barrido de frecuencia es medir el modelo de impedancia de la muestra de prueba.

## 1. PARÁMETROS DE DOS PUERTOS

Existe una función que relaciona corrientes y voltajes en diferentes partes de una red, esta función se conoce como función de transferencia. Cuando se tiene una red arbitraria compuesta en su totalidad por elementos pasivos, para indicar la naturaleza general de la red, ésta se representa mediante el símbolo de un rectángulo. En la red se conecta un conductor a cualquier nodo que se saca de la caja para que se accesible, el extremo de este conductor se designa con el nombre de Terminal. Las terminales se necesitan para conectar las fuerzas impulsoras a la red, para conectar alguna otra red o para efectuar mediciones. El número mínimo de terminales que es útil son dos. Asimismo, las terminales se asocian en pares, un par para la fuerza impulsora, otro par para la carga, etc. Las dos terminales asociadas se denominan par de terminales o puerto, sugiriendo un puerto de entrada a la red.

La figura 1 muestra una representación de una red de un sólo puerto. Por lo general, el par de terminales se conecta a una fuente de energía que es la fuerza impulsora de la red de tal modo que dicho par se conoce como punto impulsor de la red.

Figura 1. **Representación de una red de un sólo puerto**



Fuente: elaboración propia.

En la figura 2 se ilustra una red de dos puertos. El puerto designado como 1-1' está conectado a la fuerza impulsora (o a la entrada) y el puerto 2-2' se conecta a una carga (como una salida).

Figura 2. **Red de dos puertos**



Fuente: elaboración propia.

La impedancia transformada en un puerto se define como la relación entre la transformada del voltaje a la transformada de la corriente para una red en estado cero (sin condiciones iniciales) cuando no se cuenta con fuentes internas de voltaje o corriente, excepto las fuentes controladas. Esto se escribe de la siguiente manera

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)}$$

Las transformadas del voltaje y de la corriente que definen la impedancia transformada se deben relacionar con el mismo puerto, 1-1' ó 2-2'. La impedancia determinada en un puerto se conoce como impedancia de punto impulsor. La función de transferencia describe redes que tienen por lo menos dos puertos. En general, la función de transferencia relaciona a la transformada de una cantidad en un puerto con la transformada de otra cantidad en otro puerto.

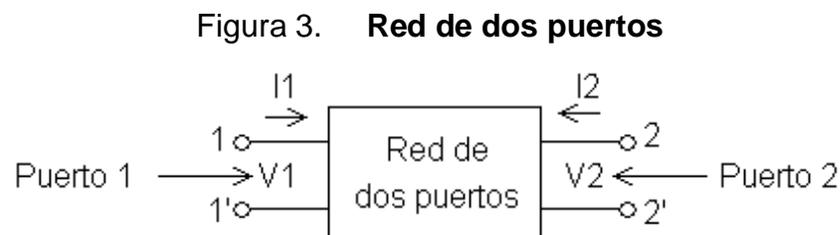
Por consiguiente, las funciones de transferencia que relacionan los voltajes con las corrientes tienen las siguientes formas posibles:

- (a) La relación de un voltaje a otro voltaje o relación de transferencia de voltajes.
- (b) La relación de una corriente a otra corriente o relación de transferencia de corrientes.
- (c) La relación de una corriente a otro voltaje o de un voltaje a otra corriente.

Aunque no de un modo universal, se acostumbra definir las funciones de transferencia como la relación de una cantidad de salida a una cantidad de entrada. En términos de la red de dos puertos de la figura 2, las cantidades de salida son  $V_2(s)$  e  $I_2(s)$  y las cantidades de entrada son  $V_1(s)$  e  $I_1(s)$ . Utilizando este esquema, existen sólo cuatro funciones de transferencia para la red de dos puertos, y son las que se tabulan en la tabla I, junto con la designación correspondiente a cada una de ellas.

### 1.1. Relación de las variables para dos puertos

En la red de dos puertos de la figura 3 se identifican cuatro variables, dos voltajes y dos corrientes.



Fuente: elaboración propia.

La caja que encierra a la red tiene por función indicar qué otros voltajes y otras corrientes no se pueden utilizar para efectuar mediciones, o no son importantes para un problema en particular.

Se supone que las variables son transformadas de cantidades y se usan  $V_1$  e  $I_1$  como variables en la entrada, el puerto 1, y  $V_2$  e  $I_2$  como variables en la salida, puerto 2. Sólo dos de las cuatro variables son independientes y la especificación de cualquier par de ellas determina las dos restantes.

Por ejemplo, si  $V_1$  y  $V_2$  se especifican, entonces quedan determinadas  $I_1$  e  $I_2$ .

La dependencia de dos de las cuatro variables en función de las otras dos se describe en varias formas, dependiendo de cuáles sean las variables que se hayan seleccionado para ser independientes.

Seis de las combinaciones posibles se presentan en la tabla I los nombres de los parámetros se escogen para indicar dimensiones (impedancia, admitancia), la carencia de dimensiones consistentes (híbridas) o la aplicación principal del parámetro (transmisión).

Tabla I. **Funciones de transferencia para la red de dos puertos**

<b>Función</b>			
<b>Nombre</b>	<b>Expresa</b>	<b>En términos de</b>	<b>Ecuación</b>
Impedancia en circuito abierto	$V_1, V_2$	$I_1, I_2$	$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$
Admitancia en corto circuito	$I_1, I_2$	$V_1, V_2$	$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$ $I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$
Transmisión	$V_1, I_1$	$V_2, I_2$	$V_1 = A V_2 - B I_2$ $I_1 = C V_2 - D I_2$
Transmisión inversa	$V_2, I_2$	$V_1, I_1$	$V_2 = A' V_1 - B' I_1$ $I_2 = C' V_1 - D' I_1$
Híbridos	$V_1, I_2$	$I_1, V_2$	$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$ $I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$
Híbridos inversos	$I_1, V_2$	$V_1, I_2$	$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2$ $V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2$

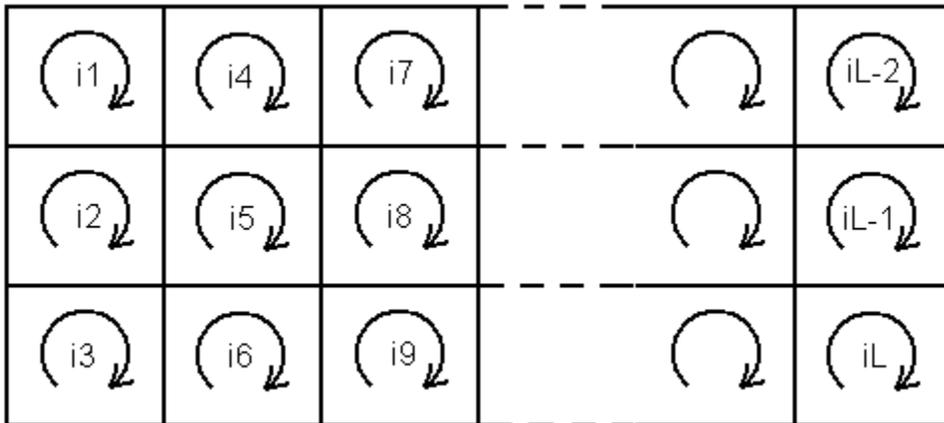
Fuente: elaboración propia.

## 1.2. Parámetros de admitancia en corto circuito

### 1.2.1. Análisis con variables de malla

Sea una red de L mallas, representada por la gráfica de la figura 4

Figura 4. Red de L mallas



Fuente: elaboración propia.

Véase primeramente la malla 1, que puede contener resistencia, inductancia y capacitancia en cualquiera de las ramas o en todas las que forman la malla. Sean

$R_{11}$  la resistencia total de la malla 1

$L_{11}$  la inductancia total de la malla 1

$D_{11}$  la elastancia total de la malla 1

En la malla 1 se tendrán caídas de voltaje producidas por las corrientes en la malla 2, en la 3, en la 4, sucesivamente en todas las mallas en el caso general. En vez de limitarse a la malla 1, se analiza el efecto de la corriente en la malla  $j$ -ésima en los voltajes de la malla  $k$ , en donde  $j$  y  $k$  son cualquier entero, desde 1 hasta  $L$ . Para estas dos mallas, sea  $R_{jk}$  = la resistencia total común a las mallas  $k$  y  $j$ ;  $L_{kj}$ =la inductancia total (incluyendo la mutua) que es común a las mallas  $k$  y  $j$ ;  $D_{kj}$ =la elastancia total común a las mallas  $k$  y  $j$ .

La caída de voltaje en la malla k, producida por la corriente  $i_j$ , es

$$R_{kj}i_j + L_{kj} \frac{di_j}{dt} + D_{kj} \int i_j dt$$

Se puede utilizar una notación especial para las ecuaciones de esta forma, lo que permite obtener una expresión equivalente

$$(R_{kj} + L_{kj} \frac{d}{dt} + D_{kj} \int dt)i_j = a_{kj}i_j$$

Este símbolo implica que la variable  $i_j$  se opera mediante multiplicación por  $R_{kj}$ , multiplicación por  $L_{kj}$  y diferenciación, haciéndose finalmente una multiplicación por  $D_{kj}$  y una integración. Estas tres operaciones se resumen en el símbolo  $a_{kj}$ .

La caída total de voltaje en la malla k se encuentra considerando en forma sucesiva la corriente en dicha malla k y las corrientes que fluyen en las demás mallas. Matemáticamente esto se realiza dando a j todos los valores de 1 a L.

Dicha caída total de voltaje debe ser igual a la elevación total de voltaje proveniente de las fuentes activas de la malla k, que se escribe como  $v_k$ . Entonces, de acuerdo con la ley de voltajes de Kirchhoff, se tiene que

$$L = \sum_{j=1} a_{kj}i_j = v_{kj}$$

Queda tan sólo repetir este proceso para todas las mallas haciendo que k tenga todos los valores, desde 1 hasta L. Por consiguiente, la forma más general de la ley de voltajes de Kirchhoff para una red de circuito L es

$$L = \sum_{j=1}^L a_{kj} i_j = v_k \quad k = 1, 2, \dots, L$$

El desarrollo de esta ecuación concisa es el siguiente conjunto de ecuaciones

$$a_{11}i_1 + a_{12}i_2 + \dots + a_{1L}i_L = v_1$$

$$a_{21}i_1 + a_{22}i_2 + \dots + a_{2L}i_L = v_2$$

$$a_{L1}i_1 + a_{L2}i_2 + a_{L3}i_3 + \dots + a_{LL}i_L = v_L \text{ (ecc 1)}$$

Es esencial el uso de los determinantes para resolver sistemas de ecuaciones simultáneas como el anterior, la solución de estas ecuaciones se da por medio de la regla de Cramer, como

$$i_1 = \frac{D_1}{\Delta}, i_2 = \frac{D_2}{\Delta}, \dots, i_L = \frac{DL}{\Delta}$$

En donde  $\Delta$  es el determinante del sistema y se da como:

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1L} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{L1} & a_{L2} & \dots & a_{LL} \end{vmatrix}$$

Que debe ser diferente de cero, para que las soluciones  $i_1, i_2, \dots, i_n$  sean únicas y  $D_j$  sea el determinante que se forma al sustituir la columna  $j$  de los coeficientes  $a$  por la columna  $v_1, v_2, \dots, v_n$ .

En las transformadas equivalentes de Laplace de la (ecc 1) los coeficientes  $a$  se convierten en  $Z(s)$  más las fuentes correspondientes a las condiciones iniciales. Por tanto, la forma transformada se puede escribir en forma compacta como ecuación matricial

$$[Z][I] = [V] + [V_0] = [V']$$

En donde la matriz de impedancia es:

$$[Z] = \begin{vmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) & \dots & Z_1 L(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) & \dots & Z_2 L(s) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ ZL_1(s) & ZL_2(s) & \dots & ZLL(s) \end{vmatrix}$$

e  $[I]$  y  $[V']$  son matrices columna en que las entradas son  $I_1, I_2, \dots, I_L$  y  $V_1 + V_{01}, V_2 + V_{02}, \dots, V_L + V_{0L}$ .

Si se hace que  $\Delta_Z$  sea el determinante de  $[Z]$ , entonces para  $L=3$ , la transformada de la corriente que es equivalente a la (ecc 2) es:

$$I_2(s) = \frac{1}{\Delta_Z} = [\Delta_{12} V'_1(s) + \Delta_{22} V'_2(s) + \Delta_{32} V'_3(s)]$$

En el análisis de redes a veces es útil hacer afirmaciones respecto a las redes para las cuales las condiciones iniciales (corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores) son todas cero. Este tipo de redes se describe casi siempre como inicialmente desenergizadas o en estado cero. Para estas redes la respuesta depende sólo de la excitación que se aplica.

Aplicando la regla de Cramer al sistema general de ecuaciones, la corriente en la malla  $k$  es

$$I_k = \frac{\Delta_{1k}}{\Delta} V_1 + \frac{\Delta_{2k}}{\Delta} V_2 + \dots + \frac{\Delta_{Lk}}{\Delta} V_L \text{ (ecc 3)}$$

Para la red de la figura 4, se supone que la red no contiene fuentes dependientes (controladas). En este caso, en la (ecc 3), todos los valores de  $V$  son cero excepto  $V_1$  y  $V_2$ . Para  $k=1$  y  $k=2$  se escribe

$$I_1 = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} V_1 + \frac{\Delta_{21}}{\Delta} V_2$$

$$I_2 = \frac{\Delta_{12}}{\Delta} V_1 + \frac{\Delta_{22}}{\Delta} V_2$$

Los cocientes de los cofactores son dimensionalmente admitancias y si se introduce la notación  $y_{jk} = \Delta_{kj}/\Delta$  se convierte en

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

Se observa que si cualquiera de  $V_1$  ó  $V_2$  es cero, los cuatro parámetros se pueden definir en función de un voltaje y una corriente; por lo tanto,

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \text{ para } V_2=0$$

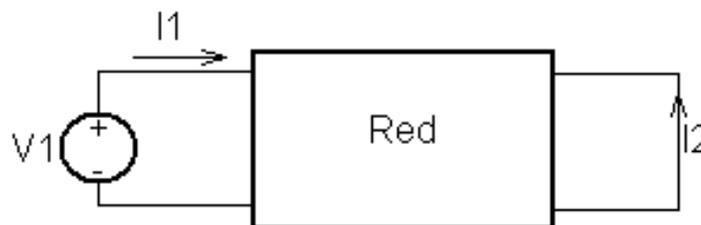
$$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \text{ para } V_2=0$$

$$y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \text{ para } V_1=0$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \text{ para } V_1=0$$

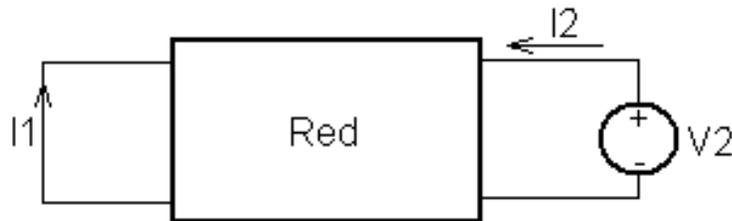
La condición  $V_1=0$  ó  $V_2=0$  se logra poniendo en corto circuito el puerto 1 o el puerto 2. Por tanto, los cálculos o las mediciones de los cuatro parámetros se efectúan utilizando una de las conexiones que se muestran en la figura 5 y 6

Figura 5. **Conexión  $V_2 = 0$**



Fuente: elaboración propia.

Figura 6. **Conexión  $V_1 = 0$**



Fuente: elaboración propia.

Puesto que se especifica una condición de corto circuito para cada una de las funciones de red, los parámetros se conocen como parámetros de admitancia en corto circuito.

### 1.3. Parámetros de impedancia en circuito abierto

Para expresar  $V_1$  y  $V_2$  en función de  $I_1$  e  $I_2$  se puede principiar con las ecuaciones

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

y resolverlas para  $V_1$  y  $V_2$  usando determinantes. Al efectuar estas operaciones se obtiene

$$V_1 = \frac{y_{22}}{\Delta y} I_1 + \frac{-y_{12}}{\Delta y}$$

$$V_2 = \frac{-y_{21}}{\Delta y} I_1 + \frac{-y_{11}}{\Delta y}$$

y

$$V_2 = \frac{-y_{21}}{\Delta y} I_1 + \frac{y_{11}}{\Delta y} I_2$$

en donde:

$$\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$$

es el determinante de la matriz de admitancia,

$$\Delta y = \det[y] = \det \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

Las cantidades que multiplican a  $I_1$  e  $I_2$  en las ecuaciones para  $V_1$  y  $V_2$  son dimensionalmente impedancias, de tal modo que se puede escribir

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$$

y

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2$$

Estos parámetros se pueden interpretar en función de un solo voltaje y una sola corriente, haciendo que  $I_1=0$ , o bien  $I_2=0$ . Por lo que se obtiene un conjunto de ecuaciones que son:

$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1}; I_2=0$$

$$z_{21} = \frac{V_1}{I_1}; I_2=0$$

$$z_{12} = \frac{V_1}{I_2}; I_1=0$$

$$z_{22} = \frac{V_2}{I_2}; I_1=0$$

La condición  $I_1=0$  ó  $I_2=0$  implica un circuito abierto en el puerto 1 o en el puerto 2, lo cual explica la designación de los parámetros de impedancia en circuito abierto.

Resolviendo las ecuaciones

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$$

y

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2$$

se llega a

$$I_1 = \frac{z_{22}}{\Delta_z} V_1 + \frac{-z_{12}}{\Delta_z} V_2$$

e

$$I_2 = \frac{-z_{21}}{\Delta_z} V_1 + \frac{z_{11}}{\Delta_z} V_2$$

en donde

$$\Delta_z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$$

que es el determinante de la matriz de impedancia

$$\Delta_z = \det[z] = \det \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$$



## 2. GRÁFICAS DE LA RESPUESTA DE FRECUENCIA

### 2.1. Partes de las funciones de red

En este capítulo el estudio se lleva a cabo analizando las funciones de red que describen a las redes en el estado permanente senoidal con  $s=j\omega$ .

Si  $G(s)$  es cualquier función de red, y una función compleja que se puede expresar en coordenadas rectangulares como sigue:

$$G(j\omega) = R(j\omega) + jX(\omega)$$

o bien en la forma polar

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{jf(\omega)}$$

En este caso  $R(\omega) = \text{Re } G(j\omega)$  es la parte real de la función de red,  $X(\omega) = \text{Im } G(j\omega)$  es la parte imaginaria,  $|G(j\omega)|$  es la magnitud y  $\Phi(\omega)$  es la fase.

Ambas ecuaciones se relacionan mediante las expresiones

$$f(\omega) = \tan^{-1} \left[ \frac{X(\omega)}{R(\omega)} \right]$$

y

$$|G(j\omega)| = [R(\omega)]^2 + [X(\omega)]^2$$

Estas partes de las funciones de red son importantes en el análisis de redes por dos razones: (1) las especificaciones a partir de las cuales se diseñan las redes, casi siempre se dan en términos de magnitud y fase y con menos frecuencia en función de las partes real e imaginaria. (2) Las mediciones de estas partes de las funciones de red se efectúan con facilidad si se emplean instrumentos estándar, tales como el osciloscopio de rayos catódicos, una combinación de voltímetro, amperímetro y vatímetro, el puente o el medidor de Q.

La función general de red se convierte en la siguiente expresión para  $s=j\omega$ :

$$G(j\omega) = \frac{[a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \dots + a_n]}{[b_0(j\omega)^m + b_1(j\omega)^{m-1} + \dots + b_m]}$$

o bien

$$G(j\omega) = \frac{[a_0(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)\dots(j\omega - z_n)]}{[b_0(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_m)]}$$

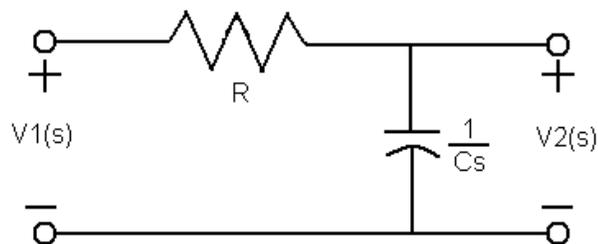
Para valores específicos de los coeficientes a y b o de los polos y ceros, es deseable encontrar funciones de red para todos los valores de  $\omega$ .

## 2.2. Gráficas de módulo y fase

Existen varias posibilidades de uso de coordenadas para las gráficas de respuesta de frecuencia. La variable independiente es siempre de frecuencia  $\omega$ , pero la variable dependiente puede ser dos de las partes de la función de transferencia, magnitud y fase, en la interpretación en coordenadas polares, tomando la frecuencia como parámetro.

Se acostumbra utilizar el rango de frecuencias de 0 a infinito, en vez de  $-\infty$  a  $+\infty$ . Esta selección se debe a que los generadores de laboratorio de ondas senoidales producen sólo  $\omega$  positivas. Además, la información para la frecuencia negativa es redundante porque la magnitud y la parte real son funciones pares, en tanto que la fase y la parte imaginaria son funciones impares de  $\omega$ .

Figura 7. Red RC de dos puertos



Fuente: elaboración propia.

para la que la función de transferencia de la relación de voltajes es:

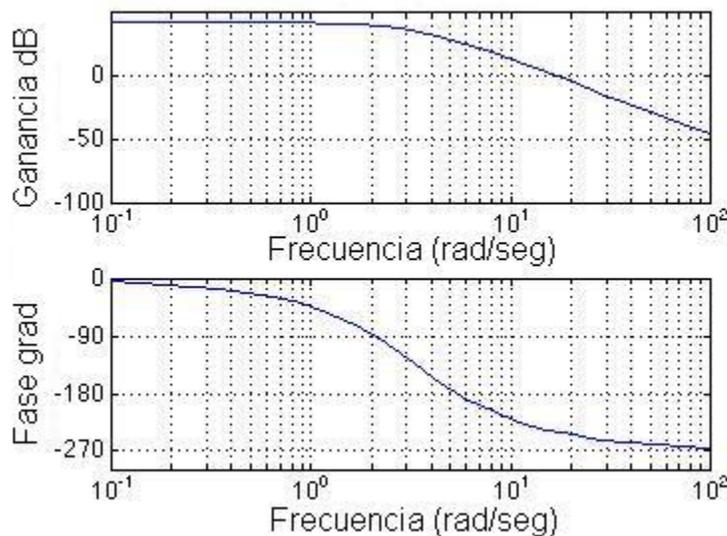
$$G_{12}(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{RCs + 1}$$

Para el estado senoidal permanente,  $G_{12}$  se convierte en:

$$G_{12} = (j\omega) = \frac{1}{j\omega RC + 1} = \frac{[1/RC]}{[j\omega + (1/RC)]}$$

Los valores asintóticos de magnitud y fase se pueden determinar con un examen de esta ecuación. Para un valor pequeño de  $\omega$ , la magnitud es aproximadamente 1 y la fase es  $0^\circ$ . Para valores grandes de  $\omega$ , la magnitud se acerca a 0 en tanto que la fase se hace casi  $-90^\circ$ . Para la frecuencia,  $\omega=1/RC$ , la magnitud y la fase son especialmente fáciles de determinar, siendo los valores  $1/\sqrt{2}=0.707$  y  $-45^\circ$ . Si se seleccionan otros valores de  $\omega$  se puede trazar las curvas de respuesta de ganancia y fase que aparecen en la figura 8, en donde se ha hecho  $M = |G_{12}(j\omega)|$  para mayor facilidad.

Figura 8. **Curvas de respuesta de ganancia y fase**



Fuente: Van Valkenburg, M.E. Análisis de Redes. p. 458.

Para estudiar el significado de la frecuencia  $\omega=1/RC$  en el caso anterior se considera la red de la figura 7 como de un solo puerto, excitada por una fuente de voltaje y para la que el favor corriente es  $I=YV$  y la magnitud de la corriente es:

$$|I(j\omega)| = |Y(j\omega)||V(j\omega)|$$

La potencia media en el resistor de la combinación RC es

$$P = \frac{|I(j\omega)|^2 R}{2}$$

Si  $\omega_{hp}$  es la frecuencia a la que  $|I|=(1/\sqrt{2}) |I|_{\text{máx}}$ , ésta será la frecuencia a la que la admitancia es  $1/\sqrt{2}$  veces su valor máximo, ya que de acuerdo con la ecuación  $|I(j\omega)|=|Y(j\omega)| |V(j\omega)|$  se observa que  $|I|$  varía directamente en función de  $|Y|$  cuando  $|V|$  es constante. Si  $P_1$  es la máxima potencia dada por la ecuación

$$P_1 = \frac{1}{2} |I(j\omega)|^2 R$$

a la frecuencia  $\omega_{hp}$  la potencia media del resistor es:

$$P_2 = \frac{1}{2} \left| \frac{j\omega}{\sqrt{2}} \right|^2 R = \frac{1}{2} P_1$$

Indicando que a esta frecuencia la potencia en el resistor es la mitad de su valor máximo. La frecuencia  $\omega_{hp}$  se conoce con el nombre de frecuencia de media potencia.

El nombre se aplica a la frecuencia a la que cualquier magnitud de una función de red, ya sea de punto impulsor o de transferencia, se reduce a 0.707 de su valor máximo.

Analizando de nuevo la ecuación

$$G_{12}(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{RCs + 1}$$

Se observa que

- (a) La frecuencia  $\omega=1/RC$  es la frecuencia de media potencia de la gráfica de respuesta de frecuencia, y
- (b)  $1/RC$  es la recíproca de la constante de tiempo  $T$  de la red, y que la ubicación del polo dentro del plano  $s$ , tiene signo negativo,  $\sigma=-1/RC$ . Por tanto, se tiene una conexión simple entre los dos tipos de respuesta para esta red, que se resume en la expresión  $T=1/\omega_{hp}$ .

En general la ecuación bajo análisis describe un cierto número de redes RC o RL de dos elementos. Para dichas redes, la ecuación

$$G_{12}(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC + 1} = \frac{1/RC}{j\omega + (1/RC)}$$

Describen un cierto número de redes RC o RL de dos elementos. Por lo cual se puede expresar en la forma estándar

$$G_{12}(j\omega) = \frac{1}{1 + j(\omega/\omega_{hp})}$$

Y para esta expresión se puede preparar una gráfica universal de la magnitud y de fase.

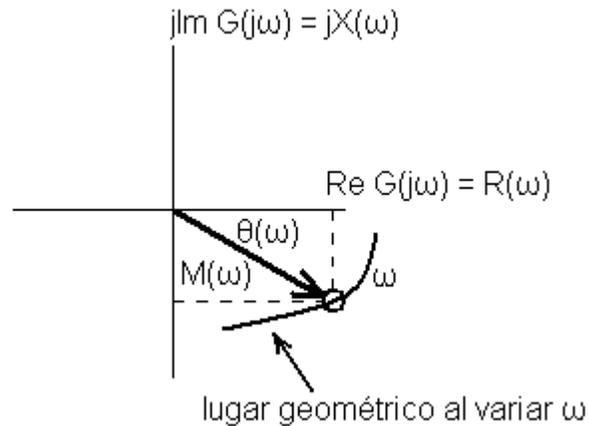
### 2.3. Lugares geométricos complejos

Si se da una función de red  $G(j\omega)$  que tiene la forma general

$$G(j\omega) = \frac{[a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \dots + a_n]}{[b_0(j\omega)^m + b_1(j\omega)^{m-1} + \dots + b_m]}$$

Se pueden determinar las partes reales e imaginarias identificadas por la ecuación  $G(j\omega) = R(j\omega) + jX(\omega)$  o la magnitud y la fase de la ecuación  $G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\Phi(\omega)}$  en función de  $\omega$ . Al variar ésta, un punto que representa a  $G(j\omega) = R(j\omega) + jX(\omega)$  se desplaza sobre el plano complejo  $G(j\omega)$  y se dice que describe un lugar geométrico. Un lugar geométrico es la gráfica en coordenadas polares  $M(\omega)$  y  $\Phi(\omega)$  – solo una gráfica, pero dos interpretaciones – siendo  $\omega$  el parámetro. En la figura 9 se presentan algunas de las características de estos lugares geométricos.

Figura 9. **Lugares geométricos**



Fuente: elaboración propia.

La gráfica de lugares geométricos puede ser una forma más eficiente o explícita de representar la información.

## 2.4. Diagramas de Bode

H. W. Bode utilizó ampliamente en sus estudios una escala logarítmica para la magnitud de las funciones de red, así como la variable frecuencia. Por esta razón, las gráficas logarítmicas que se estudian en esta sección se denominan gráficas o diagramas de Bode.

El logaritmo natural de

$$G(j\omega) = M(\omega) = e^{jf(\omega)}$$

Es la función compleja

$$\ln G(j\omega) = \ln M(\omega) + j\phi(\omega)$$

En esta ecuación,  $\ln M(\omega)$  es la ganancia o la ganancia logarítmica en nepers, y  $\phi$  es la función de ángulo en radianes. La unidad que se acostumbra para la ganancia es el decibel (db); en esta unidad

$$\text{Ganancias en decibeles} = 20 \log M(\omega)$$

De la misma forma, la unidad que se acostumbra para el ángulo  $\phi$  es el grado.

La conversión a estas unidades se puede lograr mediante las ecuaciones:

$$\text{Número de decibeles} = 8.68 \times \text{número de nepers}$$

$$\text{Número de grados} = 57.3 \times \text{número de radianes}$$

Es necesario introducir una variable logarítmica de frecuencia

$$u = \log \omega \quad \text{o} \quad \omega = 10^u$$

De acuerdo con tal variable, dos intervalos de frecuencia dados por la ecuación

$$u_2 - u_1 = \log \omega_2 - \log \omega_1 = \log \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)$$

tienen un uso muy difundido.

Estos intervalos son la octava para la que  $\omega_2 = 2\omega_1$ , y la década con  $\omega_2 = 10\omega_1$ . Las pendientes de líneas rectas en el sistema de coordenadas de las gráficas de Bode se expresarán en función de estos dos intervalos.

Haciendo un análisis de la ecuación

$$G(j\omega) = \frac{[a_0(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)\dots(j\omega - z_n)]}{[b_0(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_m)]}$$

Se supone por ahora que todos los polos y los ceros son distintos (no repetidos).

Si el primer término del numerador se modifica haciendo que  $z_1 = -1/T_1$ , un número real, se tiene entonces que

$$j\omega - z_1 = \frac{1}{T_1(1 + j\omega T_1)}$$

El logaritmo de esta ecuación es:

$$\ln(j\omega - z_1) = \ln \frac{1}{T_1} + \ln|1 + j\omega T_1 + j \tan^{-1} \omega T_1|$$

Los dos primeros términos de la ecuación se expresan en decibeles como sigue:

$$20 \log \frac{1}{T_1} + 20 \log|1 + j\omega T_1| \text{ db}$$

Los dos últimos términos se pueden expresar en grados como sigue:

$$f = 57.3 \tan^{-1} \omega T_1$$

Todos los factores del numerador tendrán esta forma, con  $z_i = -1/T_i$ . Para el denominador, se hará que  $p_1 = -1/T_a$ ,  $p_2 = -1/T_b$ , etc. Entonces, la magnitud de  $G(j\omega)$  en decibels está dada por la suma:

$$20 \log \frac{a_0 T_a T_b \dots T_m}{b_0 T_1 T_2 \dots T_n} + 20 \log |1 + j\omega T_1| + \dots + 20 \log |1 + j\omega T_n|$$

$$- 20 \log |1 + j\omega T_a| - \dots - 20 \log |1 + j\omega T_m| \text{ db}$$

y el ángulo en grados es:

$$57.3 \tan^{-1} \omega T_1 + 57.3 \tan^{-1} \omega T_2 + \dots + 57.3 \tan^{-1} \omega T_n$$

$$- 57.3 \tan^{-1} \omega T_a - \dots - 57.3 \tan^{-1} \omega T_m$$

Este análisis revela que, además del primer término de esta ecuación, que es una constante, todos los demás tienen la misma forma y difieren sólo en el valor de  $T_i$ , tanto para la magnitud como para la fase. Se puede considerar que el segundo término de la esta ecuación y el primero de la de ángulo son típicos, la magnitud total y las funciones de fase se determinan mediante la suma simple de estos términos.

### 2.4.1. Magnitud del factor de primer orden

La expresión de la magnitud es:

$$|G_1| = 20\log|1 + j\omega T_1| = 20\log(1 + \omega^2 T_1^2)^{\frac{1}{2}}$$

Para un valor pequeño de  $\omega$ , es decir,  $\omega T_1 < 1$ ,  $G_1$  se acerca a la asíntota de línea recta

$$|G_1| \approx 20\log 1 = 0 \text{ db}$$

Que tiene una magnitud cero y una pendiente también de cero. Para un valor grande de  $\omega$ ,  $\omega T_1 > 1$ ,  $|G_1|$  tiende a otra asíntota de línea recta

$$|G_1| \approx 20\log \omega T_1 \text{ db}$$

En las coordenadas de la gráfica de Bode la pendiente de la línea recta se determina observando que la magnitud cambia 6 db de  $\omega T_1=1$  a  $\omega T_1=10$  (o cualquier otra década), correspondiente a una pendiente de 20 db/década.

La frecuencia  $\omega=1/T_1$  se denomina frecuencia de punto de ruptura o frecuencia de ruptura, y a veces frecuencia de esquina.

Las gráficas de segmentos de líneas rectas dadas por las dos ecuaciones anteriores constituyen la curva asintótica, que se distingue de la respuesta de la magnitud verdadera dada por la ecuación

$$|G_1| = 20 \log|1 + j\omega T_1| = 20 \log(1 + \omega^2 T_1^2)^{\frac{1}{2}}$$

Los valores de las dos respuestas para varias frecuencias se señalan en la tabla II

Tabla II. **Respuestas para varias frecuencias**

$\omega$	Magnitud verdadera	Magnitud asintótica	Diferencia
$1/2T$	1 db	0 db	1 db
$1/1.31T$	2 db	0 db	2 db
$1/T$	3 db	0 db	3 db
$1.31/T$	4.3 db	2.3 db	2 db
$2/T$	7 db	6 db	1 db

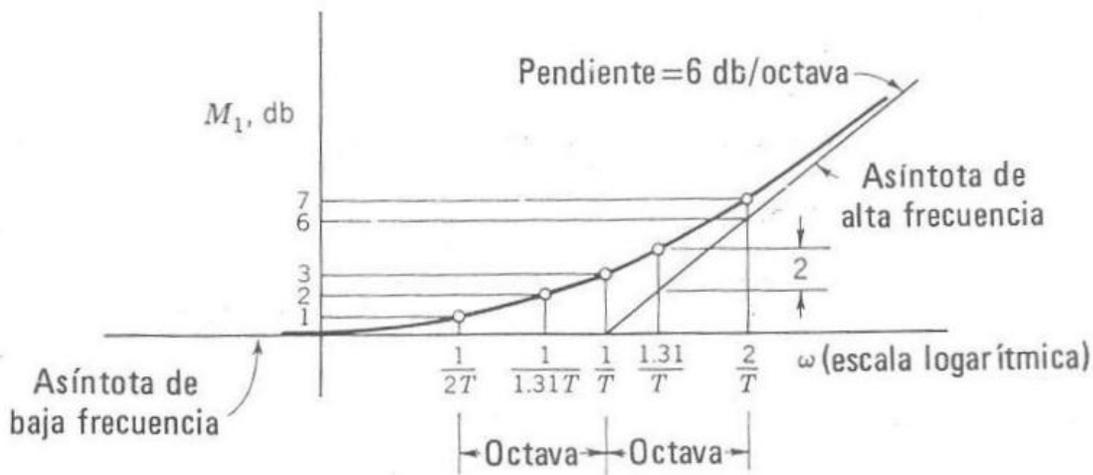
Fuente: elaboración propia.

De acuerdo con la tabla II y la figura 10 se observa que una técnica sencilla para trazar la respuesta de magnitud verdadera se describe en los siguientes pasos:

- (a) Conociendo T, determinar el punto de ruptura.
- (b) A partir del punto de ruptura, trazar las dos líneas asintóticas, una de pendiente cero para las frecuencias bajas, y una con pendiente 6 db/octava para la frecuencias más altas.

- (c) En el punto de ruptura, la respuesta verdadera se ve desplazada en 3 db de la intersección de las asíntotas; a una octava por debajo y a una octava por encima del punto de ruptura, la verdadera curva está desplazada en 1 db en relación con las líneas asíntóticas.
- (d) Si el factor proviene de un polo en vez de un cero en  $G(j\omega)$ , todos los valores son negativos incluyendo la pendiente.

Figura10. **Gráfica de magnitud**



Fuente: M.E. Van Valkenburg. Análisis de redes. p. 443.

### 2.4.2. Fase del factor de primer orden

De acuerdo con la ecuación

$$57.3 \tan^{-1} \omega T_1 + 57.3 \tan^{-1} \omega T_2 + \dots + 57.3 \tan^{-1} \omega T_n$$

$$- 57.3 \tan^{-1} \omega T_a - \dots - 57.3 \tan^{-1} \omega T_m$$

El primer término es

$$f_1 = 57.3 \tan^{-1} \omega T_1$$

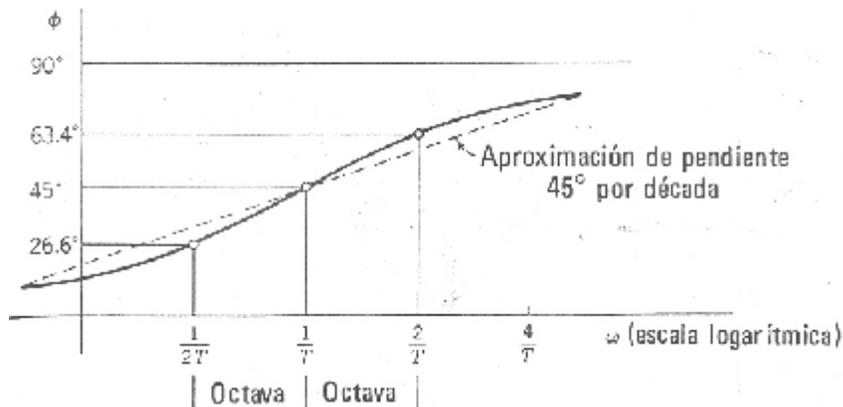
Para esta función, los valores que se dan en la tabla III sirven para hacer una gráfica como la que se muestra en la figura 11.

Tabla III. **Evaluación de algunos valores de  $\omega$**

$\omega$	$57.3 \tan^{-1} \omega T$
0	0
$1/2T$	26.6
$1/1.732T$	30
$1/T$	45
$1.732/T$	60
$2/T$	63.4
$\infty$	90

Fuente: elaboración propia.

Figura 11. **Gráfica de fase**



Fuente: M.E. Van Valkenburg. Análisis de redes. p.445

Una aproximación a la curva de fase que se utiliza a veces consiste en una línea recta con una pendiente de  $45^\circ$  por década, que pasa por  $45^\circ$  para  $\omega=1/T$ , como se indica por medio de la línea punteada de la figura 11. La diferencia máxima entre esta aproximación y la curva verdadera es de menos de  $6^\circ$  desde  $\omega=0.1/T$  hasta  $\omega=10/T$ .

## 2.5. Reseña histórica del análisis SFRA

Hoy en día, los transformadores de potencia son algunos de los más vitales componentes en la infraestructura de distribución y transmisión de energía eléctrica. Las fallas en estos equipos cuestan enormes cantidades de dinero debido a detenciones inesperadas y mantenimiento no programado. Viendo esta realidad, es importante evitar estos problemas a través de pruebas y diagnósticos confiables y eficientes.

La respuesta al barrido de frecuencia (SFRA por sus siglas en inglés), detecta potenciales problemas eléctricos y mecánicos que otros métodos son incapaces de descubrir.

Esta tecnología fue utilizada por la mayoría de las empresas eléctricas y compañías de servicio por más de una década, ya que la medición es fácil de realizar y entregará una única “huella digital” del transformador.

A continuación se presenta una reseña histórica del análisis SFRA:

- (a) 1931; Peters y Rylander. Westinghouse Electric. Patente 1 792 320 “ *High frequency testing apparatus*”.

- (b) 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.
  
- (c) 1972; Rogers, Humbarad y Gilies 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.

Ensayos de impulso en transformadores; la detección y localización de defectos en los transformadores por medio del ensayo con onda de tensión de impulso de origen atmosférico, ha despertado el más vivo interés técnico e investigativo y ha generado una diversidad de opiniones vertidas en publicaciones técnicas y científicas. La discusión se centra en la validez del ensayo para la detección de fallas y sobre los métodos de evaluación.

Durante los últimos años, numerosos artículos han centrado la atención en las exigencias de los métodos de medición y de evaluación. El objetivo consiste en detectar todas las fallas, por pequeñas que resulten. Se espera que los resultados puedan ser reproducidos y que garantice la eliminación de todas las perturbaciones del circuito externo, es decir, que el método de ensayo valide repetibilidad y reproducibilidad.

El ensayo de impulso atmosférico no respondió a las expectativas creadas con la rapidez que se esperaba y fue necesario replantear algunos conceptos acerca de la validez de este ensayo.

Varios motivos produjeron esta situación. El más relevante se refiere al procedimiento a adoptar, es decir, al tipo de onda, la disposición del transformador durante el ensayo y el método que ponga en evidencia las fallas en el transformador durante el curso del ensayo, de tal manera, que pueda determinarse si el transformador se encuentra en condiciones normales para su funcionamiento.

Esta última es muy importante, ya que no resulta conveniente introducir nuevos métodos de ensayo si los resultados que se obtienen de los mismos no garantizan la puesta en evidencia de eventuales fallas en el transformador.

La formación de gases en el interior del transformador da lugar a la aparición de descargas internas en el aceite aislante, los que pueden ser eliminados controlando el aceite antes del ensayo. No es correcto que la aparición de tales fenómenos revelen una falla de aislación en el interior del transformador, así como tampoco es un argumento para concluir que el transformador no cumple satisfactoriamente el ensayo.

La detección de falla es de una relevancia tal, que todo cambio en la aislación principal ante la puesta en cortocircuito, genera una reacción notoria del arrollamiento.

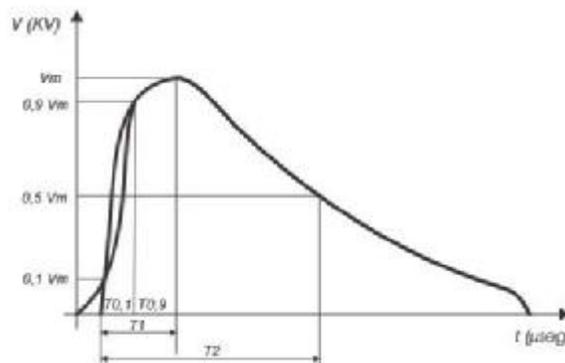
Ondas para ensayos: los impulsos de tensiones positivos y negativos destinados a la comprobación de la calidad del aislamiento y del diseño de los aparatos de AT que se emplean actualmente son los siguientes:

Una onda completa de evolución y duración similar a la del rayo estadístico, la cual debido a su larga duración, penetra a través de todo el

arrollamiento y permite verificar la totalidad de la aislación entre espiras, y entre bobinas parciales.

Esta onda se define, convencionalmente por el valor de cresta o amplitud  $V_m$ , expresado en kV y por las duraciones del frente o parte ascendente de la curva ( $T_1$ ) y de la cola o parte descendente de la curva hasta la mitad del valor de cresta ( $T_2$ ), expresadas en  $\mu\text{seg}$  y medidas a partir del origen convencional que determina la intersección de la recta que pasa por los valores  $0,1 V_m$  y  $0,9 V_m$  con el eje de los tiempos.

Figura 12. **Onda completa similar a la del rayo**



Fuente: <http://www.textoscientificos.com/fisica/altatension/generacion-impulsos>. Reseña histórica y datos sobre el rayo. Consulta: 4 de noviembre del 2010.

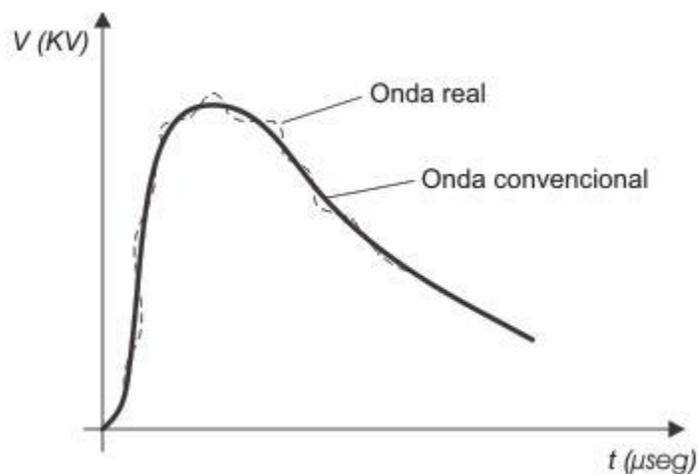
Habitualmente dichas duraciones se escriben separadas por una barra; es decir, en la forma  $T_1/T_2$ .

La onda completa más utilizada tiene  $T_1 = 1 \mu\text{seg}$ . y  $T_2 = 50 \mu\text{seg}$ , y se indica, por tanto, con la abreviatura "onda 1/50".

En cuanto a la velocidad de crecimiento de la tensión, se expresa por la pendiente de la recta mencionada,  $0,8 V_m/t_{0,9 - t_{0,1}}$ , en  $\text{kV}/\mu\text{seg}$ .

Por lo general, los aparatos que producen estas ondas, llamados "generadores de impulsos de tensión", les imprimen cierta ondulación, especialmente durante los primeros  $\mu\text{seg}$ , a causa del principio en que se fundan. De allí que las normas la admitan, pero sin consentir que adquieran más de un 5% del valor de cresta, y que el examen de una onda deba realizarse excluyendo la componente oscilatoria, como indica la fig.13.

Figura 13. **Onda de prueba**



Fuente: <http://www.textoscientificos.com/fisica/altatension/generacion-impulsos>. Reseña histórica y datos sobre el rayo. Consulta: 4 de noviembre del 2010.

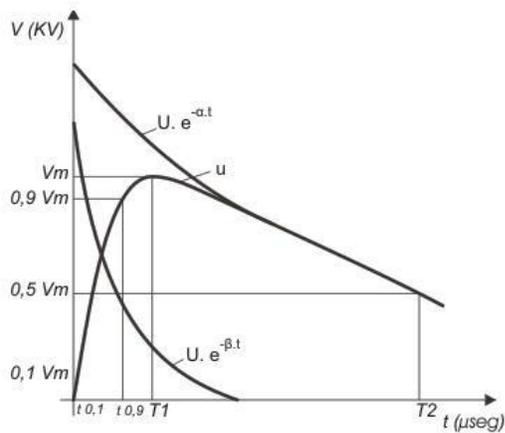
Hay también tolerancias para  $T_1$  y  $T_2$ , menores para  $T_1$

Matemáticamente, la onda completa se expresa bien por la ecuación:

$$u = U(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \text{ con } U = \text{cte. y } \alpha < \beta \quad (1)$$

como lo demuestra la fig. 14.

Figura 14. Onda completa de prueba



Fuente: <http://www.textoscientificos.com/fisica/altatension/generacion-impulsos>. Reseña histórica y datos sobre el rayo. Consulta: 4 de noviembre del 2010.

Se observa que prácticamente, la primera exponencial gobierna la evolución de la cola, y la segunda la del frente. De ahí que las inversas de  $\alpha$  y  $\beta$ , coeficientes cuyas dimensiones son  $\text{seg}^{-1}$  se denominen "constantes de tiempo de cola,  $\tau_2$  y de frente  $\tau_1$  respectivamente. Cuando  $\alpha \ll \beta$ , o sea  $\tau_2 \gg \tau_1$  como en la onda 1/50,  $u$  alcanza un valor máximo  $U_m$  prácticamente igual a  $U$  y en el instante  $T_1$  que lo adquiere, la primera exponencial todavía conserva aproximadamente el valor  $U$ ; es decir que:

$$u = U_m \text{ y } Ue^{-\alpha t} = Ue^{-t/\tau_2} = U_m$$

En consecuencia, según se deduce en este caso puede admitirse que el frente se rige por la ecuación:

$$u = U_m (1 - e^{-t/\tau_1})$$

Característica de la evolución de la tensión en un capacitor que se carga a través de un resistor con tensión constante.

Según esta ecuación,  $u = U_m$  para  $t = \infty$ ; pero suponiendo que es máxima cuando  $u = 0,936.U_m$  (diferencia 6,4 %), la cresta se alcanza en el tiempo  $T_1$  que satisface la igualdad

$$0.936U_m = U_m(1 - e^{-t/T_1})$$

es decir, para:

$$T_1 = \tau_1 \cdot \ln 1/0,064 = 2,75 \cdot \tau_1$$

Este tiempo puede calcularse también, según aconsejan las normas como alternativa del método antes indicado, a partir de los tiempos que emplea  $U$  para adquirir los valores  $0,1.U_m$  y  $0,9.U_m$ ,

$$t_{0,1} = \tau_1 \cdot \ln 1/0,9 = 0,105 \cdot \tau_1$$

$$t_{0,9} = \tau_1 \cdot \ln 1/0,1 = 2,302 \cdot \tau_1$$

como sigue:

$$\begin{aligned} t_{0,9} - t_{0,1} &= 2,197 \cdot \tau_1 \cdot \ln 1/0,9 = 0,105 \cdot \tau_1 \\ \frac{T}{t_{0,9} - t_{0,1}} &= 2,75/2,197 = 1,25 \\ T_1 &= 1,25 \cdot (t_{0,9} - t_{0,1}) \end{aligned}$$

Por otra parte, como en el caso indicado  $\tau_2 \gg \tau_1$ , la exponencial  $U \cdot e^{-\beta t} = U \cdot e^{-t/\tau_1}$  poco después de  $T_1$ , cabe admitir que durante la cola:

$$u = U_m \cdot e^{-t/\tau_2}$$

Ecuación característica de la evolución de la tensión en un capacitor que se descarga sobre un resistor, según la cual la onda llega al valor  $u = U_m/2$  en el tiempo:

$$T_2 = \tau_2 \cdot \ln 2 = 0,7 \tau_2$$

Una onda truncada o cortada antes de la cresta, que intenta reproducir las sollicitaciones que originan en los aislantes las sobretensiones que, al alcanzar cierto valor, se descargan a tierra por contorneo perforación da un aislador, o por actuación de un pararrayos. Vea fig. 15.

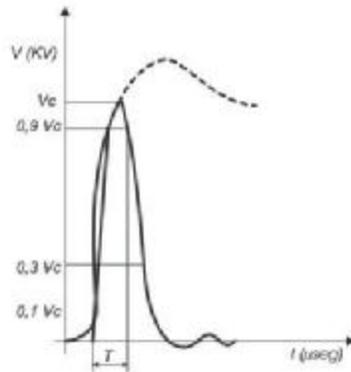
Esta onda, de menor duración, no penetra tan profundamente en los arrollamientos; pero a causa de su rápido ascenso y brusco descenso, exige la aislación de las primeras espiras y bobinas parciales del arrollamiento más duramente que la onda completa.

Prácticamente se la genera interrumpiendo la evolución de una onda completa con un descargador de puntas dispuesto en paralelo con el aparato que se ensaya y calibrado a la tensión de corte  $U_c$ .

La iniciación convencional de la onda se considera en la intersección de la recta que pasa por  $0,1U_c$  y  $0,9U_c$  con el eje de tiempos; la duración  $T$ , igual al lapso transcurrido entre ese instante y el del corte; la rapidez de crecimiento, igual a la pendiente de la recta citada y la de extinción igual a la pendiente de la recta que pasa por  $0,9 U_c$  y  $0,3 U_c$ .

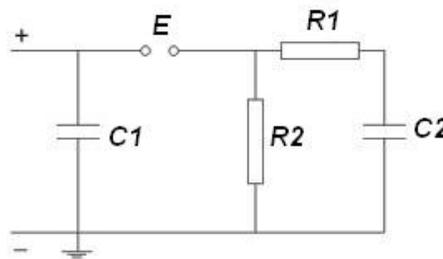
Al comienzo de las investigaciones con impulsos de tensión, se utilizaba también una onda cortada después de la cresta; pero al comprobarse que no evidenciaba fallas que no pudieron mostrar las dos anteriores, se descartó.

Figura 15. **Onda truncada en la cresta**



Fuente: <http://www.textoscientificos.com/fisica/altatension/generacion-impulsos>. Reseña histórica y datos sobre el rayo. Consulta: 4 de noviembre del 2010.

Figura 16. **Circuito equivalente de prueba**



Fuente: <http://www.textoscientificos.com/fisica/altatension/generacion-impulsos>. Reseña histórica y datos sobre el rayo. Consulta: 4 de noviembre del 2010.

- (d) 1978, Dick y Erven de OntarioHydro, proponen el método de respuesta en frecuencia como una técnica de diagnóstico para transformadores.
- (e) 1988, Malewski y Poulin utilizan la función de transferencia para la detección de fallas durante pruebas de impulso en transformadores.
- (f) 1992, Vaessen y Hanique presentan lo que ellos denominan una técnica nueva para análisis de respuesta en frecuencia (FRA) en transformadores.

- (g) 1995, Lapworth y Noonanen presentan una descripción muy detallada de FRA utilizando el barrido en frecuencia (en inglés *sweep frequency*) desde 5 Hz hasta 10 MHz.
- (h) 1998-1999, Vandermaar, Wang y otros presentan una serie de artículos donde se demuestra la efectividad del método de impulso de bajo voltaje, para detectar deformaciones en devanados.
- (i) 1999, Leibfried y Feser 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 cálculo de la función de transferencia en línea.
- (j) 2000, Zhijian, Jingtao y Zihuen utilizan una red neuronal tipo BP (en inglés back propagation) para la identificación automática de deformaciones en la función de transferencia.

Las redes neuronales consisten en una simulación de las propiedades observadas en los sistemas neuronales biológicos, a través de modelos matemáticos recreados mediante mecanismos artificiales (como un circuito integrado, un ordenador o un conjunto de válvulas). El objetivo es conseguir que las máquinas den respuestas similares a las que es capaz de dar el cerebro que se caracterizan por su generalización y su robustez.

- (k) 2000, DOBLE *Engineering Company* lanza al mercado un equipo especializado para el análisis de respuesta en frecuencia en transformadores.

- (l) 2000 B&C Company compañía Húngara desarrolla el equipo “Traftek” para diagnóstico en frecuencia de transformadores.
- (m) 2000, Bolduc, Picher y otros proponen una metodología nueva que 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)
- (n) 2002, el grupo de trabajo 12.19 de CIGRE presenta el estado del método hasta el 2002 relacionado con el comportamiento en corto circuito de transformadores de potencia.
- (ñ) 2002, Coffeen y Hildrethen 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.
- (o) 2003, Ryderen propone una metodología 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.
- (p) 2004 Kim, Park Jeong y otros proponen una metodología para evaluación de la función de transferencia por medio de un análisis espectral.

En esta se incrementan las componentes de baja y media frecuencia y se ecualizan con las demás componentes, utilizando algoritmos de interpolación

- (q) 2005 Satish y Sahoo realizan un modelo matemático de un transformador de dos devanados, y por medio de simulaciones intentan determinar la influencia de las respuestas individuales de los devanados en la función de transferencia del transformador.
- (r) 2006 Pitcher, Lapworth, Noonan, CIGRE publican en la Revista ELECTRA 228 , octubre 2006, un reporte con los avances del grupo de trabajo incluyendo los resultados de las pruebas con 10 diferentes equipos en un transformador en Alemania.
- (s) Actualmente el método de análisis de respuesta en frecuencia está siendo estudiado por los comités internacionales de CIGRE (Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas) e IEEE (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos) por medio de sus grupos de trabajo y los objetivos perseguidos se encaminan principalmente a generar una guía de diagnóstico y la caracterización de los equipos requeridos para la prueba.
- (t) En México CFE (Comisión Federal de Electricidad) ya incluye en la norma CFE K0000-13 "Transformadores de potencia para subestaciones de distribución" (revisión de enero del 2004) la prueba de respuesta en frecuencia como una prueba de aceptación para iniciar un historial del comportamiento operativo del transformador a lo largo de su vida útil.



### **3. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR DEPENDIENTE DE LA FRECUENCIA**

Se denomina transformador a una máquina eléctrica que permite aumentar o disminuir la tensión en un circuito eléctrico de corriente alterna, manteniendo la frecuencia. La potencia que ingresa al equipo, en el caso de un transformador ideal, esto es, sin pérdidas, es igual a la que se obtiene a la salida. Las máquinas reales presentan un pequeño porcentaje de pérdidas, dependiendo de su diseño, tamaño, etc.

Los transformadores son dispositivos basados en el fenómeno de la inducción electromagnética y están constituidos, en su forma más simple, por dos bobinas devanadas sobre un núcleo cerrado de hierro dulce o hierro silicio. Las bobinas o devanados se denominan primario y secundario según correspondan a la entrada o salida del sistema en cuestión, respectivamente. También existen transformadores con más devanados; en este caso, puede existir un devanado "terciario", de menor tensión que el secundario.

El estudio de los transformadores es importante a causa de sus extensas y variadas aplicaciones y de sus interrelaciones con procesos y aparatos para la conversión de energía electromecánica. De acuerdo con el área de aplicación, los transformadores pueden ser generalmente clasificados en tres grupos:

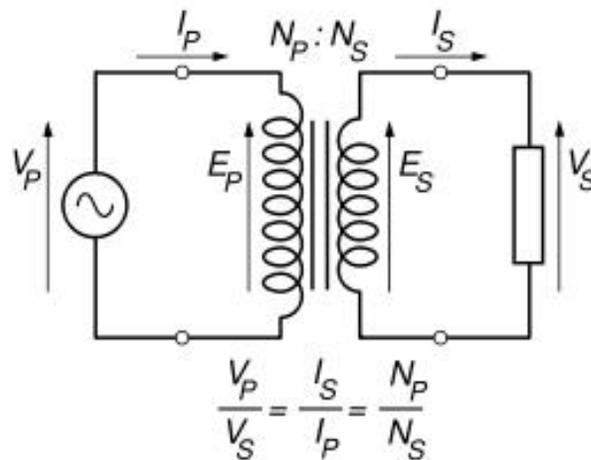
- a) Transformadores de potencia, los cuales se usan conjuntamente con generadores para una transmisión y distribución eficiente de energía eléctrica.

- b) Transformadores de comunicación, usados conjuntamente con amplificadores electrónicos para impedancias aparejadas de cargas y fuentes con objeto de realizar una máxima transferencia de potencia a las cargas, y en algunos casos también para aislamiento conductivo de diferentes partes de un sistema, y
- c) Transformadores de instrumento, usados para medir altos voltajes y corrientes por medio de instrumentos sensitivos de escala reducida, conjuntamente con relevadores para protección del equipo en contra de daños debidos a sobrecargas, cortos circuitos, etc.

### 3.1 El transformador ideal

El diagrama esquemático de un transformador ideal se muestra en la siguiente figura.

Figura 17. Diagrama esquemático de un transformador ideal



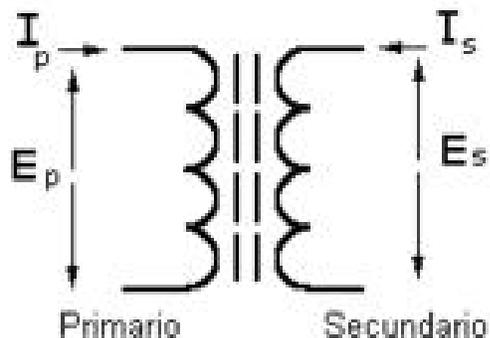
Fuente: elaboración propia.

Se hacen las siguientes suposiciones:

- a) Los flujos establecidos por las corrientes en los embobinados son encerrados enteramente en el núcleo. En otras palabras, el acoplamiento magnético de los dos embobinados es perfecto. Todo el flujo establecido por una bobina enlaza al de la otra y viceversa.
- b) Los embobinados no tienen resistencia.
- c) Son despreciables la capacitancia entre los embobinados aislados y el núcleo, así como entre las espiras y entre los embobinados.

Si se aplica una fuerza electromotriz alterna en el devanado primario, las variaciones de intensidad y sentido de la corriente alterna crearán un campo magnético variable dependiendo de la frecuencia de la corriente. Este campo magnético variable originará, por inducción electromagnética, la aparición de una fuerza electromotriz en los extremos del devanado secundario.

Figura 18. **Transformador ideal con fem aplicada**



Fuente: elaboración propia.

La relación entre la fuerza electromotriz inductora ( $E_p$ ), la aplicada al devanado primario y la fuerza electromotriz inducida ( $E_s$ ), la obtenida en el secundario, es directamente proporcional al número de espiras de los devanados primario ( $N_p$ ) y secundario ( $N_s$ ) .

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

La razón de transformación ( $a$ ) del voltaje entre el bobinado primario y el secundario depende de los números de vueltas que tenga cada uno. Si el número de vueltas del secundario es el triple del primario, en el secundario habrá el triple de tensión.

Esta particularidad se utiliza en la red de transporte de energía eléctrica: al poder efectuar el transporte a altas tensiones y pequeñas intensidades, se disminuyen las pérdidas por el efecto Joule y se minimiza el costo de los conductores.

Así, si el número de espiras (vueltas) del secundario es 100 veces mayor que el del primario, al aplicar una tensión alterna de 230 voltios en el primario, se obtienen 23.000 voltios en el secundario (una relación 100 veces superior, como lo es la relación de espiras). A la relación entre el número de vueltas o espiras del primario y las del secundario se le llama *relación de vueltas* del transformador o relación de transformación.

Ahora bien, como la potencia aplicada en el primario, en caso de un transformador ideal, debe ser igual a la obtenida en el secundario, el producto de la fuerza electromotriz por la intensidad (potencia) debe ser constante, con lo que en el caso del ejemplo, si la intensidad circulante por el primario es de 10 amperios, la del secundario será de solo 0,1 amperios (una centésima parte).

### **3.2. Transformador no ideal de núcleo lineal**

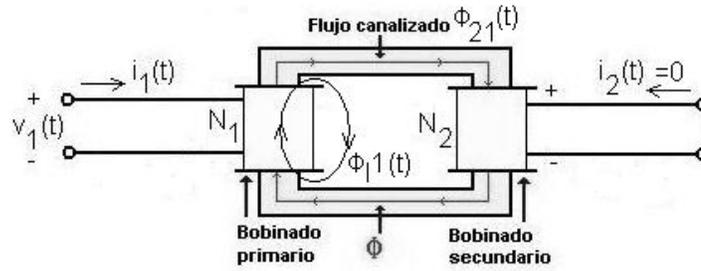
Comparado con el ideal, este transformador tiene las siguientes imperfecciones:

- a) La curva B-H del núcleo es todavía lineal, pero la permeabilidad del material es finita. Por lo tanto, la fuerza magneto motriz no es cero.
- b) Los flujos establecidos por las corrientes no son confinados enteramente al núcleo. El enlazamiento del flujo total en cada embobinado no es el mismo.
- c) Los embobinados tienen resistencia.
- d) En transformadores a muy altas frecuencias, los efectos de capacitancia no son despreciables.

En la figura 19 se presenta un transformador no ideal de núcleo lineal.  $R_1$  y  $R_2$  son las resistencias de los dos embobinados. Los términos  $\Phi_1$  y  $\Phi_2$  son los enlazamientos de flujo en los embobinados 1 y 2 respectivamente.



Figura 20. Transformador no ideal de núcleo ideal con corriente  $i_1$

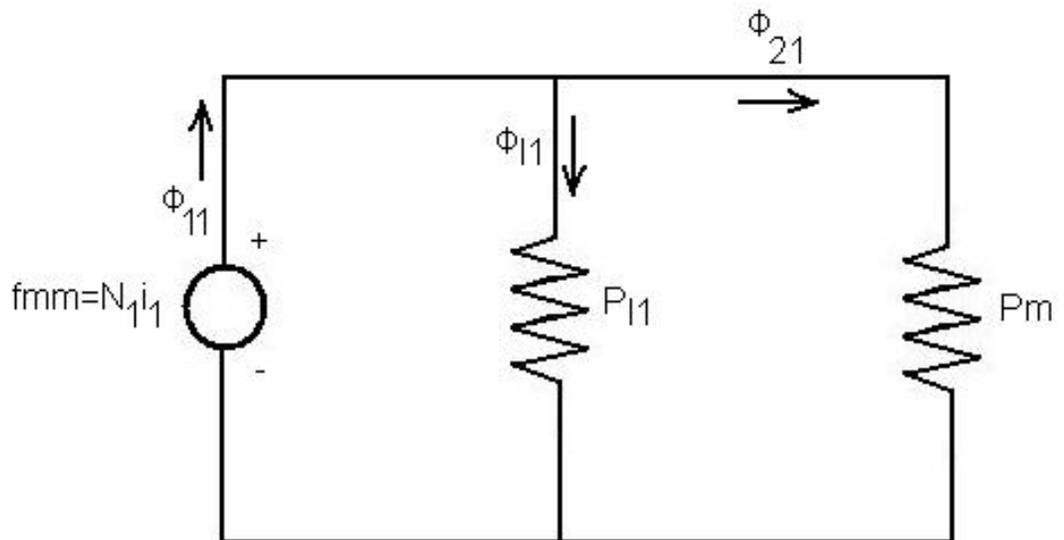


Fuente: elaboración propia.

Para esta configuración:

Figura 21 Circuito representativo del núcleo con  $i_2(t)=0$

$$f_{11}(t) = f_{11}(t) + f_{21}(t)$$



Fuente: elaboración propia.

De la figura 21 se tiene:

$$f_{11}(t) = P_{11} N_1 i_1(t)$$

y

$$f_{21}(t) = P_m N_1 i_1(t)$$

Donde  $P_{11}$  es la permeancia de la trayectoria magnética del flujo de dispersión  $\Phi_{11}(t)$ ,  $P_m$  es la permeancia de la trayectoria magnética dentro del núcleo, común a ambos embobinados.

La ecuación

$$f_{11}(t) = f_{11}(t) + f_{21}(t)$$

puede ser escrita

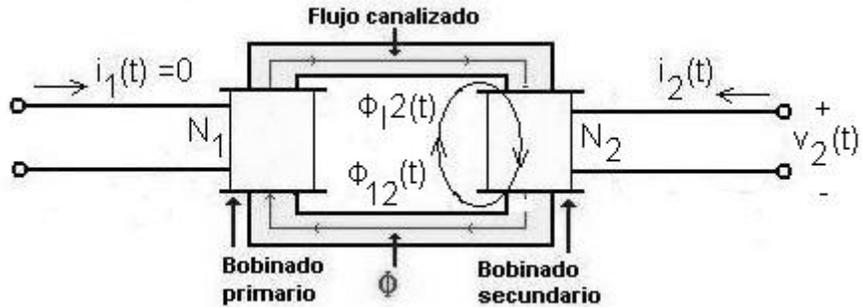
$$f_{11}(t) = (P_{11} + P_m) N_1 i_1(t) = P_{11} N_1 i_1(t)$$

donde:

$$P_{11} = P_{11} + P_m$$

Similarmente se traza el circuito para el caso donde  $i_1(t)=0$  e  $i_2(t)\neq 0$

Figura 22. Circuito donde  $i_1(t)=0$  e  $i_2(t)\neq 0$

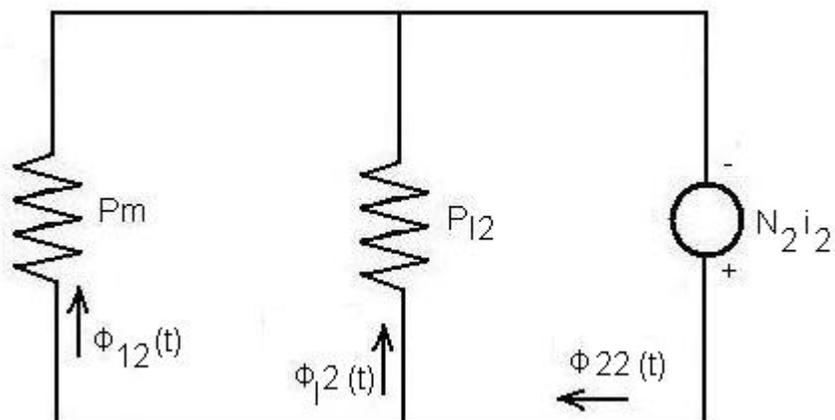


Fuente: elaboración propia.

$$f_{22}(t) = f_{l2}(t) + f_{l2}(t)$$

Donde  $\Phi_{22}(t)$  es el flujo total debido a  $i_2(t)$  solamente,  $\Phi_{12}(t)$  es la parte de  $\Phi_{22}(t)$  que existe enteramente dentro del núcleo, y por lo tanto, enlaza al embobinado 1, y  $\Phi_2(t)$  es llamado flujo de dispersión del embobinado 2 con respecto al embobinado 1.

Figura 23 Circuito eléctrico equivalente donde  $i_1(t)=0$  e  $i_2(t)\neq 0$



Fuente: elaboración propia.

Las ecuaciones para la Figura 23 son:

$$f_{12}(t) = P_{l2} N_2 i_2(t)$$

y

$$f_{12}(t) = P_m N_2 i_2(t)$$

Donde  $P_{l2}$  es la permeancia de la trayectoria magnética de  $\Phi_{l2}$

La ecuación

$$f_{22}(t) = f_{l2}(t) + f_m(t)$$

puede ser escrita

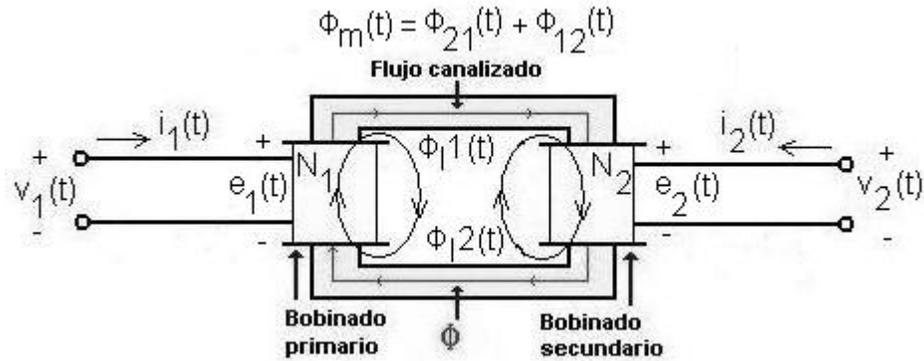
$$f_{22}(t) = (P_{l2} + P_m) N_2 i_2(t) = P_{22} N_2 i_2(t)$$

donde:

$$P_{22} = P_{l2} + P_m$$

Cuando ambas corrientes  $i_1(t)$  e  $i_2(t)$  están circulando en sus embobinados respectivos, como se representa en la figura 24.

Figura 24. Circuito cuando ambas corrientes  $i_1(t)$  e  $i_2(t)$  están circulando



Fuente: elaboración propia.

El enlazamiento total de flujo en estos es: embobinado 1

$$f_1(t) = f_{11}(t) + f_{12}(t)$$

$$f_1(t) = f_{11}(t) + f_m(t)$$

donde:

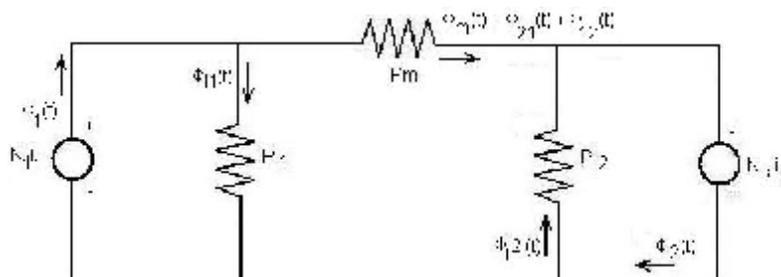
$$f_m(t) = f_{21}(t) + f_{12}(t)$$

Embobinado 2

$$f_2(t) = f_{22}(t) + f_{21}(t)$$

$$f_2(t) = f_{12}(t) + f_m(t)$$

Figura 25. **Circuito eléctrico cuando ambas corrientes  $i_1(t)$  e  $i_2(t)$  están circulando**



Fuente: elaboración propia.

Sustituyendo  $\Phi_1(t)$  y  $\Phi_2(t)$  de las ecuaciones

$$f_1(t) = f_{l1}(t) + f_m(t)$$

y

$$f_2(t) = f_{l2}(t) + f_m(t)$$

en las ecuaciones

$$V_1(t) = R_1 i_1(t) + N_1 \frac{df_1(t)}{dt}$$

y

$$V_2(t) = R_2 i_2(t) + N_2 \frac{df_2(t)}{dt}$$

Se tiene

$$V_1(t) = R_1 i_1(t) + N_1 \frac{df_{l1}(t)}{dt} + N_1 \frac{df_m(t)}{dt}$$

y

$$V_2(t) = R_2 i_2(t) + N_2 \frac{df_{l2}(t)}{dt} + N_2 \frac{df_m(t)}{dt}$$

Se define la inductancia de dispersión del embobinado 1 con respecto al embobinado 2 como:

$$L_{11} = N_1 \frac{df_{l1}(t)}{di_1(t)}$$

Y la inductancia de dispersión del embobinado 2 con respecto al embobinado 1 como:

$$L_{12} = N_2 \frac{df_{l2}(t)}{di_2(t)}$$

de la ley de Faraday

$$N_1 \frac{df_m(t)}{dt} = e_1(t)$$

y

$$N_2 \frac{df_m(t)}{dt} = e_2(t)$$

Las ecuaciones para el transformador se pueden escribir como:

$$V_1(t) = R_1 i_1(t) + L_{l1} \frac{di_1(t)}{dt} + e_1(t)$$

y

$$V_2(t) = R_2 i_2(t) + L_{l2} \frac{di_2(t)}{dt} + e_2(t)$$

donde:

$$\frac{e_1(t)}{e_2(t)} = \frac{N_1}{N_2}$$

Para estas condiciones  $v_1(t)/v_2(t) \neq N_1/N_2$  condición distinta a las de un transformador ideal.

Las inductancias de dispersión se pueden expresar en términos de las permeancias.

$$L_{l1} = N_1 \frac{df_{l1}}{di_1} = \frac{N_1 P_{l1} N_1 i_1}{i_1} = N_1^2 P_{l1}$$

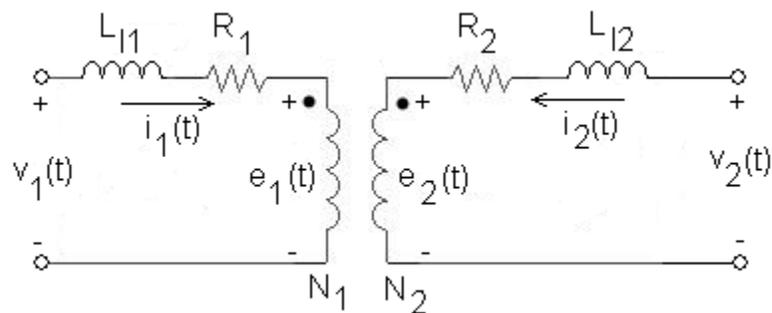
de igual manera

$$L_{12} = N_2^2 P_{12}$$

### 3.3.2. Circuito equivalente parcial

Las ecuaciones de circuito basadas en la ley de voltajes de Kirchhoff para el circuito de la siguiente figura.

Figura 26. **Circuito equivalente parcial**



Fuente: elaboración propia.

son

$$V_1(t) = R_1 i_1(t) + L_{11} \frac{di_1(t)}{dt} + e_1(t)$$

y

$$V_2(t) = R_2 i_2(t) + L_{12} \frac{di_2(t)}{dt} + e_2(t)$$

Por esta razón el circuito de la Figura 26 es el circuito equivalente parcial del transformador no ideal.

Parcial, porque la fmm neta en el transformador no ideal es diferente de cero, equivalente porque los cuatro bornes de la figura 26 tienen las mismas condiciones terminales que las del transformador de la Figura 17.

El circuito equivalente no describe las condiciones internas del aparato, representa al aparato solamente en cuanto a las condiciones terminales.

### **3.4. Corriente de magnetización y circuito equivalente exacto de un transformador**

El circuito equivalente de un transformador no ideal, tiene que ser modificado para tomar en cuenta el hecho de que la fuerza magneto motriz neta que actúa en el núcleo de un transformador es diferente de cero porque la permeabilidad del núcleo es finita.

esto significa que

$$N_1 i_1(t) + N_2 i_2(t) \neq 0$$

ambas corrientes

$$i_1(t) \text{ e } i_2(t)$$

no pueden ser cero al mismo tiempo excepto cuando el transformador se desconecta de la fuente y de la carga.

Si el embobinado 2 se deja en circuito abierto y un voltaje  $v_1(t)$  es aplicado a las terminales del embobinado 1, el transformador actúa como un reactor y

requiere por lo tanto, una corriente de magnetización para establecer el flujo  $\Phi_{11}(t)$  en el núcleo.

Estableciendo que  $i_1(t)$  se divida en dos componentes

$$i_1(t) = i_m(t) + i_2'(t)$$

donde  $i_2'(t)$  satisface la ecuación

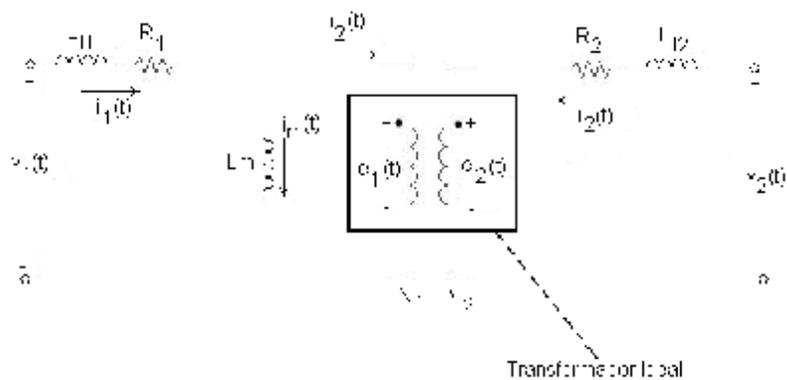
$$N_1 i_2'(t) + N_2 i_2(t) = 0$$

Esta ecuación indica que cuando  $i_2(t) = 0$ , entonces  $i_2'(t)$  es también igual a cero, e  $i_1(t) = i_m(t)$ , la cual es la corriente de magnetización del transformador.

Este cambio es incorporado al circuito equivalente del transformador al conectar una inductancia  $L_m$ , a través de las terminales del embobinado 1 del transformador ideal.

El circuito equivalente completo es el siguiente:

Figura 27. **Circuito equivalente completo**



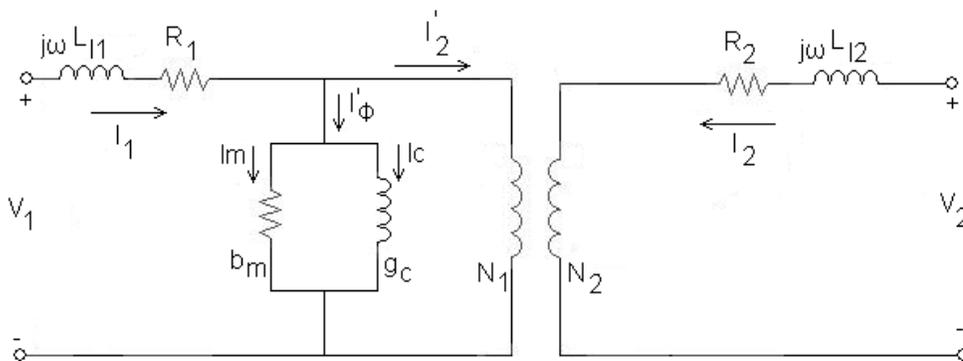
Fuente: elaboración propia.

### 3.5. Circuitos equivalentes de transformadores de núcleos ferromagnéticos

Muchos transformadores tienen núcleos ferromagnéticos, los cuales poseen características de saturación y de histéresis. Es difícil obtener un circuito equivalente para un transformador de núcleo de hierro que represente, con suficiente aproximación, las condiciones terminales del aparato bajo diferentes condiciones de operación. Sin embargo, la mayoría de los transformadores de núcleo de hierro son sometidos en general a una excitación senoidal y operados la mayor parte del tiempo en un estado estable.

Un circuito equivalente que será satisfactorio bajo estas condiciones, se obtiene al incorporar al circuito de la figura 27 una resistencia (mostrada como conductancia  $g_c$ ) en paralelo con la inductancia  $L_m$ . El circuito modificado se muestra en la figura 28

Figura 28. Circuito modificado



Fuente: elaboración propia.

Como el circuito equivalente es trazado para una operación senoidal en estado estable, los voltajes y corrientes son representados por números complejos; las inductancias son mostradas como reactancias o susceptancias según el caso. La conductancia  $g_c$  representa las pérdidas en el núcleo del transformador, y la corriente  $I_m$  circulando en  $b_m$  representa la equivalente senoidal de la corriente de magnetización no senoidal.

Para el caso de una excitación senoidal y una operación en estado estable, las ecuaciones de voltaje son (en forma de complejos y valores eficaces).

$$V_1 = I_1(R_1 + j\omega L_{l1}) + E_1$$

y

$$V_2 = I_2(R_2 + j\omega L_{l2}) + E_2$$

donde:

$$N_1 I_2' + N_2 I_2 = 0$$

$$I_1 = I_2' + I_\phi$$

y

$$I_\phi = I_m + I_c$$

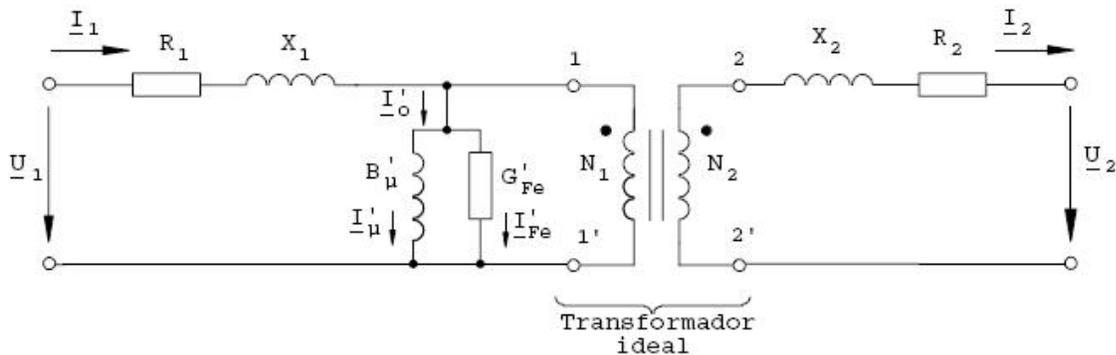
De la misma forma en que se realizó en el caso del circuito equivalente de un transformador de núcleo lineal, los parámetros del circuito equivalente de un transformador de núcleo de hierro pueden ser referidos a cualquier lado del transformador, y el transformador ideal de la figura 28 puede ser movido a un extremo, o aún ser eliminado.

### 3.5.1. El transformador real reducido

Como el transformador real contiene un transformador ideal, la reducción de un circuito con un transformador real consiste en eliminar la parte ideal, y en reducir resistencias y reactivancias. El esquema reducido del transformador real permite realizar una aproximación que es muy utilizada.

Partiendo del transformador monofásico real de la figura 29.

Figura 29. Transformador monofásico real



Fuente: elaboración propia.

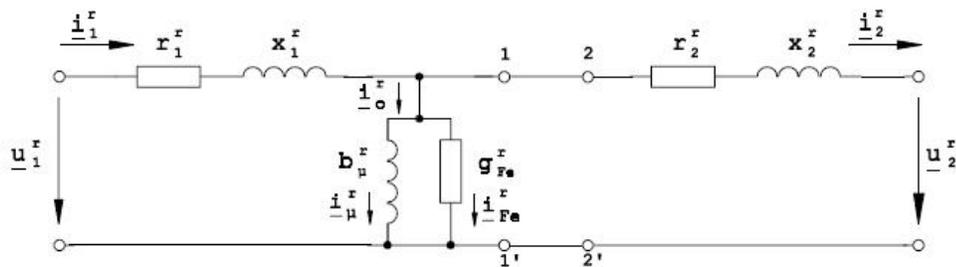
Se elige una potencia y una tensión base adecuadas (que cumplan la relación de transformación) para poder reducir el esquema y eliminar el transformador ideal. Todas las variables (potencias, tensiones, intensidades e impedancias) y todos los componentes (fuentes de tensión o de corriente,

impedancias, cargas) de cada lado del transformador se dividen por su correspondiente valor base.

De esta forma, la tensión  $U_1$  del primario del transformador se reduce dividiendo su valor por la tensión base del primario, y se convierte en  $u_1^r$ .

Las impedancias  $R_2$  y  $X_2$ , que se encuentran físicamente situadas en el secundario del transformador de la figura 29, se han reducido utilizando la impedancia base del secundario. El esquema que se obtiene se denomina esquema en T y se muestra en la figura 30.

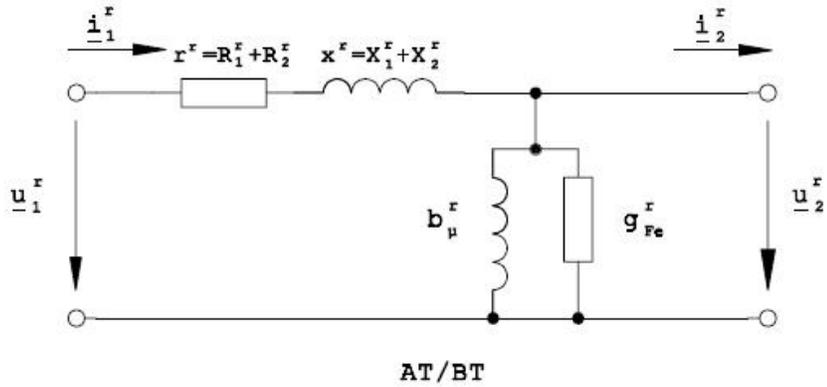
Figura 30. Esquema T



Fuente: elaboración propia.

En la práctica, dado el pequeño error que se comete, se juntan las resistencias y reactancias de ambos devanados del transformador real en una sola, situada normalmente (por convenio) en el lado de alta tensión (AT), de valor la suma de ambas ( $r^r$  y  $x^r$  son más pequeñas que  $1/g_{Fe}^r$  y  $1/b_{\mu}^r$ ), con lo que resulta el esquema en L de la figura 31.

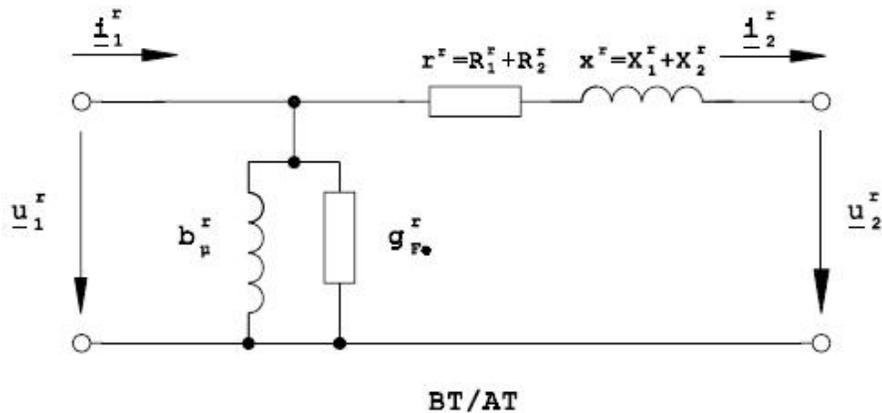
Figura 31. Esquema en L



Fuente: elaboración propia.

Para un transformador elevador (BT/AT), el subíndice 1 sería para el lado de baja tensión, y el esquema sería como el que se muestra en la figura 32.

Figura 32. Esquema para un transformador elevador



Fuente: elaboración propia.

### 3.5.1.1. Reducción al primario

Se eligen las siguientes potencias y tensiones base:

$$S'_b = 1 \text{ (VA)}$$

$$U'_{bl} = 1 \text{ (V)} \quad \left( \frac{U'_{b1}}{U'_{b2}} = r_t \right) \quad U'_{b2} = \frac{1}{r_t} = \frac{U_{n2}}{U_{n1}} \text{ (V)}$$

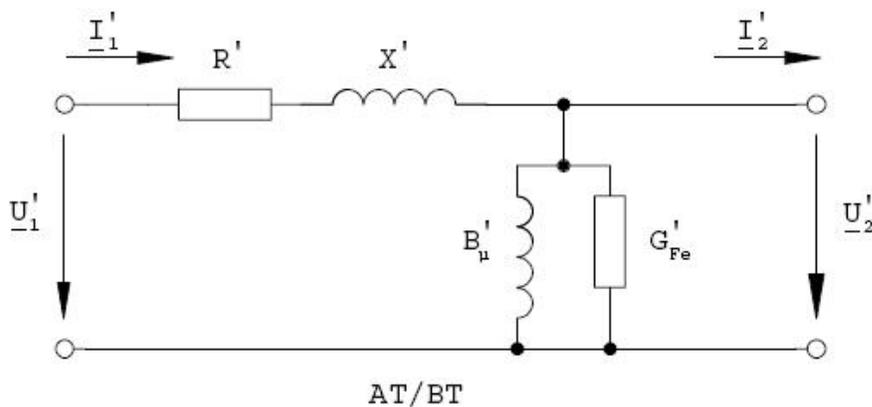
$$I'_{bl} = 1 \text{ (A)} \quad I'_{b2} = r_t = \frac{U_{n1}}{U_{n2}} \text{ (A)}$$

$$Z'_{bl} = 1 \text{ (\Omega)} \quad Z'_{b2} = \left( \frac{1}{r_t} \right)^2 = \left( \frac{U_{n2}}{U_{n1}} \right)^2 \text{ (\Omega)}$$

Los valores reducidos al primario:

- (a) Se denotan con letras mayúsculas y una prima (')
- (b) No tienen dimensiones, como cualquier otro valor reducido.

Figura 33. Transformador monofásico real reducido al primario

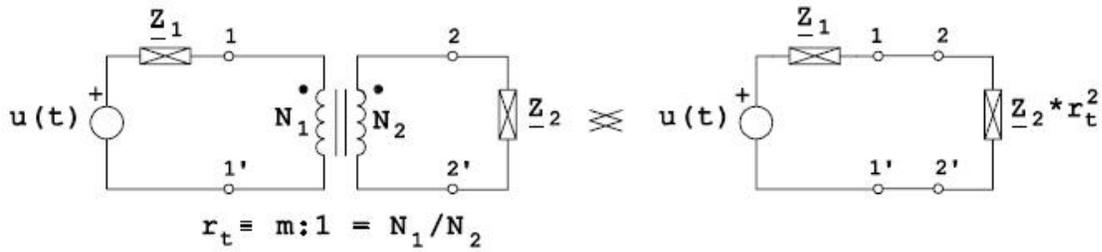


$$\begin{array}{llll} U'_1 = U_1 & R' = R_1 + R_2 * (r_t)^2 & B'_\mu = B_\mu & U'_2 = U_2 * r_t \\ I'_1 = I_1 & X' = X_1 + X_2 * (r_t)^2 & G'_{Fe} = G_{Fe} & I'_2 = I_2 / r_t \end{array}$$

Fuente: elaboración propia.

Con esta reducción, una impedancia del secundario vista por el primario se convierte en  $(r_t)^2 \times Z_2$

Figura 34. Reducción al primario de una Z en el secundario



Fuente: elaboración propia.

### 3.5.1.2. Reducción al secundario

Se eligen las siguientes potencias y tensiones base:

$$S_b'' = 1 \text{ (VA)}$$

---


$$U_{b1}'' = r_t = \frac{U_{n1}}{U_{n2}} \text{ (V)} \quad \left( \frac{U_{b1}''}{U_{b2}''} = r_t \right) \quad U_{b2}'' = 1 \text{ (V)}$$

---


$$I_{b1}'' = \frac{1}{r_t} = \frac{U_{n2}}{U_{n1}} \text{ (A)} \quad I_{b2}'' = 1 \text{ (A)}$$

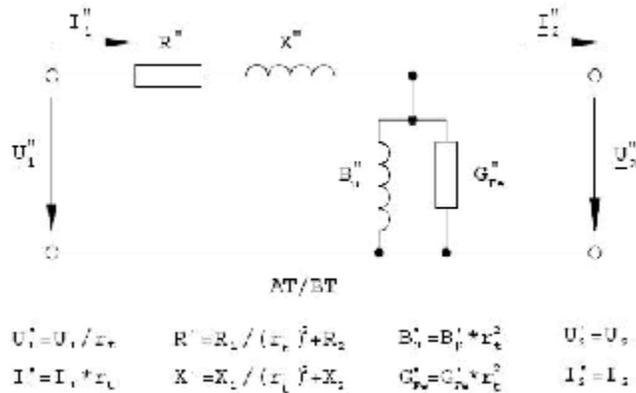
---


$$Z_{b1}'' = (r_t)^2 = \left( \frac{U_{n1}}{U_{n2}} \right)^2 \text{ (\Omega)} \quad Z_{b2}'' = 1 \text{ (\Omega)}$$

Los valores reducidos al secundario:

- (a) Se denotan con letras mayúsculas y una doble prima ("),
- (b) No tienen dimensiones, como cualquier otro valor reducido.

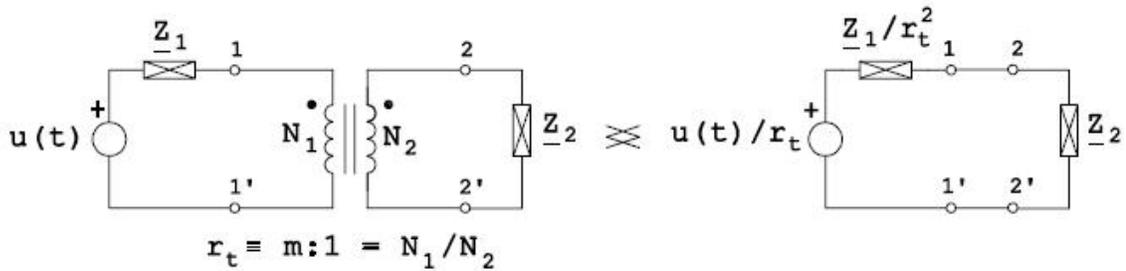
Figura 35. Transformador monofásico real reducido al secundario



Fuente: elaboración propia.

Como consecuencia de esta reducción, una impedancia del primario vista por el secundario se convierte en  $Z_1 / (r_t)^2$

Figura 36. Reducción al secundario de un transformador ideal

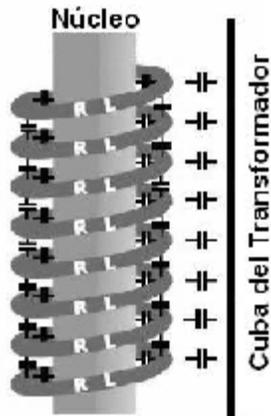


Fuente: elaboración propia.

### 3.6. Capacitancias internas de un transformador de potencia

Los transformadores presentan circuitos eléctricos con elementos inductivos y capacitivos tanto entre devanados como entre espiras de un mismo devanado como entre los devanados y el tanque mismo en que se introduce el núcleo con sus devanados, tal como se muestra en la figura 37.

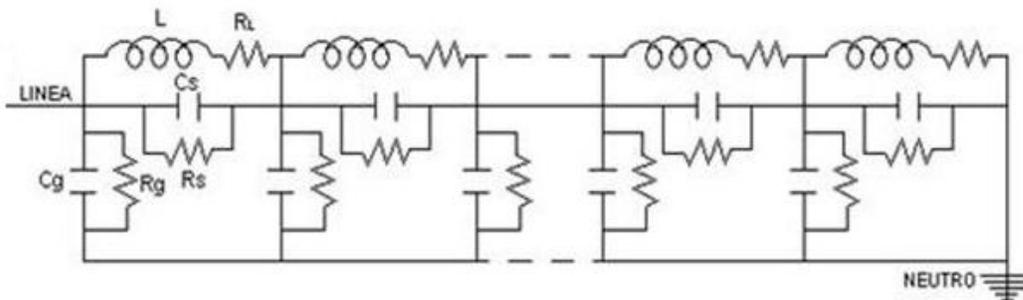
Figura 37. **Capacitancias, inductancias y resistencias de un transformador**



Fuente: J.A. Avalos González. Diagnóstico de transformadores de potencia. p. 268.

La presencia de estos elementos RLC provoca que existan un gran número de frecuencias de resonancia para el transformador en su conjunto. Si el transformador se representa como una red equivalente compuesta por resistencias, inductancias y capacitancias el circuito equivalente tiene la forma descrita en la figura 38

Figura 38. **Red equivalente RLC de un transformador**



Fuente: Representación de los devanados del transformador a fenómenos de impulso atmosférico. p. 101.

$L$  = Inductancia

$C_s$  = Capacitancia serie entre bobinas

$C_g$  = Capacitancia paralelo entre bobinas

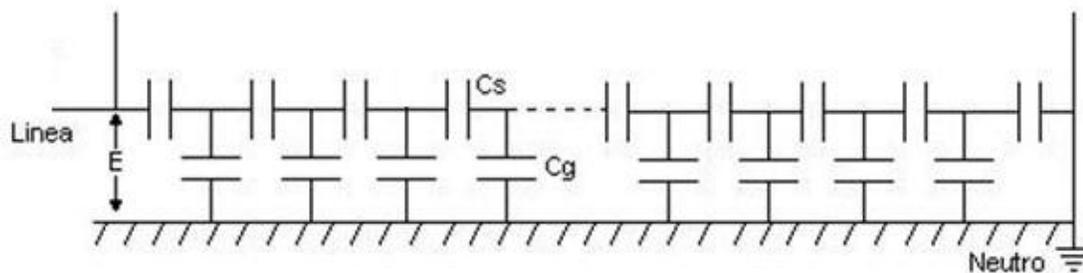
$R_L$  = Pérdida de la resistencia inductiva

$R_s$  = Pérdida de la resistencia capacitiva serie

$R_g$  = Pérdida de la resistencia capacitiva paralelo

En la matriz de capacitancia de barra está contenida la información acerca de la red capacitiva del transformador. Esta red es responsable de la distribución inicial de voltaje en los devanados. La red capacitiva de la figura 39 modela los efectos electrostáticos del arrollado relacionados con el campo eléctrico que aparece al aplicar el voltaje sobre los terminales.

Figura 39. **Circuito equivalente de las capacitancias en la bobina**

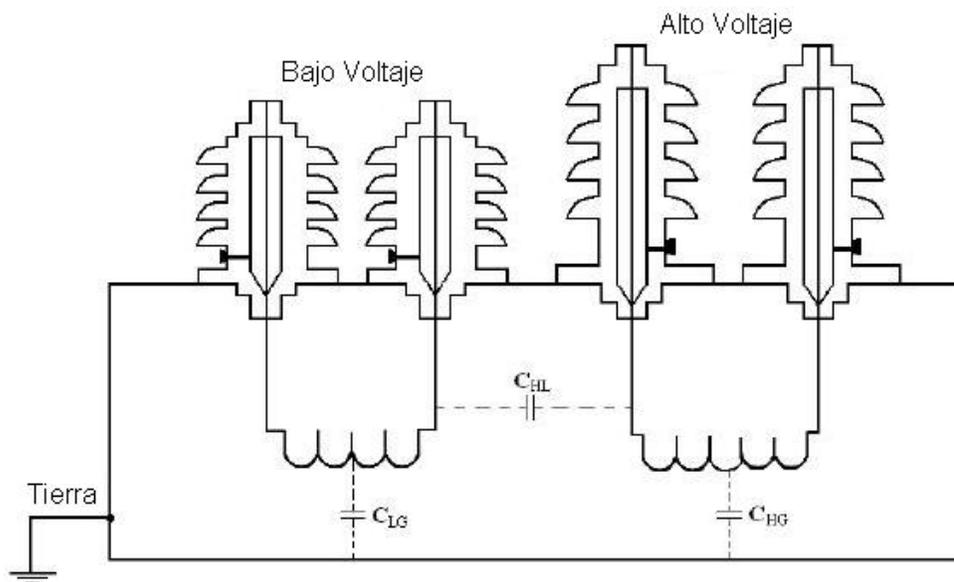


Fuente: Representación de los devanados del transformador a fenómenos de impulso atmosférico, p. 103.

Al reducir el análisis de campos a un análisis de circuitos a través de un número finito de elementos, se pueden identificar tres tipos de parámetros en la red

- (a) Capacitancias entre los elementos del arrollado
- (b) Capacitancias entre un elemento y tierra
- (c) Capacitancia serie a lo largo del elemento

Figura 40. **Capacitancia entre los devanados del transformador**



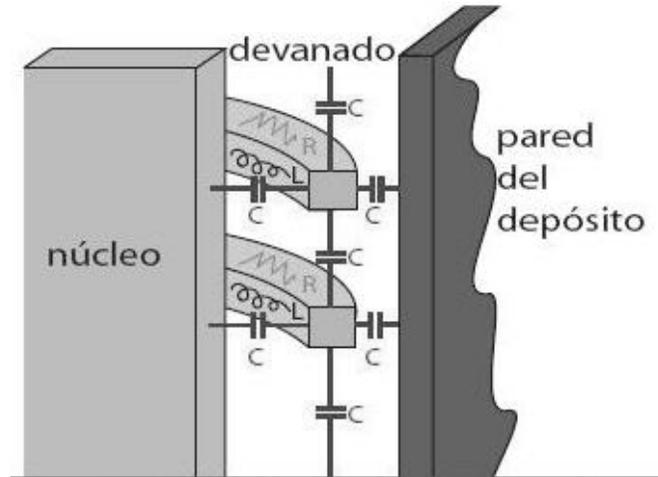
Fuente: Pruebas eléctricas, físico-químicas y especiales en transformadores de potencia.  
p.108.

$C_{HL}$  = Capacitancia entre los devanados de Alto y Bajo voltaje

$C_{LG}$  = Capacitancia entre el devanado de Bajo voltaje y Tierra

$C_{HG}$  = Capacitancia entre el devanado de Alto voltaje y Tierra

Figura 41. **Red eléctrica equivalente RLC de un transformador**



Fuente: Omicron. Analizador de respuesta de frecuencia de barrido. p. 5.

### 3.7. **Respuesta a la frecuencia de los circuitos equivalentes aproximados**

Cuando la frecuencia varía en un rango amplio, es importante que el voltaje de salida sea instantáneamente proporcional al voltaje de entrada, tanto como sea posible.

En forma ideal, esto significa que los voltajes se deben amplificar por igual y que el desfaseamiento debería ser cero en todas las frecuencias.

Las características amplitud-frecuencia (a menudo se le abrevia característica de frecuencia) es una curva de la relación del voltaje de carga en el lado del secundario al voltaje de la fuente interna en el lado primario, graficada como función de la frecuencia y es lo más deseable el tener la característica plana.

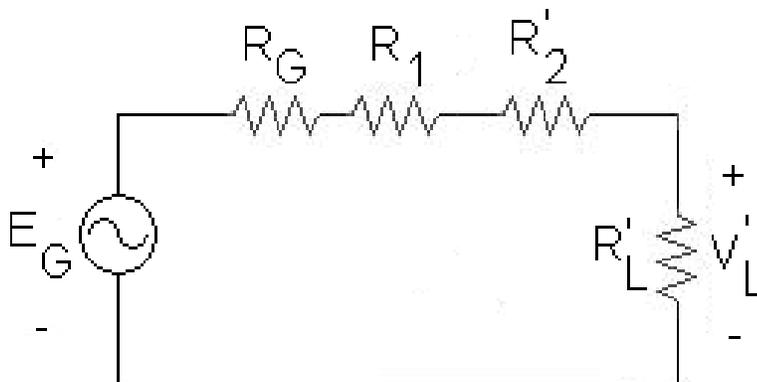
La característica de fase es una curva del ángulo de fase del voltaje de carga en relación con el voltaje de fuente, graficado como función de la frecuencia. En este caso, lo deseable es un ángulo pequeño de fase. Estas características no sólo dependen del transformador, sino que también de las constantes de los circuitos conectados a primario y secundario.

El análisis de un circuito equivalente se descompone en tres rangos de frecuencia:

### 3.7.1. Frecuencia Intermedia

A Frecuencias intermedias ninguna de las inductancias es importante, y el circuito equivalente se reduce a una red de resistencias, como se muestra en la figura 42, en la cual todas las cantidades están referidas al primario, como lo indican las primas.

Figura 42. **Equivalente aproximado en media frecuencia**



Fuente: elaboración propia.

El análisis de este circuito muestra que la relación del voltaje de carga  $V_L$  al voltaje de fuente  $E_G$  es

$$\frac{V_L}{E_G} = \frac{N_2}{N_1} \frac{R'_L}{R'_{se}}$$

en la cual

$$R'_{se} = R_G + R_1 + R'_2 + R'_L$$

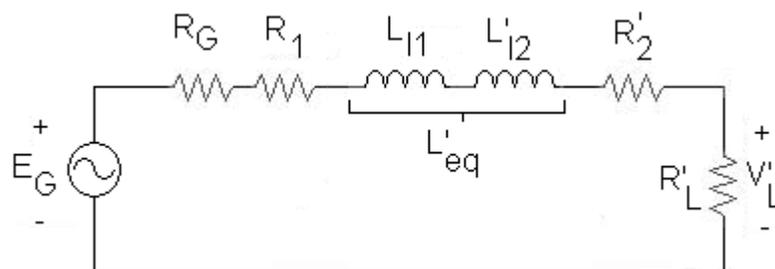
En este rango medio, que en general se extiende a lo largo de varias octavas, la relación del voltaje es casi constante es decir, la característica de amplitud es plana, y el corrimiento de fase es cero.

### 3.7.2. Frecuencia alta

Al aumentar la frecuencia las reactancias de dispersión del transformador se hacen más importantes.

El circuito equivalente en el rango alta frecuencia se muestra en la figura 43.

Figura 43. **Circuito equivalente en alta frecuencia**



Fuente: elaboración propia.

El análisis de este circuito indica que a altas frecuencias

$$\frac{V_L}{E_G} = \frac{N_2}{N_1} \frac{R'_L}{R'_{se}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega L'_{eq}}{R'_{se}} \right)^2}}$$

En la cual  $L'_{eq}$  es la inductancia equivalente de dispersión.

La relación de voltaje en comparación con su valor de rango medio es

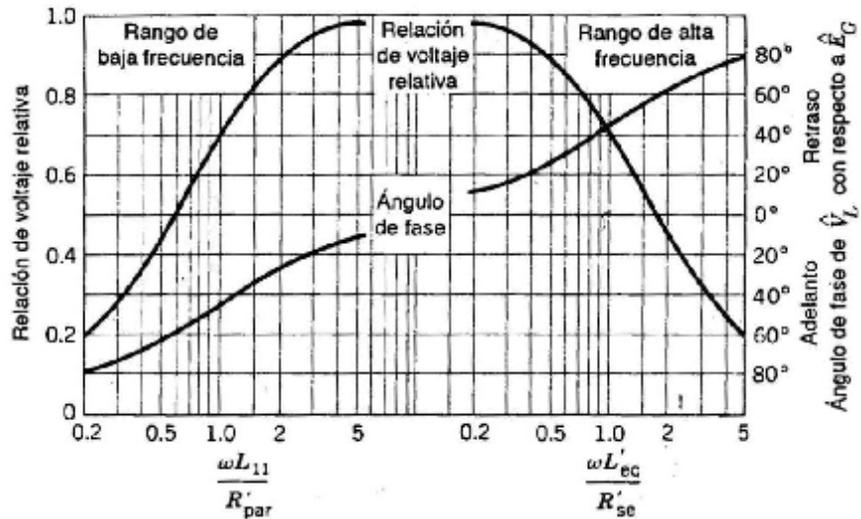
$$\text{Relación de voltaje relativa} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega L'_{eq}}{R'_{se}} \right)^2}}$$

El ángulo de fase por el que el voltaje de carga está retrasado con respecto al voltaje de fuente, es

$$f = \tan^{-1} \frac{\omega L'_{eq}}{R'_{se}}$$

En la figura 44 se muestran las curvas de la relación de voltaje y ángulo de fase como funciones de la relación de reactancia a resistencia  $\omega L'_{eq}/R'_{se}$

Figura 44. **Curvas de relación voltaje y ángulo en función de reactancia a resistencia**



Fuente: A.E. Fitzgerald. Máquinas eléctricas. p. 78.

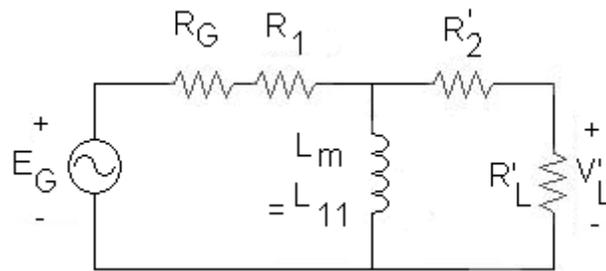
### 3.7.3. Baja frecuencia

A bajas frecuencias las reactancias de dispersión son despreciables, pero el efecto de paralaje de la rama de magnetización se hace más y más importante a medida que disminuye su reactancia.

La inductancia de la rama de magnetización casi iguala a la inductancia propia  $L_{11}$  del primario.

El circuito equivalente a bajas frecuencias se muestra en la figura 45.

Figura 45. **Circuito equivalente para baja frecuencia**



Fuente: elaboración propia.

de donde

$$\frac{V_L}{E_G} = \frac{N_2}{N_1} \frac{R'_L}{R'_{se}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{R'_{par}}{\omega L_{11}} \right)^2}}$$

siendo

$$R'_{par} = \frac{(R_G + R_1)(R'_2 + R'_L)}{R_G + R_1 + R'_2 + R'_L}$$

La relación de voltaje, basada en su valor de rango medio, es:

$$\text{Relación de voltaje relativa} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{R'_{par}}{\omega L_{11}} \right)^2}}$$

Y el ángulo de fase por el que el voltaje de carga adelanta al voltaje de fuente, es

$$f = \tan^{-1} \frac{R'_{par}}{\omega L_{11}}$$

En la figura 44 se muestran curvas de la relación de voltaje y ángulo de fase como funciones de la relación de reactancia a resistencia  $\omega L_{11}/R'_{par}$ . Los puntos en los cuales la relación de voltaje con respecto a su rango medio es igual a 0.707 se llaman los puntos de potencia media, o de mitad de potencia.

De la ecuación

$$\text{Relación de voltaje relativa} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L'_{eq}}{R'_{se}}\right)^2}}$$

El punto superior de mitad de potencia se presenta a una frecuencia  $f_h$  para la cual la reactancia equivalente de dispersión  $\omega_h L'_{eq}$  es igual a la resistencia en serie  $R'_{se}$ , o sea

$$f_h = \frac{R'_{se}}{2\pi L'_{eq}}$$

y de la ecuación

$$\text{Relación de voltaje relativa} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R'_{par}}{\omega L_{11}}\right)^2}}$$

El punto inferior de mitad de potencia se presenta a una frecuencia  $f_l$  para la cual la inductancia propia  $\omega L_{11}$  es igual a la resistencia en paralelo  $R'_{par}$ , o sea

$$f_l = \frac{R'_{par}}{2pL'_{11}}$$

El ancho de banda se puede describir en términos de la relación

$$\frac{f_h}{f_l} = \frac{R'_{se}}{R'_{par}} \frac{L_{11}}{L'_{eq}}$$

Un ancho de banda grande necesita de una alta relación de inductancia propia a inductancia de dispersión, o de un coeficiente de acoplamiento tan cercano a la unidad como sea posible.

Las capacitancias parásitas de los devanados pueden tener un efecto apreciable sobre las características de frecuencia altas.

Este efecto tiende a producir un máximo en la relación de voltaje en el rango de alta frecuencia, a la frecuencia en la que las capacitancias están en resonancia con las inductancias de dispersión.

La altura del máximo o pico depende de las impedancias del circuito y de las inductancias y capacitancias parásitas del transformador. Es difícil calcular con exactitud esas capacitancias.

Las características de respuesta a la frecuencia de un circuito determinado se pueden determinar en general mediante pruebas SFRA.

#### 4. EVALUACIÓN DE DESPLAZAMIENTOS Y DEFORMACIONES DE DEVANADOS EN TRANSFORMADORES

Cuando se desea analizar un sistema real, se debe conocer como se comporta si se aplican diferentes señales de entrada. Esto constituye una medición de la respuesta dinámica del sistema.

Una manera para encontrar la respuesta del sistema es aplicar una señal de prueba a la entrada y observar la salida del sistema. Aunque es posible utilizar diferentes señales, una entrada senoidal es simple y muy útil como señal de prueba porque generalmente la respuesta del sistema es también una señal senoidal pero con una amplitud y fase diferentes a la señal de entrada.

El análisis de la respuesta en frecuencia es una versión especial de la respuesta dinámica del sistema y consiste en analizar la salida del sistema en términos de amplitud y fase cuando distintas señales de entrada senoidal se aplican al sistema.

Si el sistema tiene una función de transferencia  $G(s)$ , entonces la respuesta de salida para una frecuencia  $\omega=2\pi f$  será dada por la ganancia y la fase de la respuesta en frecuencia  $G(j\omega)$  en la frecuencia dada  $\omega$ .

Figura 46. **Función de transferencia lineal con entrada senoidal**



Fuente: elaboración propia.

Para el sistema que se muestra en la figura 46, las señales de entrada y salida (después de que los transitorios han pasado) son:

$$U(t) = U \sin (\omega t), \quad y(t) = Y \sin (\omega t + \Phi)$$

La correspondiente ganancia y fase son dados por:

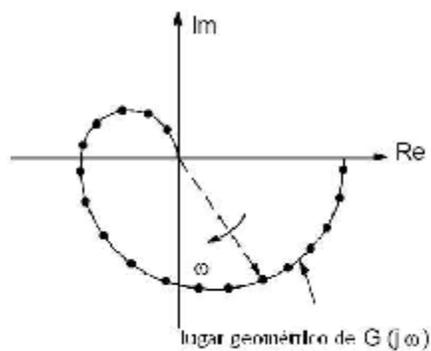
$$\text{Ganancia en } \omega = |G(j\omega)| = \frac{Y}{U}, \quad \text{Fase en } \omega = \angle G(j\omega) = \Phi$$

Midiendo la ganancia y la fase sobre un rango de frecuencias, la respuesta a la frecuencia total del sistema puede ser graficada de nuevo.

Las figuras 47 y 48 muestran las mediciones de la respuesta típica en frecuencia, graficada en dos formas. La primera es un diagrama de la parte imaginaria ( $\text{Im}$  en la figura 47) de la respuesta en frecuencia  $G(j\omega)$ . El segundo diagrama en la figura 48 muestra un trazo del logaritmo de la ganancia en la respuesta en frecuencia ( $\log |G(j\omega)|$  en la figura 48) y la fase ( $\Phi(j\omega)$  en la figura 48).

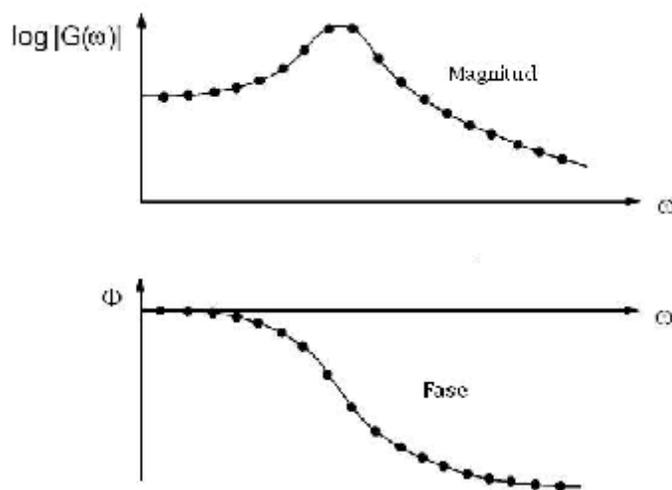
Las dos figuras se conocen como la grafica de Nyquist y Bode respectivamente y representan caminos alternativos para presentar las mediciones. Toman su nombre de los apellidos de dos grandes ingenieros-matemáticos que sentaron las bases para el análisis de sistemas de control en el dominio de la frecuencia.

Figura 47. **Diagrama de Nyquist**



Fuente: Peter E. Wellstead, Marco Antonio Pérez Cisneros. Reporte técnico Solartron Instruments. p. 5.

Figura 48. **Diagrama de Bode**



Fuente: Peter E. Wellstead, Marco Antonio Pérez Cisneros. Reporte técnico Solartron Instruments. p. 5.

Los diagramas de respuesta en frecuencia son muy útiles en la ingeniería de control por distintas razones:

- (a) Determinan la respuesta del sistema para diferentes frecuencias.
- (b) Definen las propiedades de la estabilidad del sistema de control de lazo de lazo cerrado.
- (c) Permite el diseño de controladores de compensación para alcanzar la respuesta deseada en lazo cerrado.

Estas son las razones principales por las cuales el análisis de la respuesta en frecuencia es muy importante.

Especialmente, las mediciones de respuesta en frecuencia pueden ser usadas para cuantificar directamente el rendimiento del sistema y directamente diseñar el controlador requerido. Esto es un avance muy significativo para los métodos de identificación de sistemas, porque la mayoría de métodos para identificar la dinámica de un sistema a partir de datos de entrada y salida no pueden ser usados directamente para el análisis y diseño. Típicamente se requiere extra procesamiento y manipulación de los datos antes de que puedan ser usados.

Con la respuesta en frecuencia tenemos exactamente lo que necesitamos.

El análisis de la respuesta en frecuencia es también muy útil porque la señal senoidal es una señal de prueba muy conocida que tiene algunas propiedades muy importantes:

- (a) Solamente se utiliza una frecuencia cada vez y la amplitud de la senoidal puede cambiarse para cada frecuencia. Esto significa que si el sistema tiene una fuerte resonancia en ciertos valores de frecuencia, la amplitud de entrada puede ser reducida para prevenir cualquier daño al sistema. De la misma forma, si el sistema tiene una ganancia muy pequeña en cierto rango de frecuencias entonces es posible incrementar la amplitud de la señal de prueba.
- (b) El método es muy selectivo con respecto a la frecuencia por lo cual puede rechazar ruido en la entrada excelentemente y de forma controlable.
- (c) La última propiedad es muy técnica. Cuando el sistema tiene elementos no lineales, el análisis de respuesta en frecuencia mide la llamada función descriptiva del sistema. Otras señales de prueba distintas a la señal senoidal exhiben problemas con las no linealidades en el sistema, por lo que se requieren técnicas especiales para cada caso.

Existen algunas desventajas también. El análisis de respuesta en frecuencia no es recomendado para los siguientes casos:

- (a) Si el sistema tiene una dinámica muy lenta. En este caso las señales de prueba tendrán que ser de muy bajas frecuencias y el tiempo total de prueba será muy largo.
- (b) Dado que el análisis se realiza en cada valor de frecuencia, el tiempo total para realizar este análisis, puede ser muy largo y existe la posibilidad de perder alguna de las características de respuesta importante como resultado de utilizar un espacio muy grande entre las distintas frecuencias de prueba.

El análisis de la respuesta en frecuencia por el método de barrido frecuencial SFRA (*sweep frequency response analysis*) es una técnica de diagnóstico para detectar deformaciones y desplazamientos (entre otras fallas eléctricas y mecánicas) de devanados de transformadores de distribución y de potencia.

El SFRA como técnica de diagnóstico debe integrar las mediciones *off-line* y la interpretación de los registros para dar una valoración adecuada de la condición de los devanados. Sin embargo, no existe una guía de medición SFRA y tampoco una metodología para la interpretación de los registros, la cual usualmente es realizada por expertos.

En este trabajo se presenta una revisión de las variantes encontradas en cuanto a la metrología SFRA e interpretación de los registros.

El alto porcentaje de fallas mecánicas en transformadores de potencia como consecuencia de la deformación y el desplazamiento de los devanados hace necesaria la implementación de una técnica sensible en la detección de este tipo de daño mecánico.

Algunas de las técnicas de diagnóstico implementadas para este propósito son:

- (a) Medición de la impedancia de corto circuito.
- (b) Barrido frecuencial SFRA.
- (c) Medición de vibración mecánica.
- (d) Medición de la respuesta en frecuencia de pérdidas parásitas.

Estudios comparativos de estas técnicas de diagnóstico señalan que la medición de la respuesta en frecuencia es la técnica más sensible en la detección de este tipo de fallas. La medición de la respuesta en frecuencia se fundamenta en el concepto de que las variaciones debidas a deformación y desplazamiento de los devanados en el transformador se reflejan en un cambio de los parámetros L, C, y R del circuito equivalente del devanado, modificando así su respuesta en frecuencia.

Por definición general el SFRA consiste en realizar la medición en los devanados del transformador de la magnitud y la fase, ya sea de la Impedancia o Función de transferencia, cuando se les aplica una señal sinusoidal en una banda amplia de frecuencias, comparando luego las mediciones con un conjunto de registros de referencia, pudiéndose tratar de registros del mismo transformador (mediciones homólogas), de registros de otro transformador con igual diseño, o también de registros pertenecientes a las otras fases del mismo transformador (mediciones inter-fases). Esta definición general ha dado paso a que aspectos relacionados con la metrología SFRA y el diagnóstico mismo no hayan sido unificados.

#### **4.1. Metrología SFRA**

Para analizar la metrología SFRA se definen conceptos generales relacionados con el tema:

Mensurando: magnitud específica a medir.

Procedimiento de medición: conjunto de operaciones, descritas de forma específica, usadas en la ejecución de las mediciones de acuerdo a un método de medición dado.

Principio de medición: fundamento científico del método de medición.

### Mensurando SFRA

En el método SFRA es posible realizar la medición de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia o de la impedancia. Cuando la función de transferencia se obtiene como la relación de dos voltajes no existe relación directa con la impedancia. La función de transferencia sólo puede ser llamada impedancia cuando se obtiene como la relación de un voltaje y una corriente  $V_i/I_i$ . Las razones por las cuales realizar una u otra medición aún no son claramente establecidas.

Experiencias en medición indican que la medición de la impedancia es usualmente menos sensible a pequeños cambios geométricos que la función de transferencia.

Con independencia de cuál sea el mensurando, impedancia o función de transferencia, existen dos criterios relacionados a él que no son claramente establecidos: rango de frecuencia de la medición y cantidad de puntos de frecuencia de medición a realizar.

- a) Rango de frecuencia de la medición. La banda estándar de pruebas es de 20 Hz a 2 MHz

- b) Cantidad de puntos de medición. Este es un parámetro importante a definir, ya que de ello depende el tiempo de duración de cada medición. Es recomendable que la resolución de la medición sea menor al 2% y se tome un mínimo de 1,800 pts

## 4.2. Procedimiento de medición

### 4.2.1. Cálculo de la respuesta en frecuencia

La amplitud y la fase de la señal de salida  $y(t)$  con respecto de la señal de entrada  $u(t)$  que puede ser definida midiendo las señales con un osciloscopio. La mejor manera es usar un método de correlación que multiplica la salida por una señal senoidal y una señal co-senoidal y luego integrar los productos en un tiempo determinado, digamos  $T$  segundos. La idea es observar cuanta energía existe en la frecuencia de interés. Esto se conoce como el análisis de la correlación de la respuesta en frecuencia y opera como sigue:

Para una señal de entrada  $u(t) = U \sin(\omega t)$ , la señal de salida en estado estable  $y(t)$  del sistema es:

$$y(t) = U|G(j\omega)| \sin(\omega t + \Phi)$$

Si la salida es multiplicada por  $\sin(\omega t)$  e integrada sobre un período de  $T$  segundos, entonces:

$$R(T) = \frac{U}{T} |G(j\omega)| \int_0^T \sin(\omega t) \sin(\omega t + \Phi) dt$$

Para valores específicos en el tiempo de integración, esta ecuación resulta en una medición de la parte real de la respuesta en frecuencia del sistema para una frecuencia dada  $\omega$ .

En particular para

$$T = \frac{Np}{w}, N = 1,2,3$$

La señal R(T) es:

$$R(T) = \frac{U}{2} |G(jw)| \cos f$$

Multiplicando la señal R(T) por dos y dividiendo por U se obtiene  $|G(j\omega)| \cos \Phi$ , el cual es la parte real de la respuesta en frecuencia G(j $\omega$ ).

Si la salida se multiplica por  $\cos(\omega t)$  y se integra sobre un período de T segundos, entonces resulta en:

$$I(T) = \frac{U}{T} |G(jw)| \int_0^T \cos(\omega t) \sin(\omega t + f) dt$$

Para

$$T = \frac{Np}{w}, N = 1,2,3$$

La señal  $I(T)$  es:

$$I(T) = \frac{U}{2} |G(j\omega)| \text{sen} f$$

Multiplicando la señal  $I(T)$  por 2 y dividiendo entre  $U$ , obtenemos  $|G(j\omega)| \sin\Phi$ , que es la parte imaginaria de la respuesta en frecuencia  $G(j\omega)$ .

La ganancia y la fase de la respuesta en frecuencia son calculadas usando las ecuaciones normales:

$$|G(j\omega)| = \frac{2}{U} \sqrt{I(T)^2 + R(T)^2}$$

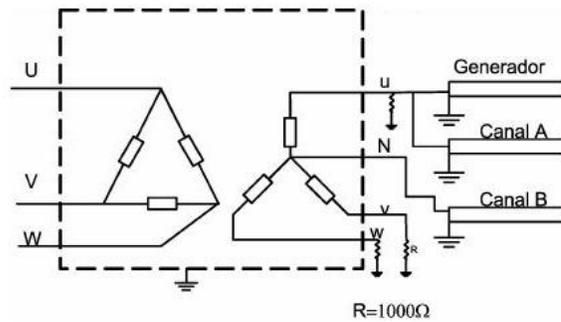
$$\angle G(j\omega) = f = \arctan\left(\frac{I(T)}{R(T)}\right)$$

Existen tres importantes aspectos relacionados con el procedimiento de medición: forma de conexión de los bornes bajo prueba y no bajo prueba, tipo de mediciones a realizar (transferidas y no transferidas) y cantidad de mediciones a realizar.

#### **4.2.2. Forma de conexión de los bornes**

Terminales no bajo prueba con un resistor de  $1k \Omega$ . En esta configuración se conecta un resistor de  $1k\Omega$  entre cada terminal no bajo prueba y el tanque puesto a tierra. Se indica que estos resistores ayudan a amortiguar oscilaciones secundarias en los devanados no excitados y a minimizar capacitancias parásitas en las terminales de los pasatapas, Fig. 49.

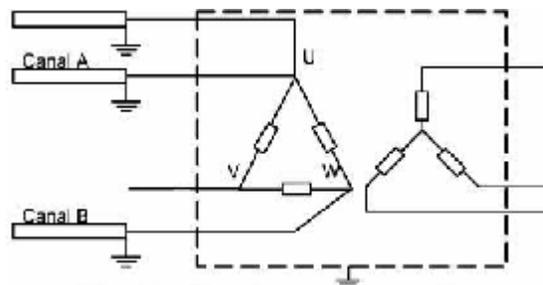
Figura 49. **Conexión con bornes no bajo prueba resistor de 1k $\Omega$**



Fuente: J. Secue, E. Mombello, C.V. Cardoso. Revisión del SFRA para evaluación de desplazamientos y deformaciones de devanados en transformadores de potencia. p. 322.

Poner a tierra o cortocircuitar las terminales no bajo prueba crea caminos adicionales para el flujo, lo cual puede causar modificación en la información directamente relacionada al devanado bajo prueba.

Figura 50. **Conexión con bornes no bajo prueba flotantes**

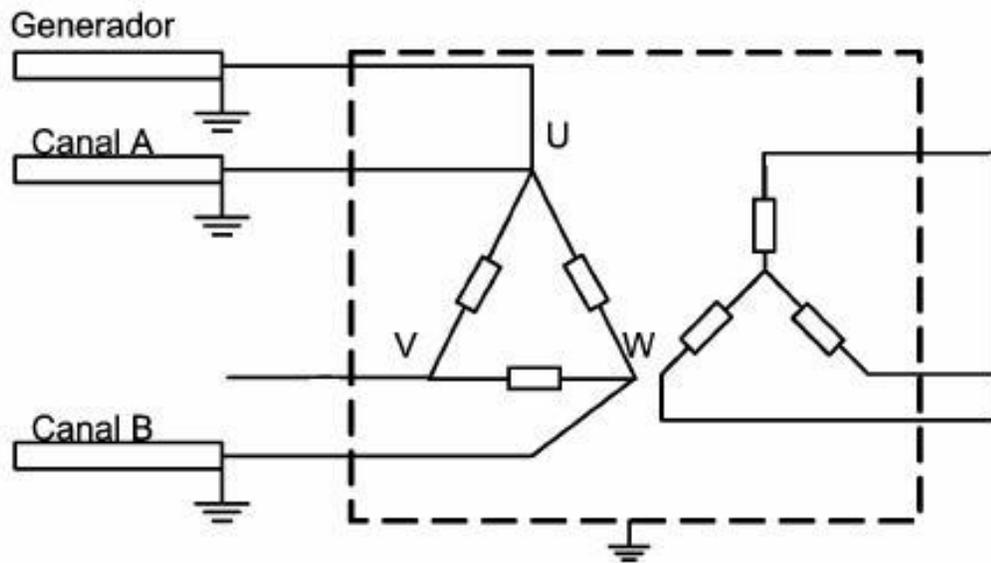


Fuente: J. Secue, E. Mombello, C.V. Cardoso. Revisión del SFRA para evaluación de desplazamientos y deformaciones de devanados en transformadores de potencia. p. 323.

### 4.2.3 Mediciones con terminales no bajo prueba cortocircuitadas no puestas a tierra.

Cortocircuitar las terminales de los devanados no bajo prueba ayuda a remover los efectos del núcleo a baja frecuencia, menor a 200 kHz. Este efecto es identificado como la causa de la variación de la respuesta en frecuencia en el rango de 2 kHz, el cual se intensifica cuando la medición es realizada con las terminales no bajo prueba flotantes.

Figura 51. **Conexión con bornes no bajo prueba cortocircuitados y no puestos a tierra**



Fuente: J. Secue, E. Mombello, C.V. Cardoso. Revisión del SFRA para evaluación de desplazamientos y deformaciones de devanados en transformadores de potencia. p. 323.

Es recomendable realizar mediciones usando terminales no bajo prueba (cortocircuitadas) puestas a tierra, así como también mediciones con las terminales, no bajo prueba, flotantes, para obtener información complementaria

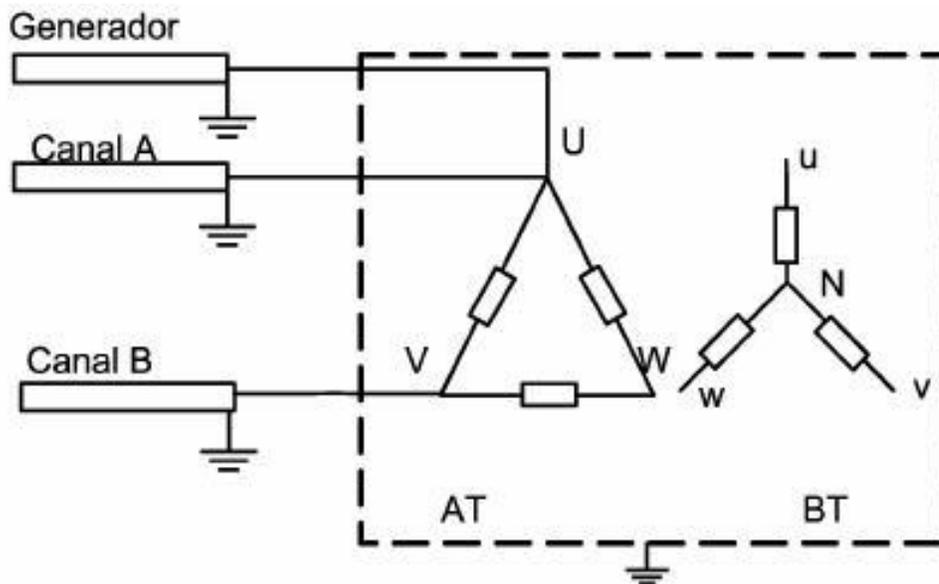
de las mediciones. De manera similar, se recomiendan mediciones con terminales no bajo prueba (cortocircuitadas) no puestas a tierra y, con terminales no bajo prueba flotantes, dependiendo del grupo de conexión del transformador.

#### 4.2.4. Tipo de mediciones a realizar

##### 4.2.4.1. Mediciones no transferidas

En este tipo de medición las terminales involucradas en la medición pertenecen al mismo nivel de voltaje como se indica en la Fig. 52.

Figura 52. **Ejemplo de medición de función de transferencia no transferida**



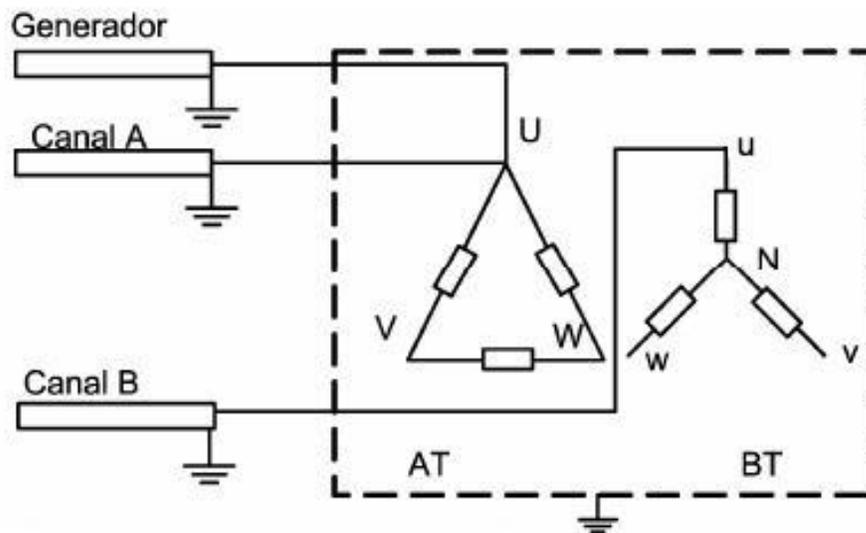
Fuente: J. Secue, E. Mombello, C.V. Cardoso. Revisión del SFRA para evaluación de desplazamientos y deformaciones de devanados en transformadores de potencia. p. 323.

#### 4.2.4.2. Mediciones transferidas (*interwinding*).

Las terminales involucradas en la medición no pertenecen al mismo nivel de voltaje como se indica en la Fig. 53.

Estos tipos de mediciones pueden ser realizadas para medir la función de transferencia y la impedancia. Por ejemplo, en el voltaje de entrada y la corriente de entrada se miden en el primario para calcular la impedancia de entrada, medición no transferida. Al tiempo se realiza la medición del voltaje de salida en el secundario del transformador, medición transferida de la función de transferencia.

Figura 53. **Ejemplo de medición transferida de la función de transferencia**



Fuente: J. Secue, E. Mombello, C.V. Cardoso. Revisión del SFRA para evaluación de desplazamientos y deformaciones de devanados en transformadores de potencia. p. 323.

#### **4.2.5 Cantidad de mediciones a realizar**

La cantidad de mediciones a realizar depende de factores tales como:

- (a) Configuración de conexión del transformador.
- (b) Configuración de conexión de las terminales bajo prueba y no bajo, considerado.
- (c) Tipo de mediciones realizados.

Por ejemplo, para un transformador de dos devanados en conexión Y-Y, se proponen 12 mediciones. Estas cantidades no incluyen mediciones realizadas con los taps del transformador en diferentes posiciones.

#### **4.3. Diagnóstico SFRA**

Aunque la sensibilidad del SFRA a fallas mecánicas en los devanados del transformador ha sido ampliamente estudiada no existe una relación claramente definida entre las fallas y las características observadas en los registros.

Por otra parte, existe acuerdo lingüístico entre algunos expertos por ejemplo, en que fallas mayores (asociadas con el núcleo y grandes movimientos en los devanados) son identificables en baja frecuencia, mientras que fallas menores (asociadas con desplazamientos pequeños, problemas en los conductores, leve deformación) son identificadas en alta frecuencia. Sin embargo, se debe tener en cuenta que no existe acuerdo en cuanto al rango de frecuencia de medición.

En su forma básica el diagnóstico SFRA se realiza a través de la extracción de diferencias existentes entre dos registros, cuyo análisis depende de factores tales como el tipo de registro usado para el análisis, características extraídas de los registros, parámetros usados en el análisis, etc. De manera general se pueden clasificar las metodologías propuestas para el análisis de las mediciones en dos grupos, aquellas en las cuales la comparación se realiza de forma directa con las mediciones y aquellas en las cuales la comparación está basada en modelos equivalentes de las mediciones.

#### **4.3.1. Comparación directa de las mediciones**

En el análisis por comparación directa de las mediciones se consideran dos casos:

##### **4.3.1.1. Análisis con registros homólogos**

En este caso existe un grupo de registros históricos pertenecientes a la misma unidad que representan el estado normal del transformador.

##### **4.3.1.2. Análisis sin registros de referencia**

Cuando no se cuenta con registros homólogos es posible realizar:

Análisis con los registros de las fases pertenecientes a la misma unidad. En este caso, debido a la estructura propia del transformador, existen diferencias implícitas entre las fases que deben ser consideradas en el análisis. Sin embargo, se ha reportado que las diferencias normales entre las fases no son comparables con las diferencias existentes en presencia de falla.

Este tipo de análisis tiene como ventaja que la medición se realiza bajo condiciones similares.

Análisis con registros de unidades gemelas, transformadores nuevos o transformadores en servicio con características similares. Al igual que en el caso anterior se deben considerar las diferencias de diseño y construcción y las posibles diferencias debidas a operación propia de cada transformador.

Para el caso de análisis con registros homólogos, algunas características extraídas de la respuesta en frecuencia son:

- (a) Creación de nuevas frecuencias de resonancia o eliminación de frecuencias de resonancia existentes.
- (b) Desplazamientos importantes en las frecuencias de resonancia.
- (c) Variaciones en la amplitud en rangos de frecuencia considerables.
- (d) Cuando no se cuenta con registros de referencia, el análisis entre fases se basa en la observación de la similitud que debe existir entre las tres respuestas.

Algunos parámetros usados para establecer la similitud y/o diferencias existentes entre los registros son el coeficiente de correlación (CC), la desviación estándar (DS) y la diferencia máxima absoluta (DABS).

Para hacer más objetivo el diagnóstico SFRA, se ha propuesto la integración codificada de los parámetros CC (calculado por rangos de frecuencia), el cambio relativo en la amplitud de la primera frecuencia de resonancia y el cambio relativo en la cantidad de frecuencias de resonancia de alta frecuencia, para la identificación de determinados tipos de falla.

#### **4.3.2. Comparación a través de modelos equivalentes**

A continuación se describen propuestas en las cuales se plantea realizar el diagnóstico con los modelos equivalentes de las mediciones.

##### **4.3.2.1. Modelación de la respuesta en frecuencia medida como un circuito eléctrico**

Un circuito equivalente se simplifica en tres circuitos para baja, media y alta frecuencia.

##### **4.3.2.2. Modelación de transformadores basados en la geometría interna y propiedades de los materiales**

Estos modelos son aproximaciones teóricas basadas en simulación numérica, su importancia está relacionada con la posibilidad de evaluar la sensibilidad del método a diferentes tipos de fallas.

#### 4.4. Incertidumbre e imprecisión del método SFRA

En la práctica existen varias fuentes de incertidumbre e imprecisión que pueden influenciar el resultado de una medición. Formalmente la caracterización de un sistema lineal invariante en el tiempo de entrada simple y salida simple puede realizarse por su respuesta al impulso  $h(t)$  o su respuesta en frecuencia  $H(j\omega)$ , representación de la función de transferencia para entradas armónicas (y de dc con  $\omega=0$ ), la cual tiene naturaleza compleja y se expresa en forma de magnitud ( $|H(j\omega)|$ ) y fase ( $\theta(j\omega)$ ).

Esto significa que para hacer el análisis de la respuesta en frecuencia se deben tener en cuenta dos factores:

- (a) La caracterización lineal del sistema a analizar.
- (b) La naturaleza compleja de la respuesta en frecuencia.

El primer factor fue considerado y se propuso realizar la medición de respuesta en frecuencia a frecuencias mayores que 1 k Hz, donde el efecto del núcleo de hierro se reduce. Los efectos del núcleo se reducen con la configuración de devanados no bajo prueba cortocircuitados. A frecuencias superiores a 10 kHz se asume el efecto del núcleo despreciable, dado que la profundidad de penetración del campo magnético disminuye con el aumento de la frecuencia. Se ha comprobado que existe una inductancia considerable inclusive a frecuencias mayores a 1MHz. Por lo tanto, el SFRA es una aproximación de la respuesta en frecuencia.

La interacción entre núcleo y devanados está presente en el rango total de frecuencia medido, aunque es mayor a baja frecuencia.

El segundo factor asociado con el análisis de la respuesta en frecuencia es considerar la respuesta de fase, para lo cual se requiere su correcta representación. Cuando la fase se representa de  $-180$  a  $+180$  grados, se pueden presentar algunos saltos cuando el ángulo excede uno de estos límites.

#### **4.5. Metodología de análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia**

El análisis de la respuesta en frecuencia por el método de barrido frecuencial SFRA (*sweep frequency response analysis*) es una técnica de diagnóstico para detectar deformaciones y desplazamientos (entre otras fallas eléctricas y mecánicas) de devanados en transformadores de distribución y de potencia.

La mayor desventaja que existe actualmente en la aplicación del método es la carencia de una metodología de análisis de los registros, el cual es realizado por expertos en el tema a través de la inspección visual de los mismos o con la ayuda de parámetros matemáticos y estadísticos, los cuales podrían conducir a un diagnóstico incorrecto si son usados de forma aislada y no sistematizada.

A continuación se presenta una metodología de diagnóstico SFRA, basado en la aplicación del diagnóstico causal difuso a modelos de comportamiento normal y anormal, en especial se enfatiza en la forma de vinculación de los modelos propuestos.

El SFRA se basa en el análisis de los registros de respuesta en frecuencia tomados durante la vida útil del transformador. En el sistema de diagnóstico que se propone se consideran dos situaciones posibles:

- (a) Para la unidad bajo estudio no se cuenta con mediciones de referencia y por lo tanto se debe efectuar el diagnóstico a partir de las mediciones actuales tomadas en las diferentes fases del mismo transformador. En este caso se hablará de comparación entre registros de fases diferentes.
- (b) Para la unidad bajo estudio se cuenta con mediciones de referencia las cuales representan la condición normal del transformador. En este caso es posible realizar el diagnóstico a partir de la comparación de las mediciones de referencia con las mediciones actuales, fase a fase. Por lo tanto se hablará de comparación entre registros de fases homólogas. Además, en caso de que el diagnóstico a partir de la comparación entre registros homólogos sea de estado anormal, es posible hacer uso de la comparación entre registros de fases diferentes para corroborar ese primer diagnóstico.

Cada una de las dos situaciones citadas se considera a través de un modelo de diagnóstico causal difuso diferente. Estos modelos han sido nombrados como:

Diagnóstico basado sólo en la comparación entre registros de fases diferentes (situación 1).

Diagnóstico basado en la comparación entre registros de fases homólogas y la comparación entre registros de fases diferentes (situación 2)

Tanto para el análisis basado en registros de fases diferentes como para el análisis basado en registros de fases homólogas se consideran modelos de comportamiento normal y anormal.

Ya sea que se realice diagnóstico con base en registros de fases homólogas o registros de fases diferentes, siempre se forman tres pares de registros para el análisis. Por ejemplo, si se trata del secundario de un transformador conectado en estrella, se realizan las mediciones entre cada fase y neutro; si no existen datos de referencia se agrupan los registros entre ellos formando tres pares de registros para la comparación. Sí existen datos de referencia cada registro de fase se compara con su registro homólogo, formado en este caso también tres pares de registros para el análisis.

#### **4.5.1. Vinculación de los modelos de diagnóstico**

A continuación se describe como se realiza la vinculación entre los modelos de comportamiento normal y anormal. Primero, se presenta el diagnóstico basado en registros de fases diferentes y posteriormente el diagnóstico basado en registros de fases homólogas y registros de fases diferentes.

#### **4.5.2. Diagnóstico basado en registros de fases diferentes**

Para el diagnóstico basado sólo en la comparación entre registros de fases diferentes (situación 1), los registros son primero presentados al modelo de comportamiento normal, en caso que estos sean consistentes con dicho modelo, el diagnóstico final será de estado normal de los devanados.

En caso contrario, los registros son evaluados con el modelo de comportamiento anormal correspondiente, en el cual se establece si se trata de una falla tipificada o no.

El algoritmo a través del cual se evalúa el estado de los devanados consta de cuatro etapas.

Etapa 1. Evaluación individual de cada par  $j$  de registros representados por las observaciones con el modelo de comportamiento normal.

En esta etapa se enuncian criterios para decidir si cada par  $j$  de registros es consistente o no, con los estados del modelo de comportamiento normal.

Para ello se definen:

CNS\_ENA( $j$ ): consistencia entre las observaciones del par  $j$  de registros y el Estado normal-absoluto.

CNS\_ENMS( $j$ ): consistencia entre las observaciones del par  $j$  de registros y el estado normal-modificado  $S$ .

$S$  representa el estado normal-modificado que presenta la mayor consistencia con las observaciones.

Id-EMN( $j$ ): número para identificar el estado del modelo de comportamiento normal, con el cual el par  $j$  de registros, presenta el mayor grado de consistencia (pudiendo éste no ser suficientemente grande como para caracterizar un estado normal).

VE(j): número binario, 0 indicando que el par j de registros representa el estado normal de los devanados y 1 el caso contrario.

SALIDA1=matriz que resume el diagnóstico del modelo de comportamiento normal para los tres pares de registros.

3x3 SALIDA1=[Id CNSF VE] , donde:

Id: vector columna que reúne los estados del modelo de comportamiento normal, en esta primera etapa del diagnóstico, Id-EMN(j).

CNSF= vector columna de valores de consistencia, CNS\_ENA(j) o CNS\_ENMS(j) según sea el caso.

VE=Vector columna que almacena los valores binarios VE(j).

A continuación se describen los pasos a seguir para decidir si cada par j de registros es consistente o no con el modelo de comportamiento normal:

- (a) Las observaciones se introducen al modelo de comportamiento normal, en el cual se calcula el índice de consistencia con el estado normal absoluto "CNS\_ENA". Si el valor es superior a 0.7 se considera que las mediciones representan el estado normal de los devanados.
- (b) En caso que el valor del índice de CNS\_ENA sea inferior a 0.25, de manera directa se considera que las mediciones posiblemente representan una condición de falla.
- (c) Sí,  $0.25 < \text{CNS\_ENA} < 0.7$ , se realiza el análisis de consistencia y relevancia de los registros con los denominados estados normales-modificados.

- (d) Sí a partir del análisis de consistencia y relevancia de los estados normales-modificados, se determina que el estado más plausible S presenta un índice de consistencia “CNS\_ENMS” mayor o igual a 0.7, se considera que las variaciones observadas en los registros se deben a las condiciones de medición y/o diferencias por diseño y construcción entre las fases, según lo describa el estado normal- modificado S.
- (e) Bajo la condición:  $0.60 < \text{CNS\_ENA} < 0.7$  y  $0.60 < \text{CNS\_ENMS} < 0.7$ , se identifica que las observaciones no son completamente consistentes con los atributos normales, ni con los atributos que describen el estado normal-modificado S. Este es un caso especial, el cual es considerado como de no falla y el estado final será el estado S con su correspondiente valor entre 0.6 y 0.7.
- (f) A cada par j de registros se le asigna el correspondiente Id-EMN(j), el cual identifica el estado diagnosticado del modelo de comportamiento normal. Además se les asigna el valor VE(j), “1” indicando que es posible que represente una condición anormal y “0” indicando que el par j de registros representa una condición normal, ya sea absoluta o con variaciones características de las condiciones de medición y/o diferencias por diseño y construcción entre las fases.
- (g) Finalmente, en la matriz SALIDA1 se reúne el diagnóstico de los tres pares de registros con el modelo de comportamiento normal.

Etapla 2. Valoración de los tres pares de registros y evaluación con el modelo de comportamiento anormal en caso de detectarse alguna anormalidad.

A partir del vector VE de la matriz SALIDA1 se evalúan los tres pares de registros con el propósito de obtener el diagnóstico general de los devanados. Para ello se usa la representación binaria del vector VE, el cual representa ocho situaciones posibles, dependiendo del diagnóstico final dado para cada par j de registros como se indica en la Tabla IV, y las cuales se establecen con la expresión:

$$VE1 = 2^2 \times VE(1) + 2^1 \times VE(2) + 2^0 \times VE(3)$$

Tabla IV. **Estados posibles del vector de estado VE1**

	j=1	j=2	j=3
	VE(1)	VE(2)	VE(3)
VE1	M1-M2 <sup>1</sup>	M2-M3	M3-M1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Fuente: análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. J.R. Secue, E.E. Mombello. p. 3.

Se presentan dos tipos de situaciones posibles:

- (a) Si el valor VE1 es igual a cero, el diagnóstico general para los devanados será de condición normal y los estados más plausibles para cada par de registros con su correspondiente índice de consistencia serán los indicados en la matriz SALIDA1.
- (b) Si VE1 es diferente de cero, ello indica que, por lo menos un par de registros no representa la condición normal de los devanados. Por lo tanto,

para cada par  $j$  de registros cuyo valor  $VE(j)$  es igual a 1, se realiza el diagnóstico a partir del modelo de comportamiento anormal.

Si el estado de falla de mayor consistencia "CNS\_EFA" presenta un valor superior a 0.6, se considera que los registros posiblemente representan tal estado anormal y en tal caso se indica que la falla ha sido tipificada.

En caso de que el valor del índice, CNS\_EFA, sea inferior a 0.6 se considera que ninguno de los estados de falla descritos en el modelo de comportamiento anormal explica las observaciones, por lo tanto el diagnóstico será de falla no tipificada. En este caso, se indicará el estado anormal con el cual las observaciones presentan mayor consistencia, clarificándose que la falla se considera no tipificada.

En esta etapa se realiza una actualización de la matriz SALIDA tal que:

SALIDA2: matriz en la cual se actualizan los nuevos valores de  $Id$ , CNSF y VE, con la siguiente convención:

Si  $VE1=0$  en SALIDA1, entonces  $SALIDA2=SALIDA1$ .

Si  $VE1 \neq 0$  en SALIDA1, se ha detectado alguna falla, de donde:

$Id$ : vector columna que reúne los estados finales,  $Id-EMN(j)$  o  $Id-EFA(j)$ , según el par  $j$  de registros se encuentre en estado normal o anormal respectivamente.

CNSF= vector columna de valores de consistencia finales,  $CNS\_ENA(j)$ ,  $CNS\_ENMS(j)$  o  $CNS\_EFA(j)$ , según sea el caso.

VE=Vector columna que almacena los valores binarios VE(j).

Etapa 3. Diagnóstico final e identificación de la(s) fase(s) en falla en caso de existir.

El diagnóstico final depende de la matriz SALIDA2 y de la forma de conexión de los devanados.

En la tabla V se indican las configuraciones de conexión de devanados consideradas en este análisis, con su correspondiente nomenclatura.

De forma particular, en la Tabla VI se presentan los diagnósticos posibles para la configuración de conexión de los devanados en estrella, según la evaluación del vector VE1 de SALIDA2.

Tabla V. **Nomenclatura de las mediciones y fases analizadas**

Devanado		Registros	Tensión aplicada entre:	Tensiones medidas entre bornes:	Fase Asociada
Primarios conexión estrella	Mediciones Directas	U1N1	U1 y Tierra	U1 y Tierra / N1 y Tierra	U
		V1N1	V1 y Tierra	V1 y Tierra / N1 y Tierra	V
		W1N1	W1 y Tierra	W1 y Tierra / N1 y Tierra	W
Primarios conexión triangulo	Mediciones Directas	U1V1	U1 y Tierra	U1 y Tierra / V1 y Tierra	V
		V1W1	V1 y Tierra	V1 y Tierra / W1 y Tierra	W
		W1U1	W1 y Tierra	W1 y Tierra / U1 y Tierra	U
	Mediciones Inversas	U1W1	U1 y Tierra	U1 y Tierra / W1 y Tierra	U
		V1U1	V1 y Tierra	V1 y Tierra / U1 y Tierra	V
		W1V1	W1 y Tierra	W1 y Tierra / V1 y Tierra	W

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 3.

Tabla VI. **Diagnóstico de devanados en configuración estrella**

Nomenclatura de las mediciones			Pares de mediciones			Diagnóstico		
Id.	Registros	Fases Analizadas	VE1	U1-V1	V1-W1	W1-U1	Fase(s) Normales)	Fase(s) Anormal(es)
			0	0	0	0	U V W	-
U1-V1	U N	U	1	0	0	1	"V"	"U-W" Z.G
	V N	V	2	0	1	0	"U"	"V-W" Z.G
V1-W1	V N	V	3	0	1	1	U-V	W
	W N	W	4	1	0	0	"W"	"U-V" Z.G
W1-U1	W N	W	5	1	0	1	V-W	U
	U N	U	6	1	1	0	W-U	V
			7	1	1	1	-	U V W

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 4.

En la tabla VII se resume los posibles diagnósticos cuando se analizan registros de fases diferentes, a los cuales se les ha asignado un número K\_In, para su posterior identificación y facilidad de manejo en el modelo de diagnóstico basado en registros de fases homólogas y fases diferentes.

Tabla VII. **Diagnósticos del modelo basado en registros de fases diferentes**

VE1	DESCRIPCIÓN DEL DIAGNÓSTICO	K_In	
0	Devanados en estado Normal	0	
1-2-4	Z.G(Zona Gris) Situación de contradicción, la fase etiquetada como "normal" resulta similar a las otras dos, mientras que las fases "anormales" difieren entre sí.	7	
3-5-6-7	Devanados en estado Anormal	Falla tipificada	14
		Falla no tipificada	21

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 4.

#### Etapa 4. Evaluación de la calidad de las mediciones.

A través del modelo de comportamiento normal es posible dar una evaluación lingüística de las condiciones en las cuales se realizaron los ensayos y sí existen variaciones importantes por el diseño y construcción entre las fases. Esta información será útil al momento de realizar nuevos diagnósticos basados en los registros actuales. Así por ejemplo, si al evaluar un par de registros se establece que son consistentes con el estado normal absoluto,  $Id=0$ , y además el valor de consistencia es igual o cercano a 1, entonces la homogeneidad entre las mediciones es calificada como “Muy Alta”. Para los casos en los cuales el valor de consistencia con el estado normal absoluto es cercano al límite inferior propuesto de 0.7, el estado normal modificado con mayor consistencia da un indicio de las posibles causas de las diferencias observadas entre los registros.

#### **4.5.3. Diagnóstico basado en registros de fases homólogas y registros de fases diferentes**

Para el diagnóstico basado en registros de las fases homólogas se realiza la hipótesis de que las mediciones de referencia representan el estado normal del transformador.

Para este tipo de diagnóstico, en primer lugar se analizan los registros de fases homólogas con el modelo de comportamiento normal y si no se diagnostica el estado normal de los devanados se analizan los registros con el modelo de comportamiento anormal.

En este caso, al detectarse una anormalidad se realiza el análisis a partir de los registros de fases diferentes, con el propósito de corroborar la falla en

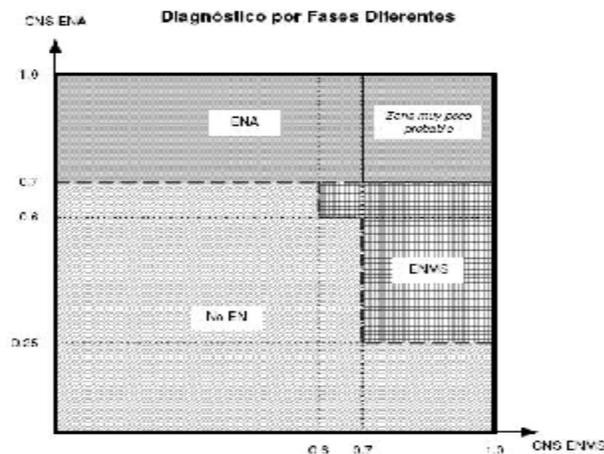
caso de existir, o de inferir la existencia de variaciones importantes en las condiciones de reproducibilidad entre las mediciones homólogas.

El algoritmo con el cual se evalúa el estado de los devanados consta de cinco etapas, las cuatro primeras similares a las presentadas para el diagnóstico basado en registros de fases diferentes.

La quinta etapa, de vinculación con el modelo de diagnóstico basado en registros de fases diferentes, cuando a través de los modelos basados en registros de fases homólogas se detecta anormalidad.

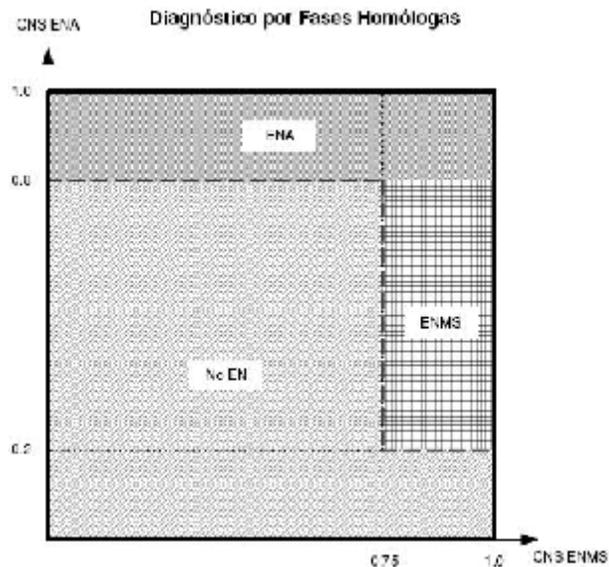
En las figuras 54 y 55 se resume los valores de consistencia adoptados para caracterizar los registros con los estados del modelo de comportamiento normal, tanto para el diagnóstico basado en registros de fases diferentes como para el de fases homólogas.

Figura 54. **Valores de consistencia para caracterizar los registros de fases diferentes con los estados del modelo de comportamiento normal**



Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 5.

Figura 55. **Valores de consistencia para caracterizar los registros de fases homólogas con los estados del modelo de comportamiento normal**



Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 5.

Al igual que para el caso del análisis con registros de fases diferentes, a partir de la evaluación del vector de estado “VE” se valoran los tres pares de registros.

Se presentan dos tipos de situaciones:

- (a) Si el valor VE1 es igual a cero, el diagnóstico general para los devanados será de estado normal y los estados más plausibles para cada par de registros, con su correspondiente índice de consistencia serán los indicados en la matriz SALIDA1.

En este caso no se realiza análisis con registros de fases diferentes.

- (b) Si el valor VE1 es diferente de cero, significa que uno o más pares de registros (j) de fases homólogas no son consistentes con los estados del modelo de comportamiento normal, por lo cual se requiere evaluarlos con el modelo de comportamiento anormal basado en registros de fases homólogas.

El cumplimiento de esta condición puede estar relacionado con alguna de los siguientes escenarios:

Las condiciones en las cuales se realizaron las mediciones de referencia y actuales difieren considerablemente, i.e., existe una muy baja reproducibilidad entre las mediciones homólogas.

Los registros representan una falla. Si el estado de falla de mayor consistencia "CNS\_EFA" presenta un valor superior a 0.7, se considera que los registros posiblemente representan tal estado anormal y en tal caso se indica que la falla ha sido tipificada. En caso de que el valor del índice, CNS\_EFA, sea inferior a 0.7 se considera que ninguno de los estados de falla descritos en el modelo de comportamiento anormal explica las observaciones, por lo tanto el diagnóstico será de falla no tipificada.

En la tabla V se indica la nomenclatura de las mediciones para devanados en conexión estrella, fases homólogas. El número (1) indica la medición de referencia, mientras que el número (2), indica la medición actual.

En esta tabla se presentan además, los diagnósticos posibles de acuerdo a esta configuración de conexión de los devanados y de la evaluación del vector VE de SALIDA2.

Tabla VIII. **Diagnóstico de devanados en configuración estrella**

Nomenclatura de las mediciones			paralelo de mediciones			Diagnóstico		
Id.	Registros	Fase Analizada	VE1	U1	V1	W1	Fase(s) Normales)	Fase(s) Anormales)
U1	U1N1(1)	U	0	0	0	0	U V W	
	U1N1(2)		1	0	0	1	U V	W
V1	V1N1(1)	V	2	0	1	0	UW	V
	V1N1(2)		3	0	1	1	U	V W
W1	W1N1(1)	W	4	1	0	0	V W	U
	W1N1(2)		5	1	0	1	V	U - W
			6	1	1	0	W	U - V
			7	1	1	1	-	U - V - W

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 6.

En la tabla IX se resume los posibles diagnósticos cuando se analizan registros de fases homólogas, a los cuales se les ha asignado un número K\_Hom, para su posterior identificación y facilidad de manejo en el modelo de diagnóstico basado en registros de fases homólogas y fases diferentes.

Se observa que hay 3 diagnósticos posibles cuando se analizan los registros de fases homólogas.

Tabla IX. **Diagnósticos del modelo basado en registros de fases homólogas**

VE1	DESCRIPCIÓN DEL DIAGNÓSTICO	K_Hom	Realizar Diagnostico con fases diferentes
0	Devanados en estado Normal	0	NO
1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7	Devanado(s) en estado Anormal	Falla tipificada	SI (Ver tabla VII)
		Falla no tipificada	SI (Ver tabla VIII)

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 6.

Etapa 5. Análisis complementario basado en registros de fases diferentes.

En caso de detectarse falla (tipificada o no) con el modelo basado en registros de fases homólogas, se realiza posteriormente el análisis basado en registros de fases diferentes. A partir de este último análisis es posible inferir que las anomalías observadas entre registros de fases homólogas se deben a la baja reproducibilidad entre registros homólogos, y evitar dar un diagnóstico erróneo de falla, o bien ratificar la presencia de falla, haciendo por lo tanto más confiable el diagnóstico final.

En la tabla X se presentan los posibles diagnósticos, cuando a través del modelo basado en registros de fases homólogas se diagnostica falla tipificada. En este caso el diagnóstico basado en registros de fases diferentes se realiza con los registros actuales, con el propósito de ratificar la presencia de falla.

Como se indicó en la tabla VII los diagnósticos posibles del modelo basado en registros de fases diferentes se representan a través de la variable  $K_{In}$ , por lo que se introduce la variable  $K_{In(2)}$  para indicar que el diagnóstico se basa en los registros actuales. Adicionalmente, se introduce la variable  $K_{Hom_{In}}$  para identificar los diferentes diagnósticos posibles, siguiendo primero el diagnóstico basado en registros de fases homólogas y posteriormente el diagnóstico basado en registros de fases diferentes.

Tabla X. **Diagnósticos basados en registros de fases homólogas y fases diferentes**

K Hom	K In(2)	K Hom_In	Diagnóstico
0	-	-	Diag. Registros de fases homólogas: Devanados en estado normal. Conclusión: Devanados en estado normal.
7	0	21	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla tipificada". Diag. Registros de fases diferentes actuales: "devanados en estado normal". Conclusión: Devanados en estado anormal, dado por Diag. Homólogas.
	7	28	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla tipificada". Diag. Registros de fases diferentes actuales: "Z.G(zona gris), la fase etiquetada como "normal" resulta similar a las otras dos, mientras que las fases "anormales" difieren entre sí". Conclusión: Estado anormal en los devanados, dado por Diag. Homólogas.
	14	35	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla tipificada". Diag. Registros de fases diferentes actuales: "devanados en estado anormal-falla tipificada". Conclusión: Se ratifica el estado anormal en los devanados, dado por el Diag. fases Homólogas y fases Diferentes.
	21	42	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla tipificada". Diag. Registros de fases diferentes actuales: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Conclusión: Se ratifica el estado anormal en los devanados, dado por el Diag. Homólogas.

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 6.

Finalmente, en la tabla XI se presenta el diagnóstico, cuando a través del modelo de diagnóstico, basado en registros de fases homólogas se diagnostica falla no tipificada.

En este caso se efectúa el diagnóstico basado en los registros de fases diferentes, tanto con los registros de referencia, como con los registros actuales.

Los diagnósticos posibles del modelo basado en registros de fases diferentes se representan a través de las variables K\_In(1) y K\_In(2). Al igual que en el caso anterior, se introduce la variable K\_Hom\_In para identificar los diferentes diagnósticos, siguiendo primero el diagnóstico basado en registros de fases homólogas y posteriormente el diagnóstico basado en registros de fases diferentes.

Tabla XI. **Diagnósticos basados en registros de fases homólogas y fases diferentes**

K_ Hom	$\frac{K_{In(1)}}{K_{In(2)}}$	K_ Hom_In	Diagnóstico
14	0	49	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Diag. Registros de fases diferentes de referencia= "devanados en estado normal." Conclusión: estado normal de los devanados. Las variaciones observadas entre los regi
K_ Hom	K_ In(2)	K_ Hom_In	Diagnóstico
14	0	56	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Diag. Registros de fases diferentes actuales= "devanados en estado normal". Conclusión: estado normal de los devanados. Las variaciones observadas entre los registros
	7	63	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Diag. Registros de fases diferentes actuales: "Z.G (zona gris), la fase etiquetada como "normal" resulta similar a las otras dos, mientras que las fases "anormales" dif
	14	70	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Diag. Registros de fases diferentes acuates: "devanados en estado anormal-falla tipificada". Conclusión: se ratifica el estado anormal en los devanados, ver diag. fas
	21	77	Diag. Registros de fases homólogas: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Diag. Registros de fases diferentes acuates: "devanados en estado anormal-falla no tipificada". Conclusión: se ratifica el estado anormal en los devanados.

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 7.

El modelo general propuesto no está restringido a la evaluación de transformadores de características nominales específicas.

El modelo tampoco se limita al análisis de mediciones realizadas bajo una determinada forma de conexión de bornes.

Si no se cuenta con datos de referencia el diagnóstico se realiza con registros de fases diferentes, cuyas mediciones se asume se realizan bajo la misma configuración de conexión de bornes.

Por otro lado, cuando se cuenta con mediciones de referencia es posible que los registros de referencia y actuales difieran en la forma de conexión de los bornes. Esta situación se identifica por el modelo basado en registros de fases homólogas y registros de fases diferentes como una condición de baja reproducibilidad entre las mediciones homólogas.

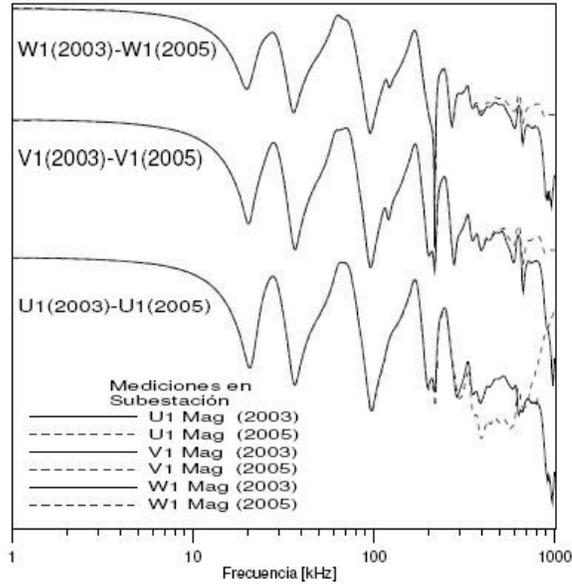
#### **4.5.4. Ejemplo de aplicación**

A continuación se analiza la condición de los devanados primarios de un transformador de 20/20/6 MVA, 66/13,86/6,6 kV, Yyn0(d11). Las mediciones de referencia se realizaron con dos años de diferencia. Los dos conjuntos de mediciones se efectuaron en subestación. A continuación se describe cada una de las etapas que conforman el diagnóstico basado en registros de fases homólogas y de fases diferentes.

Etapa 1. Evaluación individual de cada par  $j$  de registros de fases homólogas.

Las observaciones se introducen en el modelo de comportamiento normal. En la Figura 56 se presenta los registros de fases homólogas, respuesta en frecuencia de magnitud y en la Figura 57 se resumen los resultados del modelo de comportamiento normal para los registros de fases homólogas.

Figura 56. **Respuesta en frecuencia de magnitud**



Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. p. 8.

Figura 57. **Resultados del modelo de comportamiento normal para fases homólogas**

Par j de mediciones Identificación	Registros de fases Homólogas		
	Consistencia con el Estado Normal- absoluto	Estado normal-modificado que mejor explica las observaciones	
		No. de identificación del estado	consistencia <u>CNS</u>
U1	0.23	5	0.88
V1	0.35	4	1.00
W1	0.32	4	1.00

$$SALIDA1 = \begin{matrix} Id & CNSF & VE \\ \begin{bmatrix} 5 & 0.88 & 0 \\ 4 & 1.00 & 0 \\ 4 & 1.00 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia p. 8.

Puesto que se cumple  $0.2 < \text{CNS\_ENA} < 0.8$  para las tres fases, se realiza el análisis de consistencia y relevancia con los estados normales-modificados.

Los estados normales-modificados 4 y 5 identifican variaciones importantes en las condiciones de reproducibilidad de las mediciones como consecuencia de interferencia externa y/o cambios en el sistema de medición (sistema de puesta a tierra y cables de conexión) cuyos efectos se observan en los rangos de alta frecuencia. Ya que para los estados normales-modificados los valores de consistencia son mayores a 0.75 se considera que las variaciones observadas entre los registros corresponden a tal estado. En esta situación se infiere una baja reproducibilidad entre las mediciones en lugar de una falla.

Etapa 2. Consiste en evaluar los tres pares de registros para ver si existe alguna anomalía o no.

A partir del vector de estado VE se evalúan los tres pares de registros con la ecuación  $VE1 = 2^2 * VE(1) + 2^1 * VE(2) + 2^0 * VE(3)$ . Dado que VE1 es igual a cero, no se evalúan los registros con el modelo de comportamiento anormal, los estados más plausibles para cada par de registros, con su correspondiente índice de consistencia, son los indicados en SALIDA1.

Etapa 3. Diagnóstico del modelo basado en registros de fases homólogas.

Puesto que  $VE1=0$ , el diagnóstico final de los devanados es de estado normal y el valor de la variable  $K\_Hom$  es igual a 0 (Ver tabla IX).

Etapa 4. Evaluación de la calidad de las mediciones.

Ya que los tres pares de registros son consistentes con estados normales modificados, a continuación se evalúa la calidad de las mediciones.

En la tabla XII se indica el diagnóstico final de los devanados primarios basado en registros de fases homólogas.

Tabla XII. **Diagnóstico final basado en registro de fases homólogas**

Id. Caso	REGISTROS HOMÓLOGOS		Análisis de Registros de Fases Homólogas													
			SALIDA 2H				DIAGNÓSTICO				Evaluación de las mediciones					
	Repeticiones	Horario Registro	Id	CNSF	VE	VE1	K_Hem	Fase(s) Normales	Fase(s) Anormales	Falla Pasada Fase	N. Falla	N. Registro	Calidad	Descripción		
Número devanado	1	WIN1	6	0.00	0	0	0	U-V-W	-			WIN1	Leveamiento Bajo	Interferencia Rango 3 + Rango 4		
Configuración	Estrella	WIN1	4	1.00	0	<small>TUEN PORHETRETEP FASES HOMÓLOGAS TRANSFORMADOR EN ESTADO NORMAL</small>								WIN1	Leveamiento Alto	Interferencia Rango 4 media
Tipo de Medición	Directa	WIN1	4	1.00	0									WIN1	Leveamiento Alto	Interferencia Rango 4 media

Fuente: J.R. Secue, E.E. Mombello. Análisis de registros SFRA para el diagnóstico de transformadores de potencia. 8.

## **5. PROCEDIMIENTOS DE PRUEBA CON UN INSTRUMENTO DE ANÁLISIS DE RESPUESTA AL BARRIDO DE FRECUENCIA**

La realización de pruebas con un instrumento de análisis de respuesta al barrido de la frecuencia es una herramienta para verificar la integridad geométrica de los aparatos eléctricos, especialmente de los transformadores. Este instrumento de análisis proporciona información interna de diagnóstico utilizando procedimientos no intrusivos. Las pruebas con este instrumento proporcionan mediciones precisas y repetibles para la evaluación del estado de transformadores.

Los transformadores eléctricos están diseñados para soportar fuerzas mecánicas que surgen durante el envío y eventos posteriores de reparación, por ejemplo, fallas y descargas atmosféricas. Pueden producirse daños durante el transporte si los soportes y amarres son inadecuados; estos daños pueden ocasionar el movimiento del núcleo y del bobinado. Las fuerzas del servicio más severas se producen a causa de fallos en el sistema y son de naturaleza radial y axial.

Una vez que se ha producido un daño en el transformador, incluso si es un daño leve, se reduce la capacidad para soportar más cortocircuitos. Es necesario que el personal de mantenimiento identifique dicho daño de manera eficaz. Una inspección visual es costosa y no siempre produce los resultados deseados o la conclusión correcta. Durante una inspección en el campo, es necesario drenar el aceite y aplicar reglas de entrada limitada. Debido a que el mecanismo de bobinado es apenas visible, sólo se visualiza el daño causado

en los bloques de soporte desplazados. A menudo es necesario realizar un desmontaje completo para identificar el problema. El instrumento de análisis de respuesta al barrido de la frecuencia es una técnica de diagnóstico en el campo capaz de detectar el daño.

Existe una relación directa entre la configuración geométrica y los elementos eléctricos distribuidos, conocidos también como redes RLC, de un conjunto de núcleo y bobinado. Esta red RLC se puede identificar gracias a la función de transferencia dependiente de la frecuencia. La prueba del análisis de respuesta de frecuencia se puede llevar a cabo con el método de frecuencia de barrido. Los cambios en la configuración geométrica modifican la red de impedancia y, a su vez, alteran la función de transferencia. Los cambios en la función de transferencia revelan una gran variedad de modos de fallas.

### **5.1. Definición de la prueba de respuesta al barrido de frecuencia**

El objetivo principal de utilizar un instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia es determinar cómo se comporta la impedancia de una muestra de prueba en un rango específico de frecuencias. La impedancia es una red distributiva de componentes eléctricos reales y reactivos. Los componentes son pasivos por naturaleza y pueden ser modelados por resistores, inductores y capacitores. Las propiedades reactivas de una muestra de prueba determinada dependen de los cambios en la frecuencia y son sensibles a éstos. El cambio de la impedancia, en contraste con la frecuencia, puede ser muy grande en muchos casos. Este comportamiento se manifiesta cuando modelamos la impedancia como una función de la frecuencia.

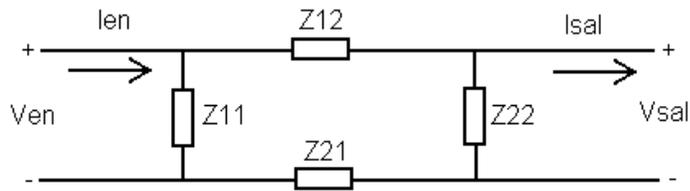
El resultado es una representación de la función de transferencia de la red RLC en el dominio de la frecuencia.

El análisis de la respuesta de la frecuencia normalmente se aplica a una red compleja de elementos pasivos. Por razones prácticas, sólo se consideran como elementos de circuito pasivos a los resistores, los inductores y los capacitores, y se da por supuesto que son elementos ideales. Éstos son tres elementos fundamentales de los bloques de construcción de diversos dispositivos físicos, tales como transformadores, motores, generadores y otros aparatos eléctricos.

Es importante entender la diferencia existente entre el dispositivo físico y el modelo matemático que se pretende usar. Cuando se analizan eléctricamente sistemas complejos y grandes, a menudo se trata con una red distribuida muy poco definida. Una red distribuida contiene un número infinito de elementos RLC infinitamente pequeños. Por ejemplo, las líneas de transmisión normalmente están distribuidas. Resulta práctico modelar tales sistemas distribuidos agrupando los componentes básicos de RLC para obtener así una red concentrada. Agrupar los elementos para una sola frecuencia es una tarea fácil. Sin embargo, cuando el modelado del sistema requiere la ampliación sobre un intervalo de frecuencias significativo, resulta difícil obtener un modelo concentrado adecuado.

Cuando un transformador se somete a pruebas con un instrumento de análisis de respuesta al barrido de la frecuencia, los cables se configuran de modo que se utilicen cuatro terminales. Estos cuatro terminales se pueden dividir en dos pares únicos, uno para la entrada y otro para la salida. Estos terminales se pueden modelar en un par de dos terminales o una configuración de red de dos puertos como los de la figura 58.

Figura 58. Red de dos puertos



Fuente: elaboración propia.

Al resolver la impedancia de circuito abierto de cada elemento concentrado se forman las impedancias  $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$ ,  $Z_{12}$  y  $Z_{21}$ . Es preciso indicar que los terminales negativos son cortocircuitados cuando se prueban los transformadores. El tanque del transformador es el mismo tanto para los terminales negativos como para los inferiores. El tanque del transformador y los blindajes de conexión a tierra deben estar conectados en conjunto para lograr una medición en modo común. De este modo se garantiza que no se medirá la impedancia externa. Este tipo de conexión ayuda a reducir los efectos del ruido. Es muy importante obtener una impedancia de cero entre los terminales inferiores o negativos para garantizar una medición repetible.

La función de transferencia de una red RLC es la relación entre las respuestas de frecuencia de salida y entrada cuando las condiciones iniciales de la red son cero. Tanto la relación de la fase como de la magnitud se pueden extraer de la función de transferencia. La función de transferencia nos ayuda a entender mejor la relación de entrada y salida de una red lineal. La función de transferencia también representa las características fundamentales de una red y es una herramienta útil para modelar dicho sistema. La función de transferencia se representa en el dominio de la frecuencia y viene indicada por la variable de Fourier  $H(j\omega)$ , donde  $(j\omega)$  indica la presencia de una función dependiente de la

frecuencia y  $\omega = 2\pi f$ . La relación de Fourier para la función de transferencia de entrada y salida se explica mediante la ecuación:

$$H(j\omega) = \frac{V_{sal}(j\omega)}{V_{en}(j\omega)}$$

Cuando una función de transferencia se reduce a su forma más sencilla, genera una relación de dos polinomios. Las principales características de una función de transferencia, tales como mitad de potencia y resonancia, pueden darse en las raíces de los polinomios.

El objetivo de utilizar un instrumento de análisis de la respuesta al barrido de frecuencia es medir el modelo de impedancia de la muestra de prueba.

Cuando medimos la función de transferencia  $H(j\omega)$ , no aísla la impedancia verdadera de la muestra  $Z(j\omega)$ . La verdadera impedancia de la muestra  $Z(j\omega)$  es la red RLC, que se coloca entre los cables del instrumento y no incluye ninguna impedancia suministrada por el instrumento de prueba.

Es preciso resaltar que cuando se utiliza la relación de voltaje,  $H(j\omega)$  no siempre guarda una relación directa con  $Z(j\omega)$ . Para que  $Z(j\omega)$  guarde una relación directa con  $H(j\omega)$ , se debe sustituir una corriente para el voltaje de salida y, a continuación, se puede aplicar la Ley de Ohm.

Sin embargo, en el análisis con el instrumento de respuesta al barrido de frecuencia se utiliza la relación de voltaje para determinar  $H(j\omega)$ .

La siguiente ecuación muestra la relación de  $Z(j\omega)$  con  $H(j\omega)$ :

$$H_v(j\omega) = \frac{V_{sal}(j\omega)}{V_{en}(j\omega)}$$

Normalmente resulta útil graficar la relación de magnitud y fase de la función de transferencia en formato logarítmico. Las unidades de magnitud y fase son en decibeles (dB) y grados, respectivamente. La magnitud y la fase se representan de la siguiente manera:

$$A(\text{dB}) = 20 \log_{10} |H(j\omega)|$$

$$\theta(\omega) = \tan^{-1} \angle H(j\omega)$$

Este formato aprovecha la simetría asintótica mediante el uso de una escala logarítmica para la frecuencia. El gráfico de la relación de la fase con los datos de la magnitud ayudará a determinar si el sistema es resistivo, inductivo o capacitivo.

### 5.1.1. Escalas logarítmicas

Las coordenadas logarítmicas son usadas comúnmente para trazar los datos de frecuencia-respuesta de dispositivos y sistemas. Considerando la relación de voltaje normalizado de un transformador, esta relación se representa por  $G(j\omega)$ , a bajas frecuencias

$$G_L(j\omega) = \frac{1}{1 - j \frac{R}{\omega L_m}}$$

A frecuencias intermedias

$$G_i(j\omega) = 1$$

A altas frecuencias

$$G_h(j\omega) = \frac{1}{1 - j\omega L_m / R}$$

La magnitud de la relación de voltaje normalizado varía de 0 a 1. El rango de frecuencia se extiende de  $f=10$  Hz a  $f=10^5$  Hz (la frecuencia angular es  $\omega=2\pi f$ ). En tales casos, se encuentra conveniente trazar el logaritmo de la magnitud de  $G(j\omega)$  como una función del logaritmo de  $\omega$  o  $f$ .

### 5.1.2. Escala de magnitud

La unidad comúnmente usada para el logaritmo de la magnitud es el decibel. Este término generalmente se refiere a la relación de dos valores de potencia o de voltaje, no obstante que también se usa para otros casos, tales como relación de velocidad a voltaje o velocidad a par en un sistema electromecánico.

El logaritmo de la magnitud de una función de transferencia  $G(j\omega)$  expresada en decibeles es:

$$20 \log_{10} |G(j\omega)| \text{ db}$$

El valor decibel de algunas magnitudes comunes está dado en la tabla XII.

Tabla XIII. **Decibel de algunas magnitudes comunes**

Magnitud actual	0.01	0.1	0.5	1.0	2.0	10.0	100.0
Decibeles	-40	-20	-6	0	6	20	40

Fuente: elaboración propia.

Una de las ventajas de usar logaritmos es que la multiplicación se convierte en suma y la división en resta.

En la práctica, los sistemas consisten de un número de dispositivos. La función de transferencia total de un sistema puede expresarse en términos de las funciones de transferencia de las componentes individuales.

Si la función de transferencia de un sistema  $G(j\omega)$  está dada por la magnitud

$$G(j\omega) = \frac{G_1(j\omega)G_2(j\omega)}{G_3(j\omega)G_4(j\omega)}$$

$G(j\omega)$  en decibeles es

$$\begin{aligned}
 20\log_{10}|G(j\omega)| &= 20\log_{10} \frac{|G_1(j\omega)||G_2(j\omega)|}{|G_3(j\omega)||G_4(j\omega)|} \\
 &= [20\log_{10}|G_1(j\omega)| + 20\log_{10}|G_2(j\omega)| - 20\log_{10}|G_3(j\omega)| - 20\log_{10}|G_4(j\omega)|] \text{ db}
 \end{aligned}$$

### 5.1.3. Decibelio

Decibelio es la unidad relativa para expresar la relación entre dos magnitudes, eléctricas, o entre la magnitud que se estudia y una magnitud de referencia.

El decibelio, cuyo símbolo es  $dB$ , es una unidad logarítmica. Es un submúltiplo del belio, de símbolo  $B$ , que es el logaritmo de la relación entre la magnitud de interés y la de referencia, pero no se utiliza por ser demasiado grande en la práctica, y por eso se utiliza el decibelio, la décima parte de un belio. El belio recibió este nombre en honor de Alexander Graham Bell.

Un belio equivale a 10 decibelios y representa un aumento de potencia de 10 veces sobre la magnitud de referencia. Cero belios es el valor de la magnitud de referencia. Así, dos belios representan un aumento de cien veces en la potencia, 3 belios equivalen a un aumento de mil veces y así sucesivamente.

### 5.1.4. Escalas de frecuencia

Las dos unidades que son usadas frecuentemente para describir las relaciones de frecuencia o bandas de frecuencia, son “la octava” y “la décima”. La octava es una banda de frecuencia de  $f_1$  a  $f_2$  Hz o  $\omega^1$  a  $\omega_2$  radianes por segundo, donde  $f_2 = 2 f_1$  o  $\omega_2 = 2\omega_1$ . De este modo la banda de frecuencia de 1Hz a 2 Hz es una octava, así también es la banda de frecuencia de 2Hz a 4Hz y la banda de frecuencia de 16.8Hz a 33.6Hz.

Deberá recordarse que una octava no representa ninguna frecuencia ni aún una banda de frecuencia fija. Solo indica que los valores extremos de frecuencia en la banda de frecuencia son tales que  $f_2 = 2f_1$ .

En general, el número de octavas en la banda de frecuencia de  $f_1$  a  $f_2$  es

$$\frac{\log_{10}\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}{\log_{10} 2} = 3.32 \log_{10} \frac{f_2}{f_1} \text{ octavos}$$

Una década es una banda de frecuencia de  $f_1$  a  $f_2$  donde  $f_2=10f_1$

La banda de frecuencia de 1Hz a 10Hz es una década y también lo será una banda de frecuencia de 10Hz a 100Hz y de 3.5Hz a 35Hz.

El número de décadas de  $f_1$  a  $f_2$ , en general, es

$$\log_{10}\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \text{ décadas}$$

## 5.2. Seguridad del personal al utilizar el instrumento

Se recomienda celebrar una reunión antes de la prueba. Normalmente, habrá otros grupos trabajando en tareas que no estén relacionadas con la prueba en un entorno cercano al equipo que se someta a prueba. Todo el personal que trabaje cerca de la zona donde se lleve a cabo la prueba deberá asistir a la reunión antes de la prueba. En esta reunión se debe revisar junto con los miembros del equipo las pruebas que se van a realizar, el aparato y los niveles de voltaje de la prueba en cuestión, los posibles peligros que conlleva este trabajo y las tareas individuales.

El personal que va a llevar a cabo la prueba debe estar consciente del tipo de actividad que realice y deberá asimismo estar alerta ante la posibilidad de que personal no relacionado con la prueba entre en el área. Debe crearse de mutuo acuerdo un conjunto de señales coherentes y uniformes, tanto visuales como verbales, las que deben ser respetadas por todos los miembros del

equipo mientras se realice la prueba. Mientras se realicen todos los tipos de conexiones involucradas en las pruebas, el personal se debe subir al aparato, aunque nadie debe permanecer sobre el mismo durante la realización de la prueba.

El personal deberá aplicar las técnicas activas es decir aquellas que planifican la prevención antes de que se produzca un accidente, para ello se deberá identificar en principio, los peligros existentes en el puesto de trabajo y evaluar los riesgos. La inspección de seguridad es básicamente un análisis que se realiza observando directamente y de forma ordenada, las instalaciones y el espécimen a medir para evaluar los riesgos de accidente presentes.

### **5.2.1. Trabajos en instalaciones eléctricas**

#### Principios básicos

- (a) Seguridad: antes de llevar a cabo cualquier actividad relacionada con la instalación eléctrica o cualquier trabajo con, o en proximidad de una instalación eléctrica, se debe hacer una evaluación de los riesgos eléctricos que puedan presentarse.
- (b) Personal: todos los trabajadores que intervengan en trabajos de una instalación eléctrica o en su proximidad, recibirán una formación referente a las prescripciones de seguridad y las normas de la empresa. La persona encargada de los trabajos deberá asegurarse el cumplimiento de dichas prescripciones y normas de seguridad.

- (c) Organización: cada instalación eléctrica estará bajo la responsabilidad de una persona y el acceso a los trabajadores a los lugares con riesgo eléctrico debe ser regulado.

Cuando los trabajos sean complejos, la preparación debe ser objeto de un documento escrito, incluso se debe asegurar que un número suficiente de trabajadores son capaces de aplicar los primeros auxilios.

- (d) Comunicaciones: antes de comenzar cualquier trabajo, la persona designada como encargada de la instalación será informada del trabajo a realizar. Nunca se debe autorizar el inicio de los trabajos, ni la reconexión de la instalación eléctrica por medio de señales o por pre acuerdos con base a un intervalo de tiempo determinado.
- (e) Zona de trabajo: la zona de trabajo debe estar claramente definida y delimitada. No se deben colocar objetos que puedan dificultar el acceso, ni materiales inflamables cerca de los equipos eléctricos.
- (f) Herramientas, equipos y dispositivos: deberán cumplir con las Normas Europeas, nacionales o internacionales apropiadas; se utilizarán de acuerdo con las instrucciones y/o consejos dados por el fabricante.
- (g) Planos y expedientes: los planos y expedientes se mantendrán disponibles y actualizados
- (h) Señalización: si es necesario, se colocará una señalización para indicar los peligros más significados.

## Maniobras y verificaciones:

### Maniobras

Son operaciones efectuadas para modificar el estado eléctrico de la instalación o para la desconexión / reconexión de las instalaciones. Deben realizarse por personal suficientemente formado.

### Verificaciones

#### Comprende:

- (a) Medidas: actividades destinadas a "medir" magnitudes físicas en una instalación eléctrica. Se realizarán por trabajadores suficientemente formados o bajo la vigilancia de uno de estos.
- (b) Ensayos: actividades concebidas para verificar el funcionamiento o el estado eléctrico de una instalación. Se realizarán por trabajadores suficientemente formados o bajo la vigilancia de uno de estos.
- (c) Inspecciones: actividades que aseguran que una instalación eléctrica está de acuerdo con las reglamentaciones técnicas. Los resultados de las inspecciones se deben documentar. Se realizarán por trabajadores suficientemente formados y con experiencia de haberlas realizado en instalaciones semejantes.

## Procedimientos de trabajo sin tensión

Para realizar trabajos sin tensión se deberán seguir las siguientes prescripciones esenciales que aseguren que la instalación eléctrica en la zona de trabajo, está sin tensión y así se mantendrá durante la realización del trabajo. Estas prescripciones se denominan coloquialmente como "las cinco reglas de oro".

Después de haber sido identificadas las correspondientes instalaciones eléctricas, se aplicarán los siguientes cinco requisitos esenciales, en el orden especificado:

- (a) Desconectar completamente. la parte de la instalación en la que se va a realizar el trabajo debe desconectarse de todas las fuentes de alimentación. Los elementos de la instalación eléctrica que mantengan tensión después de la desconexión deberán ser descargados con dispositivos adecuados.
- (b) Asegurar contra la posible reconexión. Todos los dispositivos de maniobra que se han utilizado para desconectar la instalación eléctrica deberán asegurarse contra cualquier posible reconexión, preferentemente por bloqueo del mecanismo de maniobra.
- (c) Verificar que la instalación está sin tensión. La ausencia de tensión debe ser verificada en todos los conductores activos de la instalación eléctrica en, o lo más cerca posible, de la zona de trabajo. En el caso de instalaciones conectadas por cables, cuando éstos no pueden ser identificados con exactitud en la zona de trabajo, se deben adoptar otros

medios para garantizar la seguridad, por ejemplo con la utilización de dispositivos corta-cables o pica-cables adecuado.

- (d) Poner a tierra y en cortocircuito. En la zona de trabajo, de todas las instalaciones de alta tensión y en algunas de baja tensión (cuando existe peligro de que la instalación se ponga en tensión), todas aquellas partes de la instalación en las que se deba realizar un trabajo deben ponerse a tierra y en cortocircuito. Los equipos o dispositivos de puesta a tierra y en cortocircuito deben conectarse en primer lugar a la toma de tierra y a continuación a los elementos a poner a tierra.
- (e) Protegerse frente a elementos próximos en tensión y establecer una señalización de seguridad para delimitar la zona de trabajo. Si hay elementos de una instalación eléctrica próximos a la zona de trabajo que no puedan dejarse sin tensión será necesaria la adopción de especiales medidas de protección adicionales que se aplicarán antes de iniciar el trabajo (trabajos en proximidad). Igualmente, se debe establecer una señalización para delimitar la zona de trabajo.

### Trabajos en tensión

Durante la ejecución de trabajos en tensión, los trabajadores pueden entrar en contacto con elementos en tensión o penetrar en la zona de trabajos en tensión bien con una parte de su cuerpo o bien con herramientas, equipos o dispositivos que manipulen. Solo se llevarán a cabo trabajos en tensión una vez suprimidos los riesgos de incendio y explosión.

Los trabajadores utilizarán equipos de protección individual apropiados y no llevarán objetos metálicos, tales como anillos, reloj, cadena, pulseras, etc., si ello implica riesgos.

Se distinguen tres métodos de trabajos en tensión:

- (a) Trabajo a distancia. El trabajador permanece a una distancia mínima establecida de los elementos en tensión.
- (b) Trabajo en contacto. El trabajador ejecuta su trabajo con equipos de protección individual y herramientas aislantes, en contacto directo con los elementos en tensión.
- (c) Trabajo a potencial. El trabajador realiza su trabajo después de haberse puesto a potencial.

Para la ejecución del trabajo se deberán tener en cuenta diversos factores tales como la aptitud de los trabajadores para la realización de trabajos en tensión, las herramientas, equipos y dispositivos, las distancias de trabajo, las condiciones ambientales, la organización del trabajo.

#### Trabajos en proximidad

Trabajo durante el cual un trabajador penetra en un espacio delimitado alrededor de la zona de trabajo en tensión.

Los trabajos en proximidad de elementos en tensión no se deben realizar a menos que las medidas de seguridad garanticen que no se pueden tocar los

elementos en tensión o que la zona de trabajos en tensión no puede ser invadida.

Para controlar los riesgos eléctricos se pueden colocar como protección pantallas, barreras, etc.

Para otros trabajos no eléctricos, tales como trabajos en andamios, pintura, trabajos con equipos de elevación, etc., se debe mantener permanentemente una distancia que garantice la seguridad de los trabajadores.

#### Observaciones

Dependiendo el espécimen a analizar, el tamaño del mismo o de los bushings puede variar, así como también puede contar o no con escalera de acceso. En caso de que el transformador a analizar no cuente con escalera incorporada será necesario utilizar una escalera propia, la cual deberá ser sujeta firmemente con cuerdas a alguna parte fija y sólida de la estructura metálica.

Para realizar conexiones en bushings altos, el personal deberá utilizar un cincho, a manera de arnés, y zapatos con suela antideslizante. El casco deberá ser portado en todo momento dentro de las instalaciones de la subestación.

#### Conexión a tierra

El aparato que se someta a prueba, su tanque o carcasa, y el instrumento de análisis a la respuesta del barrido de frecuencias deben estar conectados a tierra de manera firme y conjunta. Esto también se aplica a cualquier equipo móvil que se someta a prueba.

Los blindajes del cable de prueba del instrumento también deben estar conectados a tierra en el mismo punto común que el instrumento. Esto se logra normalmente conectando las conexiones a tierra de manera firme a la base de la pestaña de la boquilla. Para obtener la mayor seguridad y para asegurarse de que los resultados de la prueba de análisis de respuesta al barrido de frecuencia sean confiables, es muy importante que la conexión a tierra se realice de manera correcta.

### **5.3. Preparación del espécimen a analizar**

El transformador que se va a someter a prueba debe estar completamente aislado del sistema de alimentación. Para ello, es necesario que todas las boquillas de todos los bobinados estén desconectadas de cualquier bus y aislador. Esto garantiza que las interferencias no afecten de manera negativa a las mediciones que se realicen.

Deseamos medir solamente la red RLC del transformador. Para mantener la uniformidad y la capacidad de repetición de las mediciones, todos los terminales que no se sometan a prueba se deben aislar y liberar. Para mantener un enfoque equilibrado y simétrico, en donde se completa un bobinado en triángulo y se conecta a tierra de manera externa al tanque del transformador, el triángulo debe estar completo pero flotante. Tales bobinados se usan frecuentemente para regulación; cuando tales bobinados se conectan a tierra al tanque de manera interna, estamos obligados a dejar esa conexión a tierra en su lugar, no obstante, debemos esperar asimetría en los resultados.

Una respuesta de frecuencia se puede medir con los terminales conectados a tierra restantes; sin embargo, esta respuesta no es comparable

con una respuesta medida con terminales flotantes ya que la respuesta RLC sería diferente.

Para reducir al mínimo la posibilidad de que los conductores se activen debido a la electricidad estática, Doble es recomendable conectar todos los cables de los equipos de prueba al instrumento mientras el otro extremo de los cables esté todavía en tierra. Si se conectan primero los cables a las boquillas del transformador, aumentará el riesgo de que el operador sufra alguna lesión.

### **5.3.1. Revisión de los cables de prueba**

Los cables de prueba pueden dañarse debido a un almacenamiento deficiente, mal manejo en la aplicación o daños accidentales en la obra. Es importante revisar el estado de los cables antes de realizar una medición.

## **5.4. Conexiones**

Normalmente, una medición de SFRA se realiza desde un terminal del transformador (por ej., H1 o A) a otro terminal (por ej., H2 o N). Es importante grabar toda la información relevante, lo que incluye la posición de la toma, el nivel de aceite y los terminales conectados a tierra o cortocircuitados. Es importante observar que en donde existan pruebas anteriores, el mejor procedimiento de prueba es repetir esas pruebas: tomando nota de la posición de la toma, las boquillas cortocircuitadas o conectadas a tierra y de cualquier detalle particular para las pruebas específicas que se realicen.

### **5.4.1. Tipos de medición**

#### Circuito abierto

Una medición de circuito abierto se realiza desde un extremo de un bobinado al otro con todos los terminales flotantes. Para un bobinado en triángulo, por ejemplo, las conexiones serían H1 a H3. Para un bobinado en estrella, las mediciones se toman desde los terminales de alto voltaje al neutro, como X1 a X0.

#### Entre bobinas

Una medición entre bobinas se realiza desde un bobinado a otro con todos los terminales flotantes. Esto incluiría, por ejemplo, H1 a X1 en un transformador de dos bobinados, o H1 a Y1 en un transformador con un terciario. En un autotransformador H1 a X1 no es una medición entre bobinas, sino que una medición de circuito abierto en el bobinado en serie. Las mediciones entre bobinas normalmente se consideran como pruebas óptimas o pruebas para mayor investigación cuando las pruebas de circuito abierto y de cortocircuito no son concluyentes.

#### Cortocircuito

Una medición de cortocircuito se realiza con las mismas conexiones del cable de prueba del instrumento como una medición de circuito abierto, pero con la diferencia que otro bobinado está cortocircuitado. Para garantizar su capacidad de repetición, es recomendable que los tres terminales de voltaje del bobinado cortocircuitado se cortocircuiten juntos. Esto significaría, por ejemplo, cortocircuitar X1 a X2, X2 a X3 y X3 a X1. Esto garantiza que las tres fases se

cortocircuiten de manera similar para proporcionar una impedancia uniforme. No se debe incluir ninguna conexión neutral para el bobinado cortocircuitado que no se incluya en el proceso de cortocircuito.

#### **5.4.2. Plantillas de prueba**

Las plantillas de prueba que se proporcionan no indican la posición del cambiador de tomas ni la del cambiador de tomas sin carga. Existen dos categorías de prueba: completa y básica.

Un conjunto de pruebas completas realizaría mediciones en la posición del neutro y en una posición extrema de la toma, como un incremento extremo.

Un conjunto de mediciones completas incluye mediciones de circuito abierto, cortocircuito y entre bobinas.

Un conjunto de pruebas básicas, grabado cuando se necesita una base y no hay dudas de que la condición y el tiempo del transformador es corto, se compone de un conjunto de resultados que se obtienen sólo en la posición extrema de la toma.

Un conjunto de medidas básicas sólo incluye mediciones de circuito abierto y de cortocircuito.

Cada tabla proporciona las pruebas recomendadas con las posiciones del cable rojo y del cable negro claramente identificadas. La inversión de estos cables puede producir pequeñas variaciones en la respuesta de alta frecuencia. Se debe tener cuidado al conectar los cables de prueba de la manera adecuada.

### Nota sobre la posición del LTC

El cambio del LTC cambiará la respuesta del SFRA, por lo que se debe grabar la posición del LTC. En la toma neutral, también se debe grabar la posición anterior de la toma.

### Nota sobre la posición del DETC

Los transformadores que se encuentren ocasionalmente en servicio tienen problemas debido al movimiento del DETC; no se recomienda que la posición del DETC se modifique para una prueba con el instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia. La excepción se encuentra en las pruebas de fábrica en un transformador nuevo en donde se puede asumir que el DETC se encuentre en funcionamiento y las pruebas se realicen en la toma nominal.

### Nota sobre las conexiones a tierra

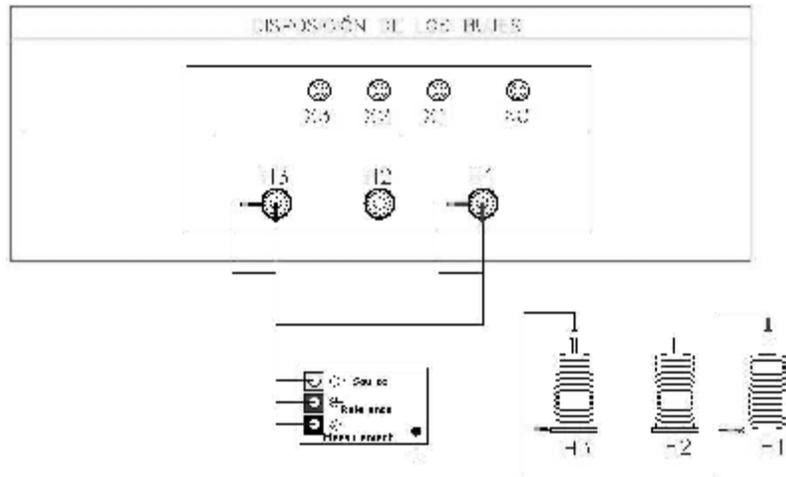
Las buenas conexiones a tierra son clave para tener buenas respuestas de alta frecuencia, deberá asegurarse de que las conexiones a tierra no estén obstaculizadas por conexiones sueltas, pintura, suciedad o grasa.

Tabla XIV. **Protocolo en transformadores de dos bobinados**

Tipo de prueba	N° de prueba	3φ Triángulo-Estrella	3φ Estrella-Triángulo	3φ Triángulo-Triángulo	3φ Estrella-Estrella	1φ
Circuito de alto voltaje abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 1	H1-H3	H1-H0	H1-H3	H1-H0	H1-H2 (H1-H0)
	Prueba 2	H2-H1	H2-H0	H2-H1	H2-H0	
	Prueba 3	H3-H2	H3-H0	H3-H2	H3-H0	
Circuito de bajo voltaje abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 4	X1-X0	X1-X3	X1-X3	X1-X0	X1-X2 (X1-X0)
	Prueba 5	X2-X0	X2-X1	X2-X1	X2-X0	
	Prueba 6	X3-X0	X3-X2	X3-X2	X3-X0	
Cortocircuito (SC) Alto (H) a bajo (L) Cortocircuitar [X1-X2-X3]	Prueba 7	H1-H3	H1-H0	H1-H3	H1-H0	H1-H0 Cortocircuitar [X1-X2]
	Prueba 8	H2-H1	H2-H0	H2-H1	H2-H0	
	Prueba 9	H3-H2	H3-H0	H3-H2	H3-H0	

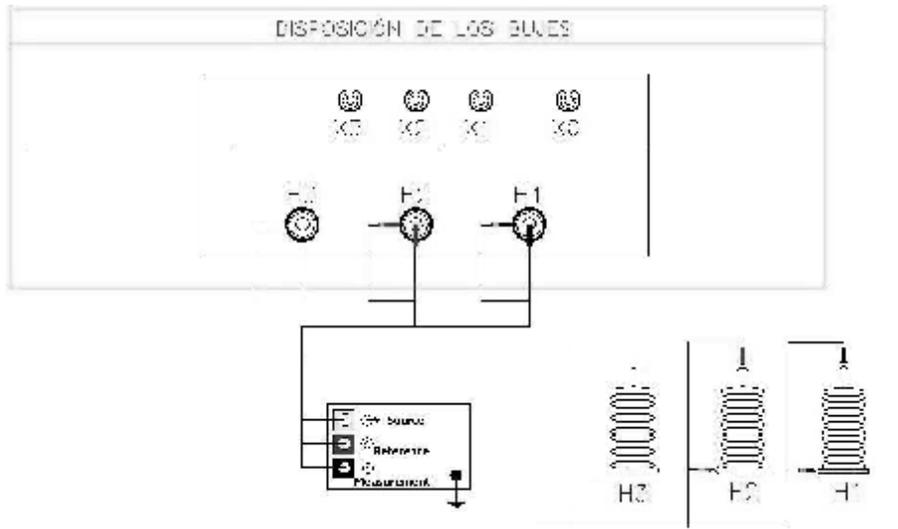
Fuente: guía rápida de inicio de doble SFRA. p. 3.

Figura 59. **Prueba circuito de alto voltaje – conexión triángulo estrella - H1-H3 todos los otros terminales flotantes**



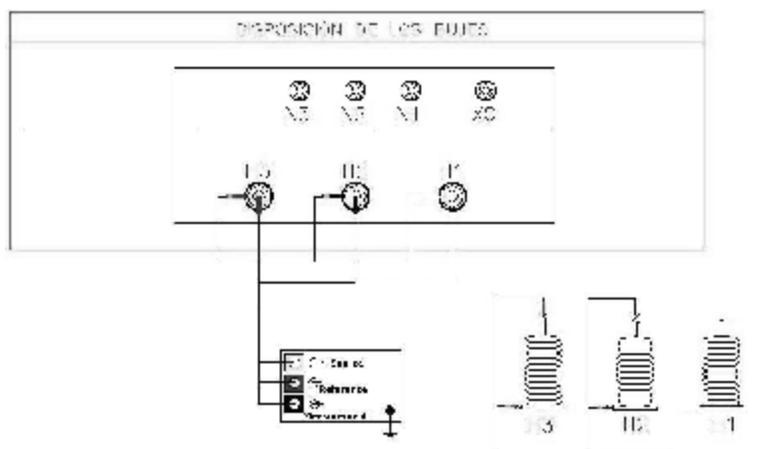
Fuente: elaboración propia.

Figura 60. **Prueba circuito de alto voltaje – conexión triángulo estrella – H2-H1 todos los otros terminales flotantes**



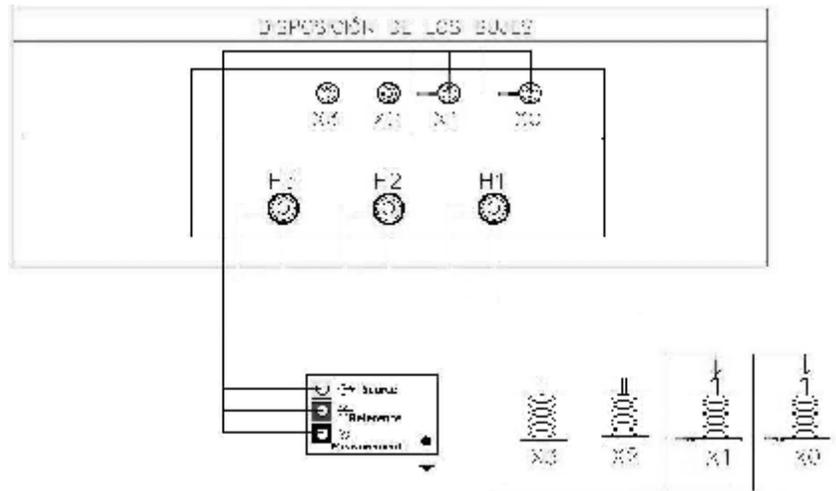
Fuente: elaboración propia.

Figura 61. **Prueba circuito de alto voltaje – conexión triángulo estrella – H3-H2 todos los otros terminales flotantes**



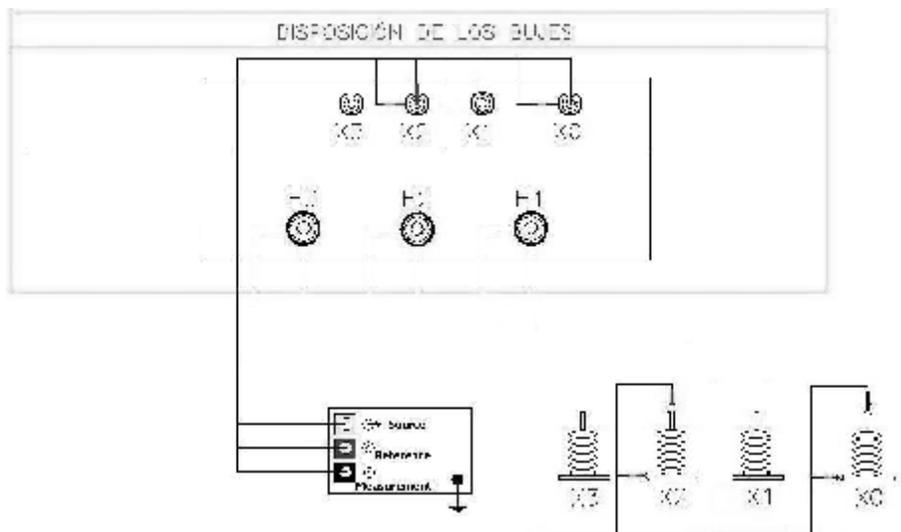
Fuente: elaboración propia.

Figura 62. Prueba circuito de bajo voltaje – conexión triángulo estrella - X1- X0 todos los otros terminales flotantes



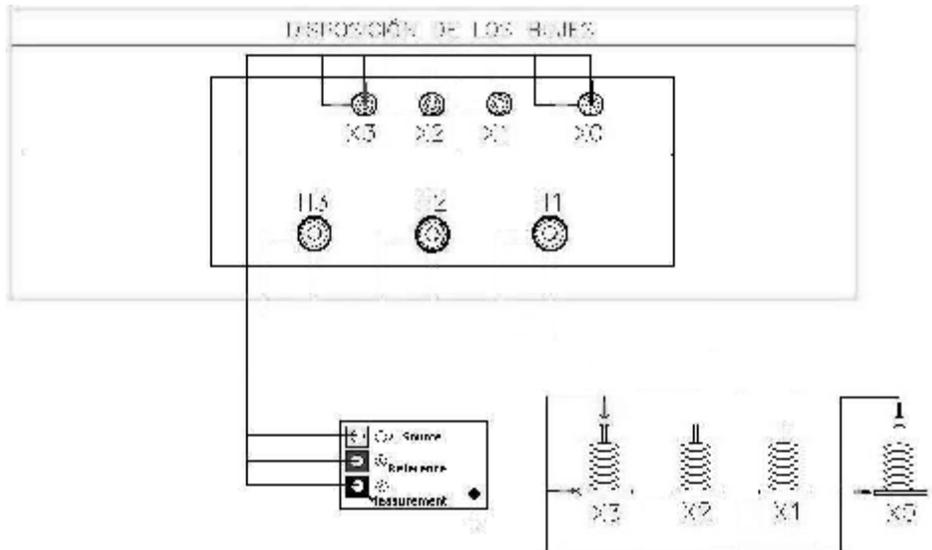
Fuente: elaboración propia.

Figura 63. Prueba circuito de bajo voltaje – conexión triángulo estrella – X2- X0 todos los otros terminales flotantes



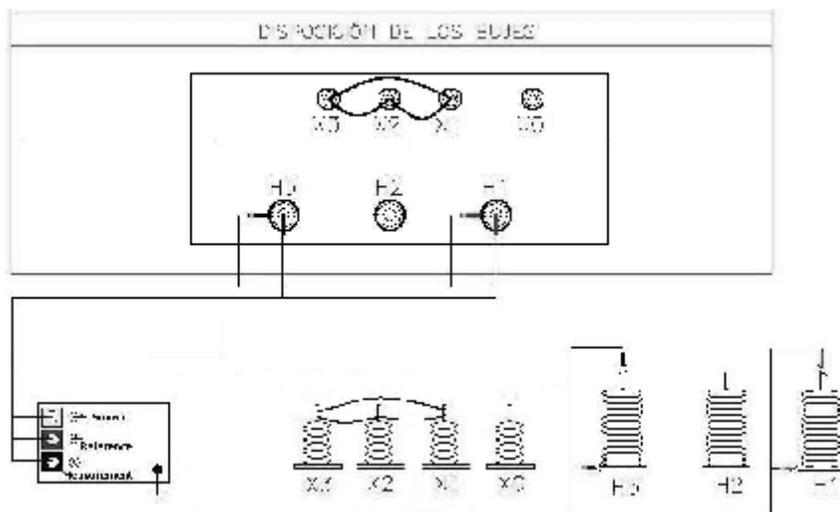
Fuente: elaboración propia.

Figura 64. Prueba circuito de bajo voltaje – conexión triángulo estrella – X3 - X0 todos los otros terminales flotantes



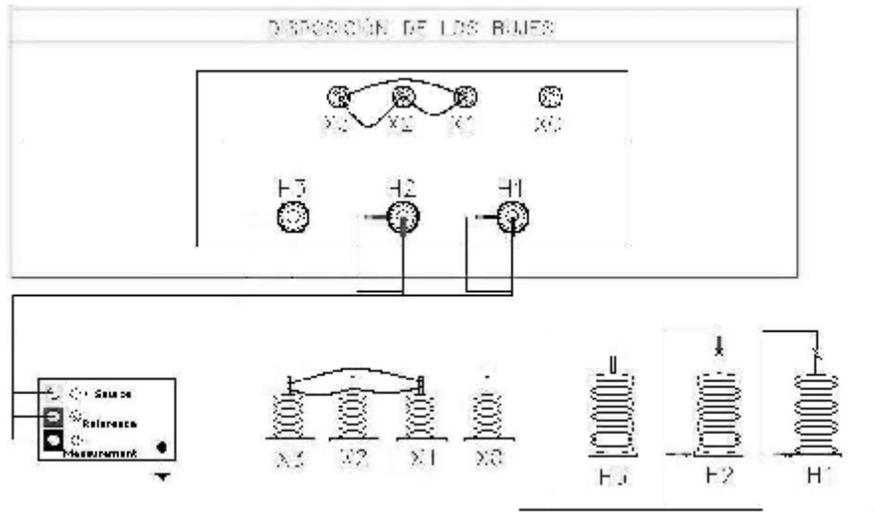
Fuente: elaboración propia.

Figura 65. Prueba corto circuito alto (H) a bajo (X) – conexión triángulo estrella – H1-H3 – cortocircuitar [X1-X2-X3]



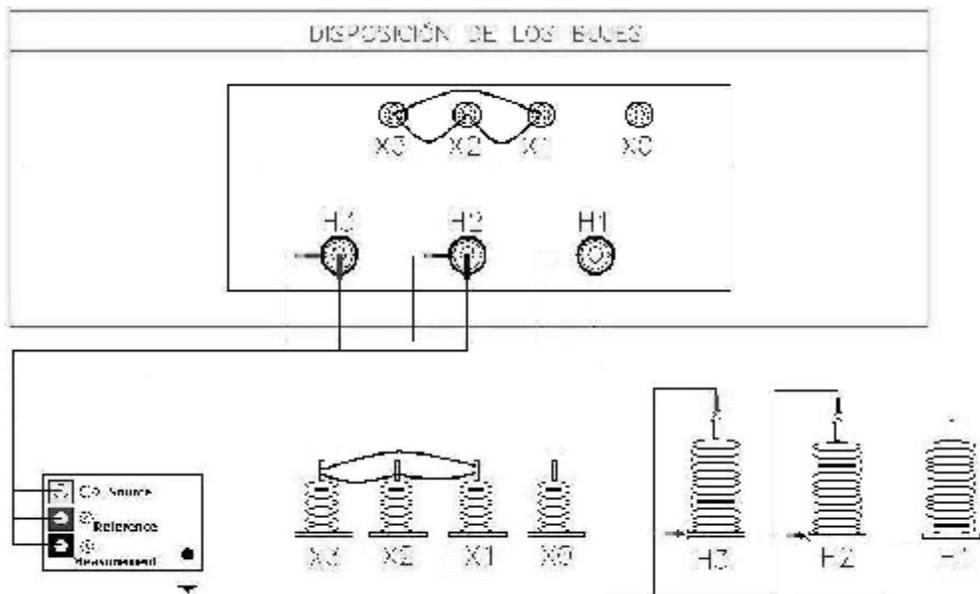
Fuente: elaboración propia.

Figura 66. Prueba corto circuito alto (H) a bajo (X) – conexión triángulo estrella – H2-H1 – cortocircuitar [X1-X2-X3]



Fuente: elaboración propia.

Figura 67. Prueba corto circuito alto (H) a bajo (X) – conexión triángulo estrella – H3-H2 – cortocircuitar [X1-X2-X3]



Fuente: elaboración propia.

Tabla XV. **Protocolo en autotransformadores**

Tipo de prueba	N° de prueba	3φ	1φ
Bobinado en serie (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 1	H1-X1	H1-X1
	Prueba 2	H2-X2	
	Prueba 3	H3-X3	
Bobinado común (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 4	X1-H0X0	X1-H0X0
	Prueba 5	X2-H0X0	
	Prueba 6	X3-H0X0	
Bobinado terciario (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 7	Y1-Y3	Y1-Y2 (Y1-Y0)
	Prueba 8	Y2-Y1	
	Prueba 9	Y3-Y2	
Cortocircuito (SC) Alto (H) a bajo (L) Cortocircuitar [X1-X2-X3]	Prueba 10	H1-H0X0	H1-H0X0
	Prueba 11	H2-H0X0	Cortocircuitar
	Prueba 12	H3-H0X0	[X1-H0X0]
Cortocircuito (SC) Alto (H) a terciario (Y) Cortocircuitar [Y1-Y2-Y3]	Prueba 13	H1-H0X0	H1-H0X0
	Prueba 14	H2-H0X0	Cortocircuitar
	Prueba 15	H3-H0X0	[Y1-Y2]
Cortocircuito (SC) Bajo (L) a terciario (Y) Cortocircuitar [Y1-Y2-Y3]	Prueba 16	X1-H0X0	X1-H0X0
	Prueba 17	X2-H0X0	Cortocircuitar
	Prueba 18	X3-H0X0	[Y1-Y2]

Fuente: Doble Engineering. Guía rápida de inicio de doble SFRA. p.4.

Tabla XVI. **Protocolo en transformadores de tres bobinados – parte 1**

Tipo de prueba	N° de prueba	3φ Triángulo- Triángulo- Triángulo	3φ Triángulo- Triángulo- Estrella	3φ Triángulo- Estrella- Triángulo	3φ Triángulo- Estrella- Estrella	1φ
Circuito de alto voltaje abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 1	H1-H3	H1-H3	H1-H3	H1-H3	H1-H2 (H1-H0)
	Prueba 2	H2-H1	H2-H1	H2-H1	H2-H1	
	Prueba 3	H3-H2	H3-H2	H3-H2	H3-H2	
Circuito de bajo voltaje abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 4	X1-X3	X1-X3	X1-X0	X1-X0	X1-X2 (X1-X0)
	Prueba 5	X2-X1	X2-X1	X2-X0	X2-X0	
	Prueba 6	X3-X2	X3-X2	X3-X0	X3-X0	
Circuito terciario abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 7	Y1-Y3	Y1-Y0	Y1-Y3	Y1-Y0	Y1-Y2 (Y1-Y0)
	Prueba 8	Y2-Y1	Y2-Y0	Y2-Y1	Y2-Y0	
	Prueba 9	Y3-Y2	Y3-Y0	Y3-Y2	Y3-Y0	
Cortocircuito (SC) Alto (H) a bajo (L) Cortocircuitar [X1-X2-X3]*	Prueba 10	H1-H3	H1-H3	H1-H3	H1-H3	H1-H0
	Prueba 11	H2-H1	H2-H1	H2-H1	H2-H1	Cortocircuitar
	Prueba 12	H3-H2	H3-H2	H3-H2	H3-H2	r [X1-2]*
Cortocircuito (SC) Alto (H) a terciario (T) Cortocircuitar [Y1-Y2-Y3]*	Prueba 13	H1-H3	H1-H3	H1-H3	H1-H3	H1-H0
	Prueba 14	H2-H1	H2-H1	H2-H1	H2-H1	Cortocircuitar
	Prueba 15	H3-H2	H3-H2	H3-H2	H3-H2	r [Y1-Y2]*
Cortocircuito (SC) Bajo (L) a terciario (T) Cortocircuitar [Y1-Y2-Y3]*	Prueba 16	X1-X3	X1-X3	X1-X0	X1-X0	X1-X0
	Prueba 17	X2-X1	X2-X1	X2-X0	X2-X0	Cortocircuitar
	Prueba 18	X3-X2	X3-X2	X3-X0	X3-X0	r [Y1-Y2]*

Fuente: Doble Engineering. Guía rápida de inicio de doble SFRA. p. 3.

Tabla XVII. **Protocolo en transformadores de tres bobinados – parte 2**

Tipo de prueba	N° de prueba	3φ Estrella-Estrella-Estrella	3φ Estrella-Estrella-Triángulo	3φ Estrella-Triángulo-Estrella	3φ Estrella-Triángulo-Triángulo
Circuito de alto voltaje abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 1	H1-H0	H1-H0	H1-H0	H1-H0
	Prueba 2	H2-H0	H2-H0	H2-H0	H2-H0
	Prueba 3	H3-H0	H3-H0	H3-H0	H3-H0
Circuito de bajo voltaje abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 4	X1-X0	X1-X0	X1-X3	X1-X3
	Prueba 5	X2-X0	X2-X0	X2-X1	X2-X1
	Prueba 6	X3-X0	X3-X0	X3-X2	X3-X2
Circuito terciario abierto (OC) Todos los otros terminales flotantes	Prueba 7	Y1-Y0	Y1-Y3	Y1-Y0	Y1-Y3
	Prueba 8	Y2-Y0	Y2-Y1	Y2-Y0	Y2-Y1
	Prueba 9	Y3-Y0	Y3-Y2	Y3-Y0	Y3-Y2
Cortocircuito (SC) Alto (H) a bajo (L) Cortocircuitar [X1-X2-X3]*	Prueba 10	H1-H0	H1-H0	H1-H0	H1-H0
	Prueba 11	H2-H0	H2-H0	H2-H0	H2-H0
	Prueba 12	H3-H0	H3-H0	H3-H0	H3-H0
Cortocircuito (SC) Alto (H) a terciario (T) Cortocircuitar [Y1-Y2-Y3]*	Prueba 13	H1-H0	H1-H0	H1-H0	H1-H0
	Prueba 14	H2-H0	H2-H0	H2-H0	H2-H0
	Prueba 15	H3-H0	H3-H0	H3-H0	H3-H0
Cortocircuito (SC) Bajo (L) a terciario (T) Cortocircuitar [Y1-Y2-Y3]*	Prueba 16	X1-X0	X1-X0	X1-X3	X1-X3
	Prueba 17	X2-X0	X2-X0	X2-X1	X2-X1
	Prueba 18	X3-X0	X3-X0	X3-X2	X3-X2

Fuente: Doble Engineering. Guía rápida de inicio de doble SFRA. Doble p.4.



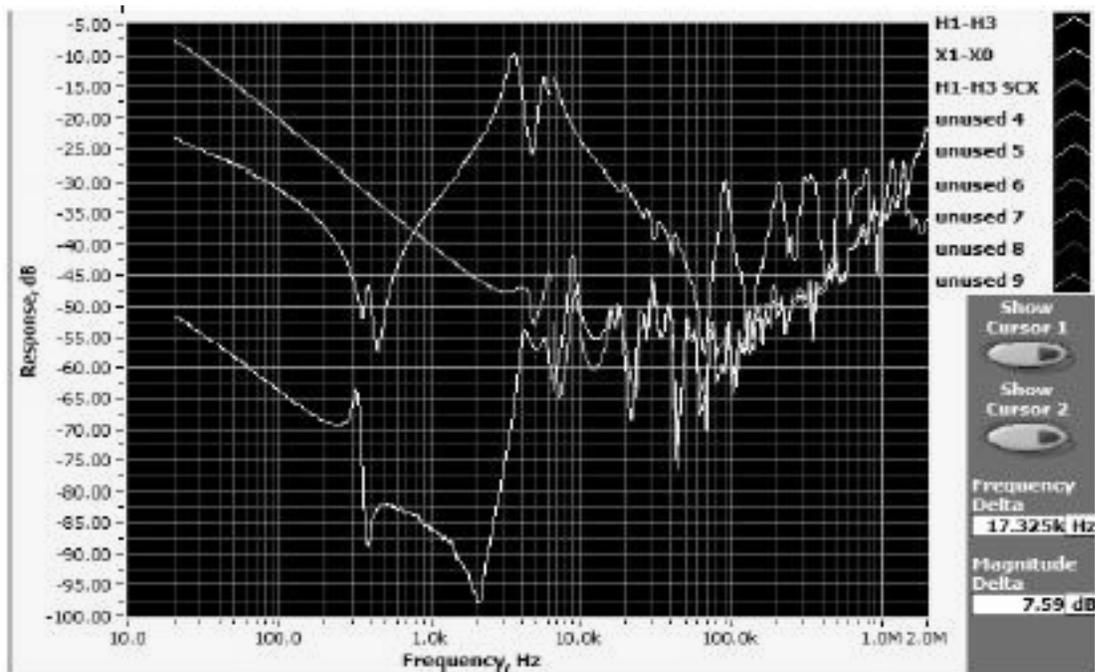
## 6. RESPUESTAS TÍPICAS DE CONEXIONES DE TRANSFORMADORES

En este capítulo, se proporcionan los resultados típicos de varios bobinados y diseños de transformador diferentes. Se presentan como ejemplos típicos de la manera en que los resultados varían entre transformadores, en cuanto a diseño y fases.

### 6.1. Tres respuestas para un transformador

La figura 68 muestra las dos respuestas de circuito abierto y la respuesta de cortocircuito de una fase de un autotransformador. Las tres trazas son claramente bastante diferentes en frecuencias bajas. La respuesta de alto voltaje comienza a un nivel menor, aproximadamente  $-50$  dB que la respuesta de bajo voltaje, que es aproximadamente  $-22$  dB. La respuesta de cortocircuito llega a  $0$  dB en frecuencia baja, pero vuelve a estar en línea con la respuesta de alto voltaje en frecuencias mayores.

Figura 68. **Dos respuestas de circuito abierto y una de corto circuito en autotransformador**



Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 93.

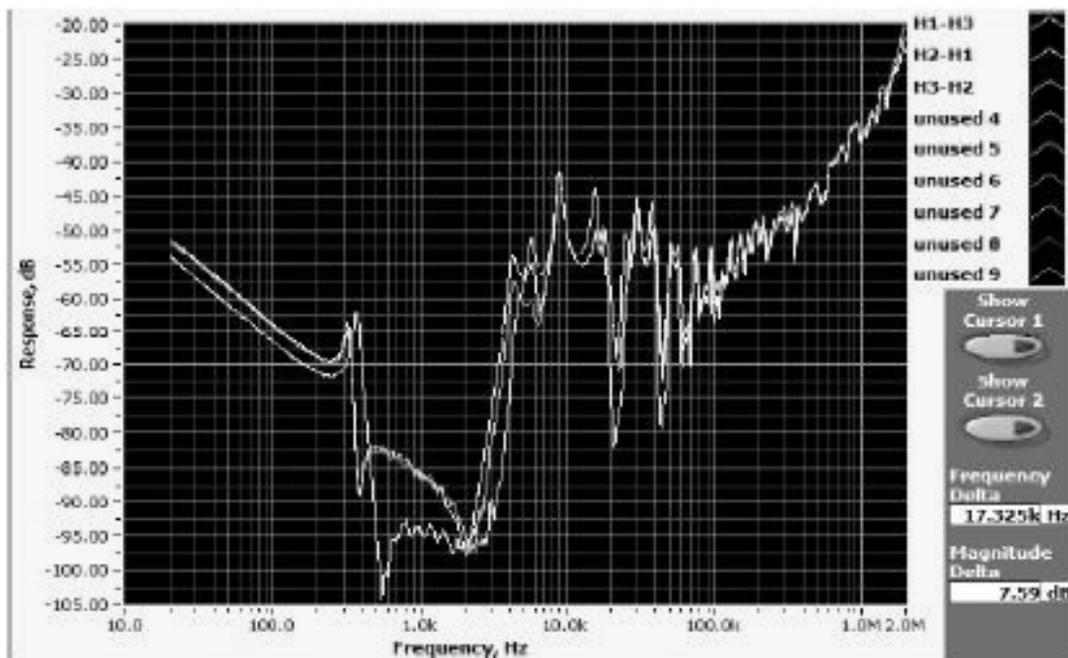
## 6.2. Respuestas de conexión trifásica Dy

La figura 69 muestra las respuestas para las tres fases de un bobinado de alto voltaje en triángulo. Ésta es una respuesta característica en frecuencias bajas:

- (a) La fase central tiene una impedancia levemente mayor (respuesta más negativa) en frecuencias bajas.
- (b) La fase central es diferente a las fases exteriores en la primera resonancia menor que 10 kHz.

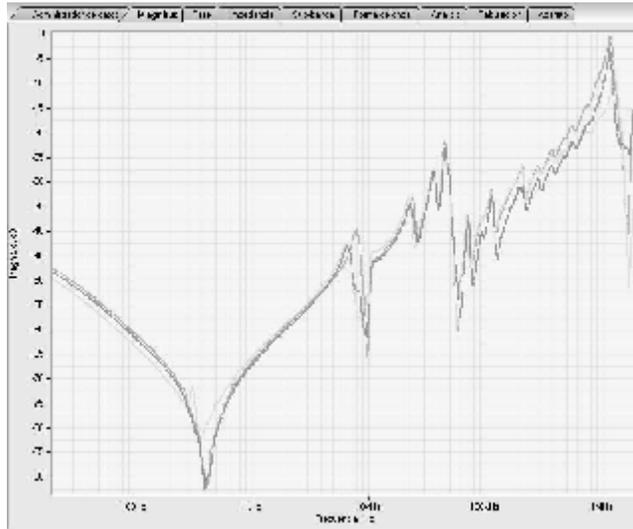
- (c) La fase central es más similar a las fases exteriores a medida que aumentamos la frecuencia.
- (d) Las tres fases tienen la misma forma básica aproximadamente mayor que 100 kHz.

Figura 69. **Respuestas para las tres fases de un bobinado de alto voltaje en triángulo**



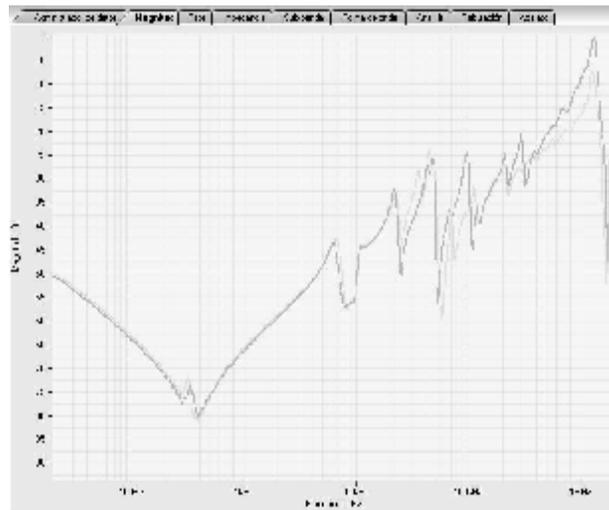
Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 94.

Figura 70. **Respuesta de magnitud, en alta tensión en circuito abierto, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA**



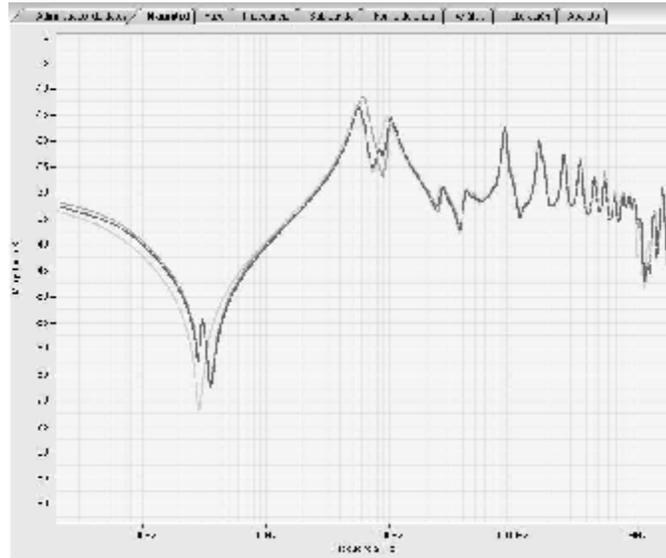
Fuente: elaboración propia.

Figura 71. **Comparación de la respuesta de magnitud, en alta tensión circuito abierto de dos transformadores conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA**



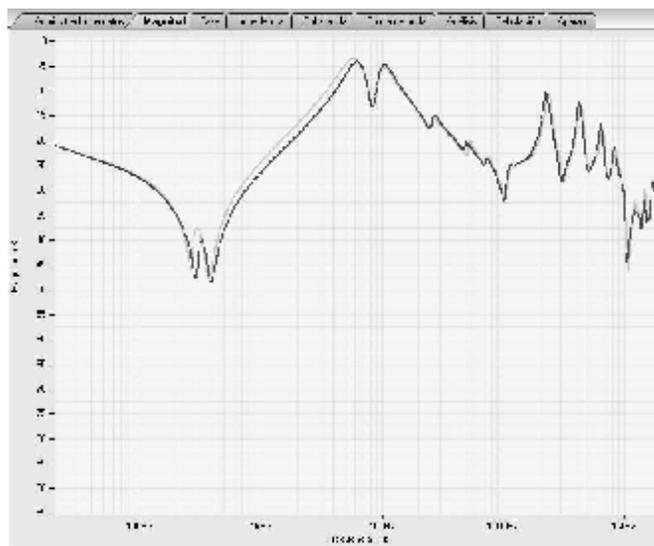
Fuente: elaboración propia.

Figura 72. **Respuesta de magnitud, en baja tensión en circuito abierto, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA**



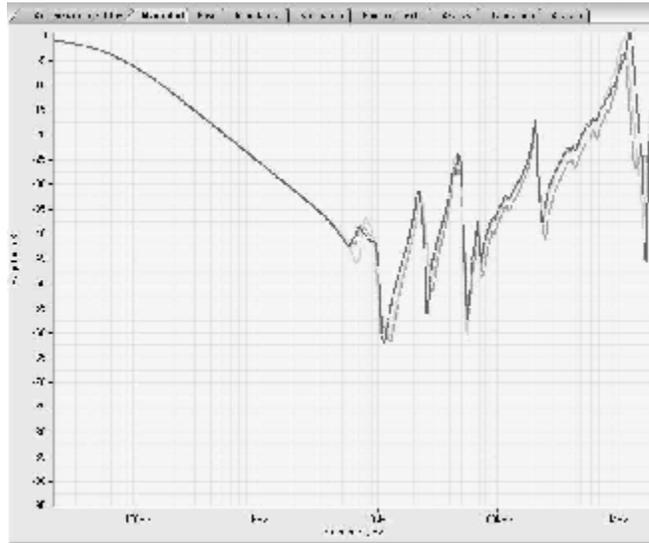
Fuente: elaboración propia.

Figura 73. **Comparación de la respuesta de magnitud, en baja tensión circuito abierto de dos transformadores conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA**



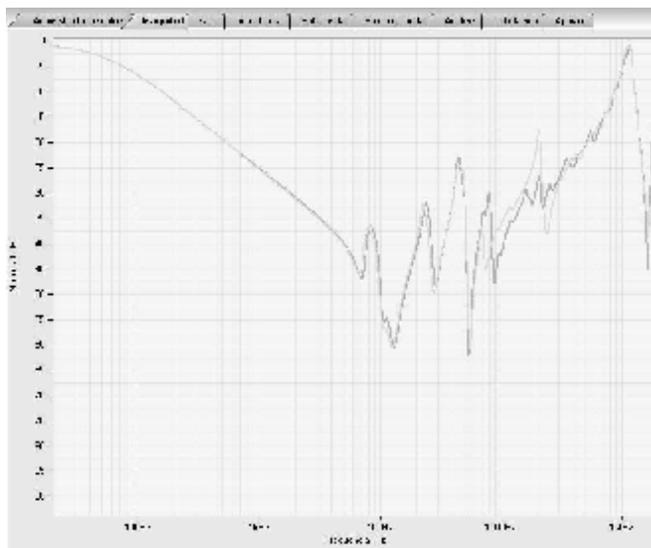
Fuente: elaboración propia.

Figura 74. **Respuesta de magnitud, en alta tensión corto circuito en baja, de las tres fases de un transformador conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA**



Fuente: elaboración propia.

Figura 75. **Comparación de la respuesta de magnitud, en alta tensión corto circuito en baja de dos transformadores conexión dY, ABB, 69 kV, 14 MVA**



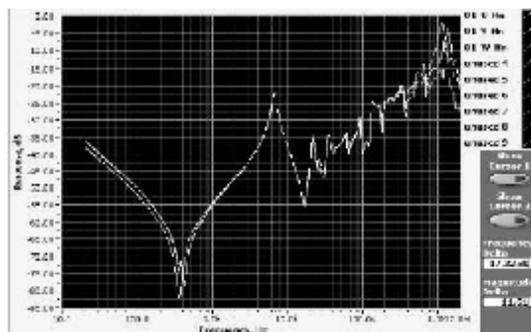
Fuente: elaboración propia.

### 6.3. Respuesta de alto voltaje en estrella

La figura 76 muestra una respuesta de bobinado de alto voltaje en estrella típica. Las tres fases muestran respuestas similares en frecuencias bajas, con las siguientes características:

- (a) La fase central tiene una impedancia levemente mayor en frecuencias bajas.
- (b) La fase central tiene una resonancia y las fases exteriores, dos resonancias aproximadamente menores que 1kHz.
- (c) Las fases exteriores son bastante similares en frecuencias bajas.
- (d) Las tres fases se vuelven a juntar a medida que aumentan las frecuencias hacia 10 kHz.
- (e) Las tres fases muestran zonas de similitud y zonas de disimilitud a lo largo del rango de frecuencia.

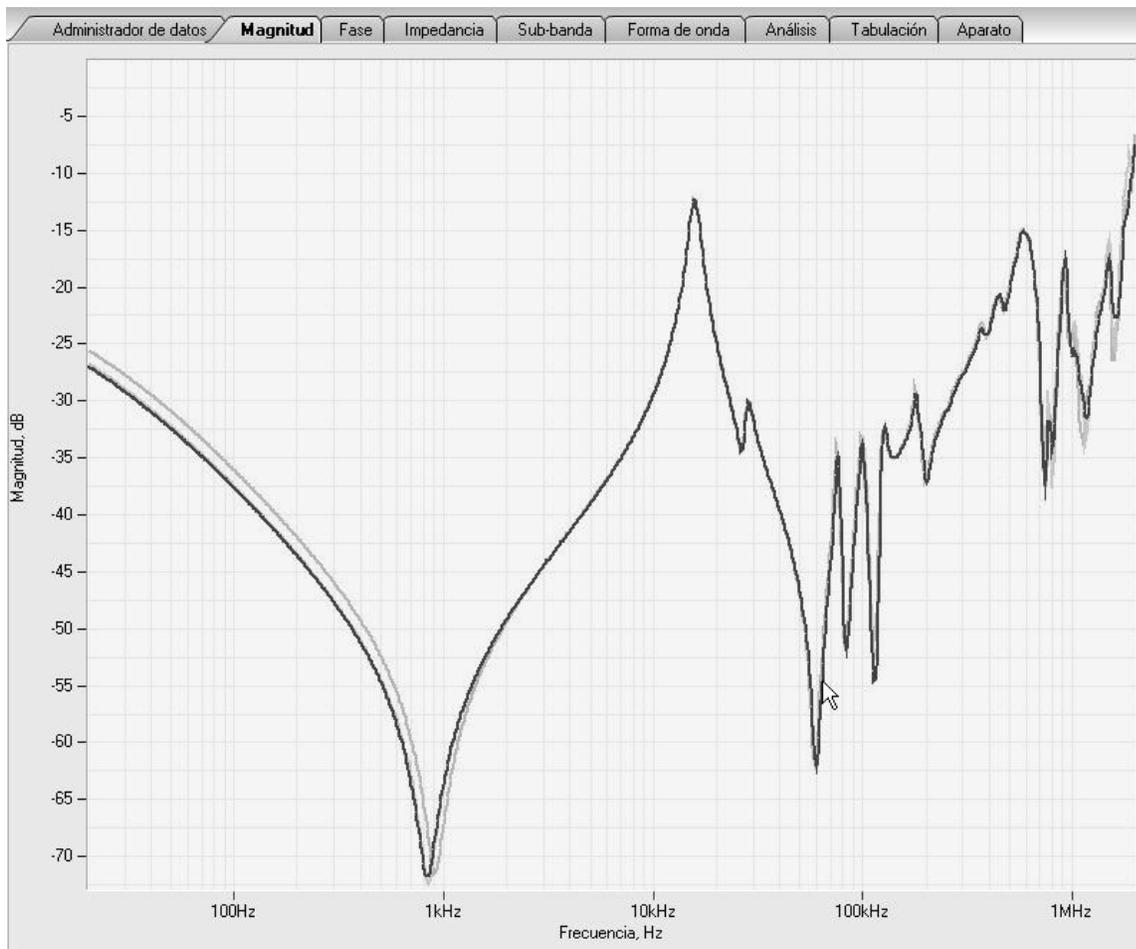
Figura 76. Respuesta de bobinado en alto voltaje en estrella



Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 95.

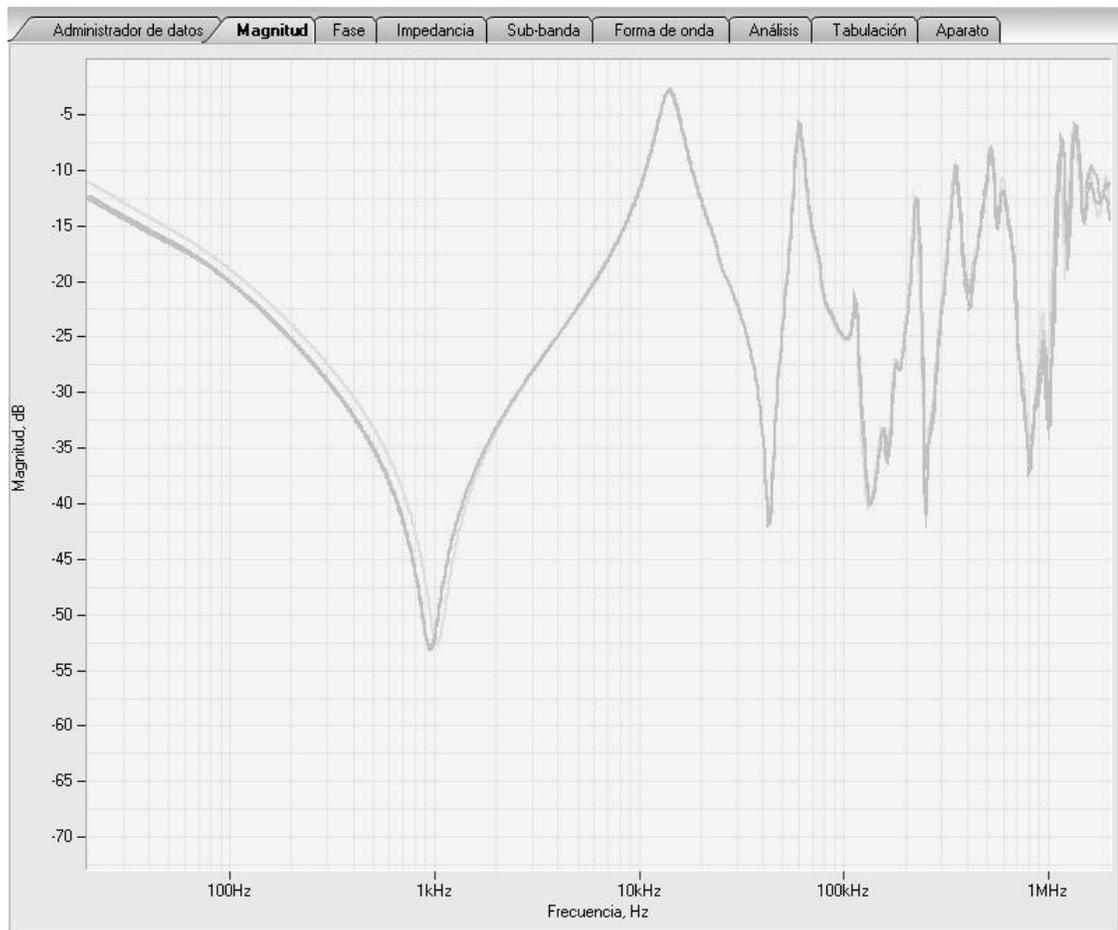
#### 6.4. Respuesta de transformador monofásico

Figura 77. **Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8kV, 25 MVA, alta tensión abierto, todo los otros terminales flotantes**



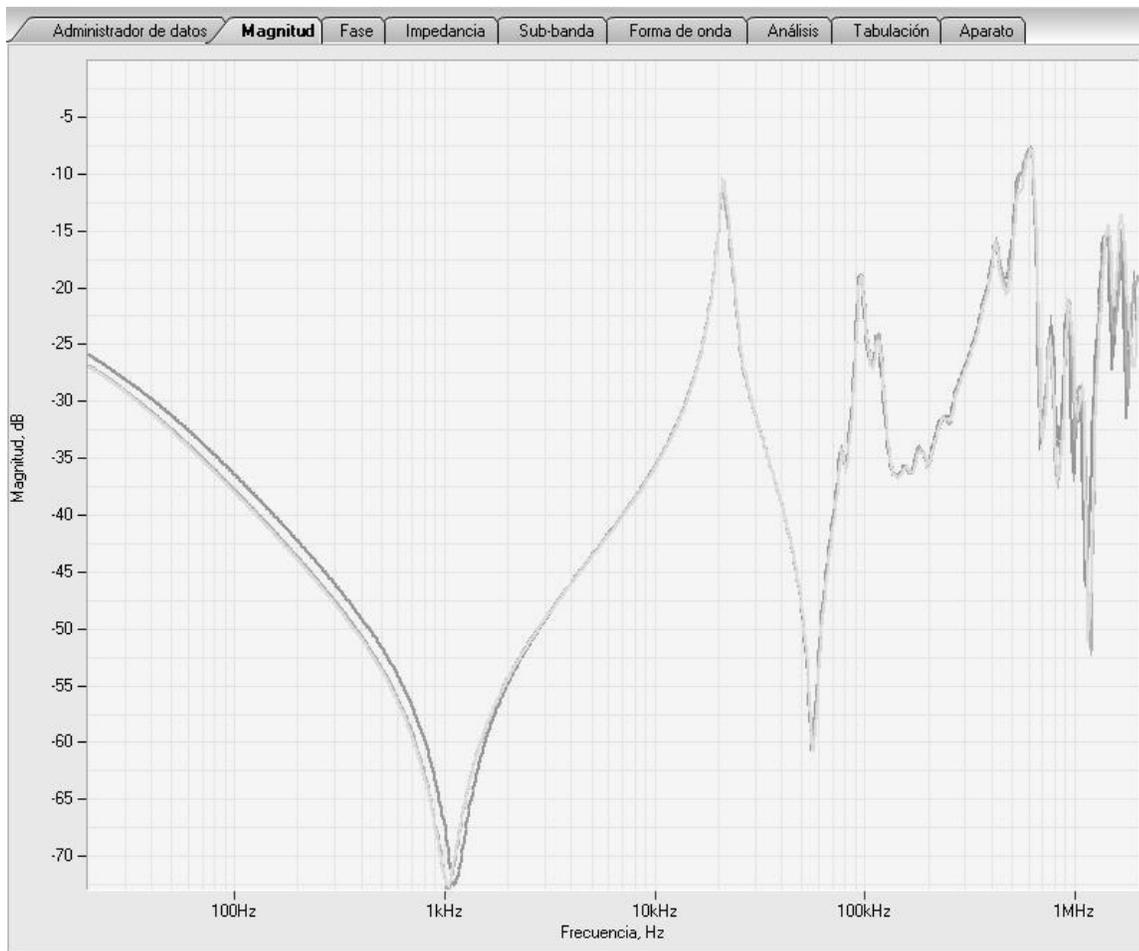
Fuente: elaboración propia.

Figura 78. **Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8kV, 25 MVA, circuito de bajo voltaje abierto, todos los otros terminales flotantes**



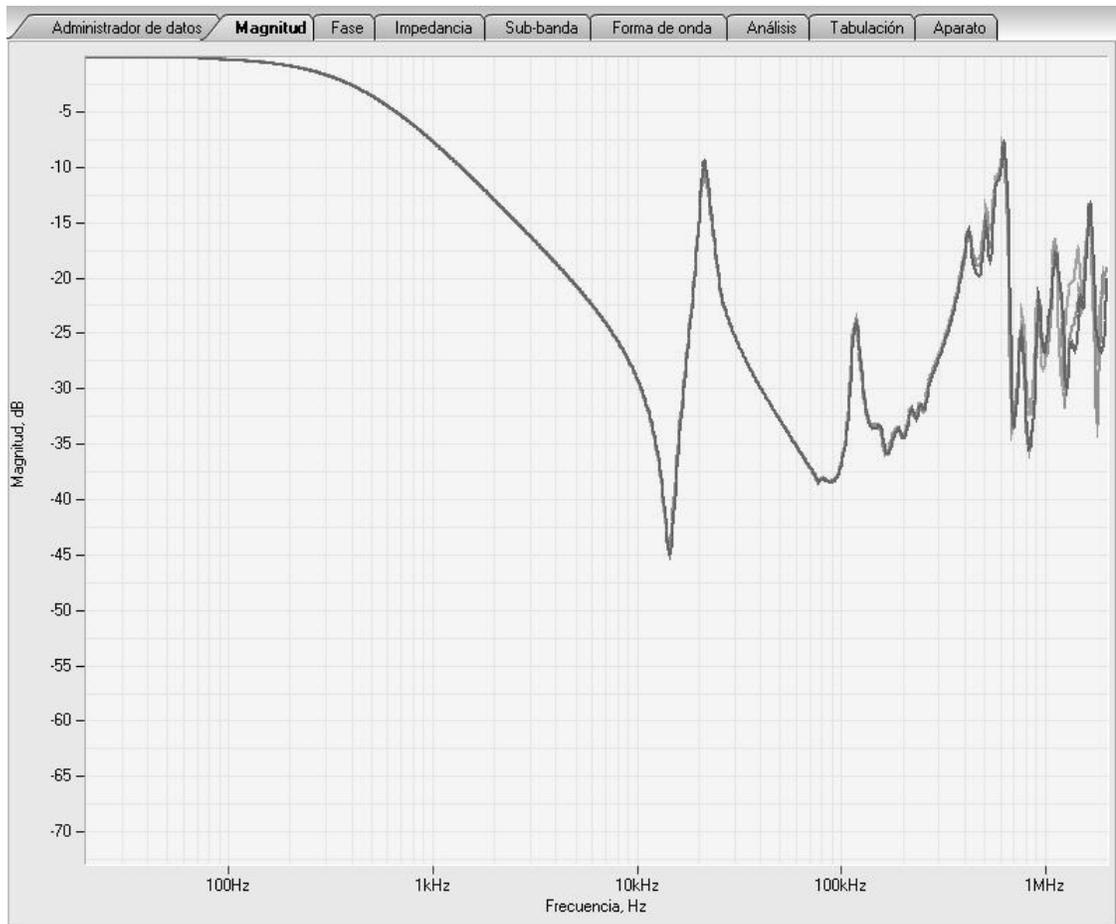
Fuente: elaboración propia.

Figura 79. **Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8kV, 25 MVA, circuito terciario abierto, todos los otros terminales flotantes**



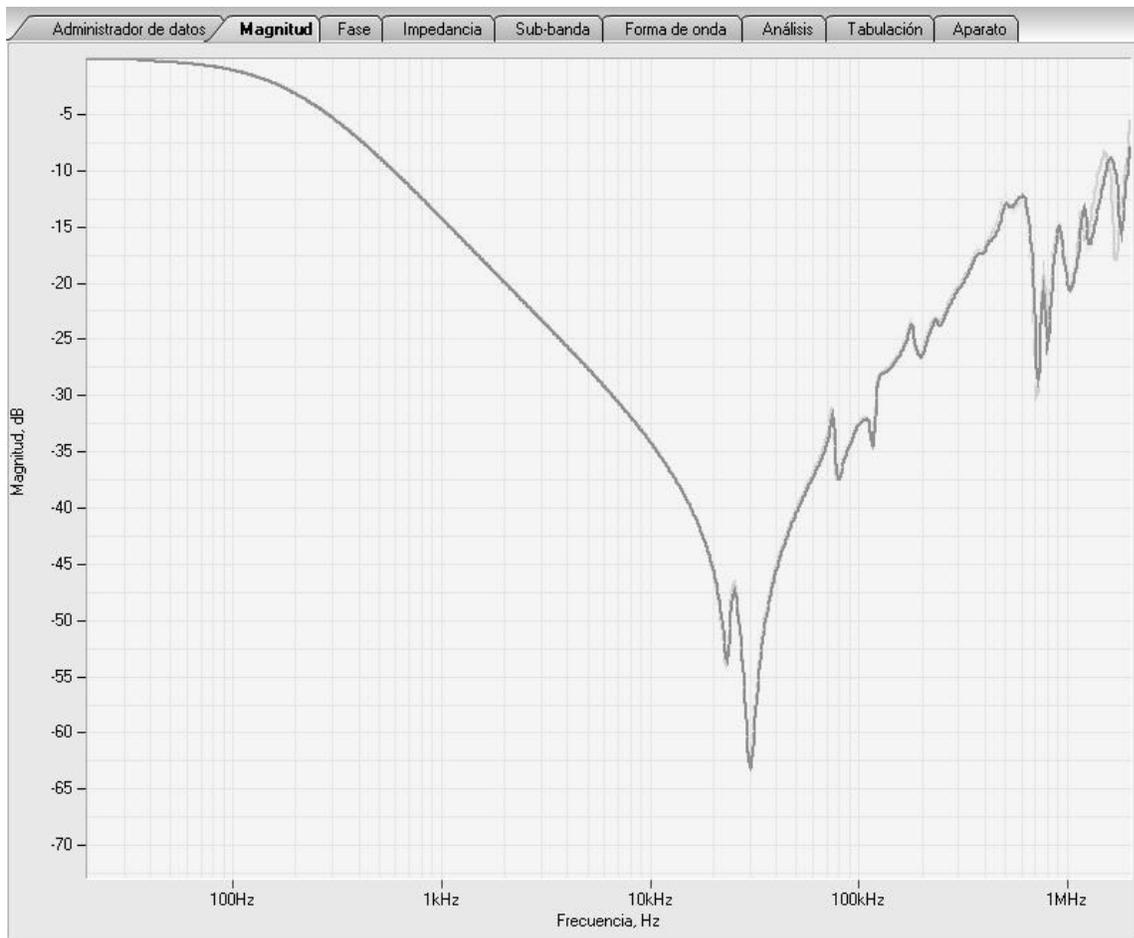
Fuente: elaboración propia.

Figura 80. **Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8kV, 25 MVA, prueba en corto circuito, alto a bajo, X1-X2-X3 en corto**



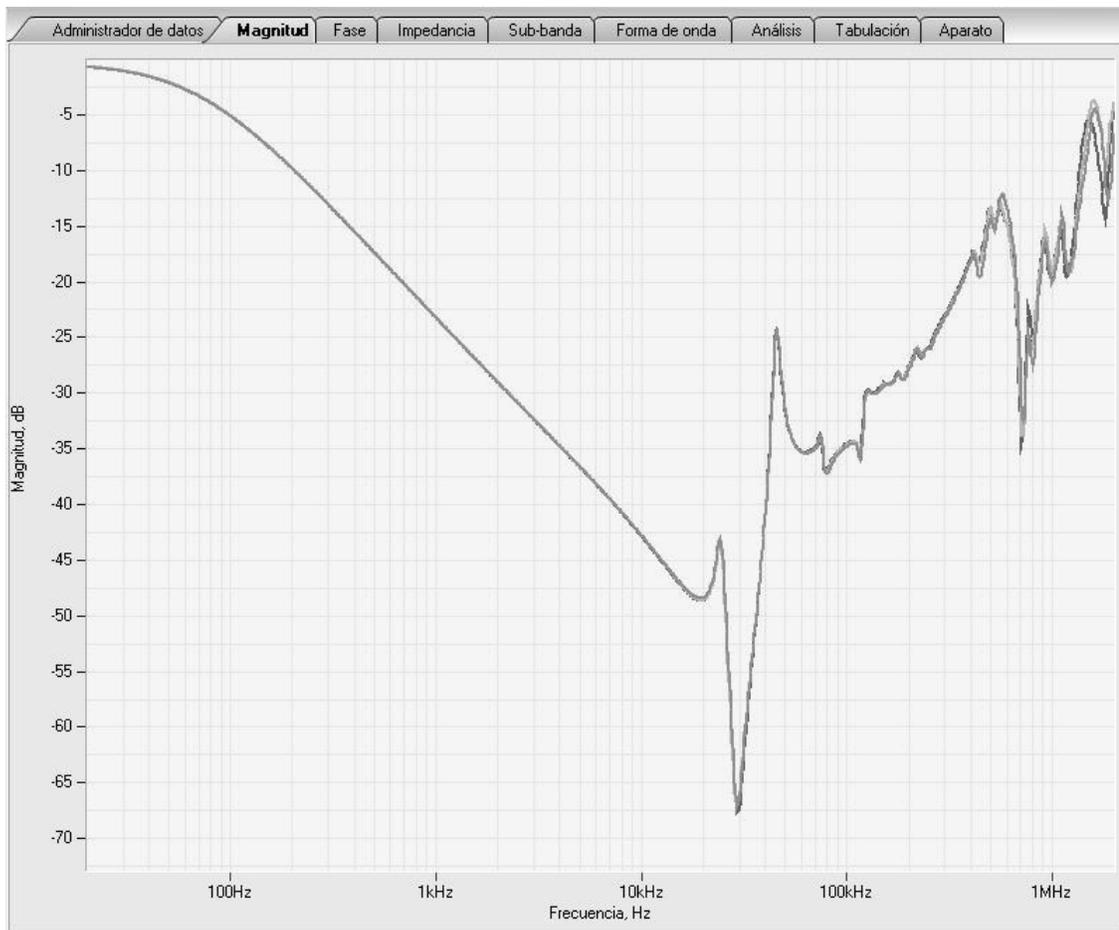
Fuente: elaboración propia.

Figura 81. **Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8kV,25 MVA, prueba en corto circuito, alto a terciario, Y1-Y2-Y3 en corto**



Fuente: elaboración propia.

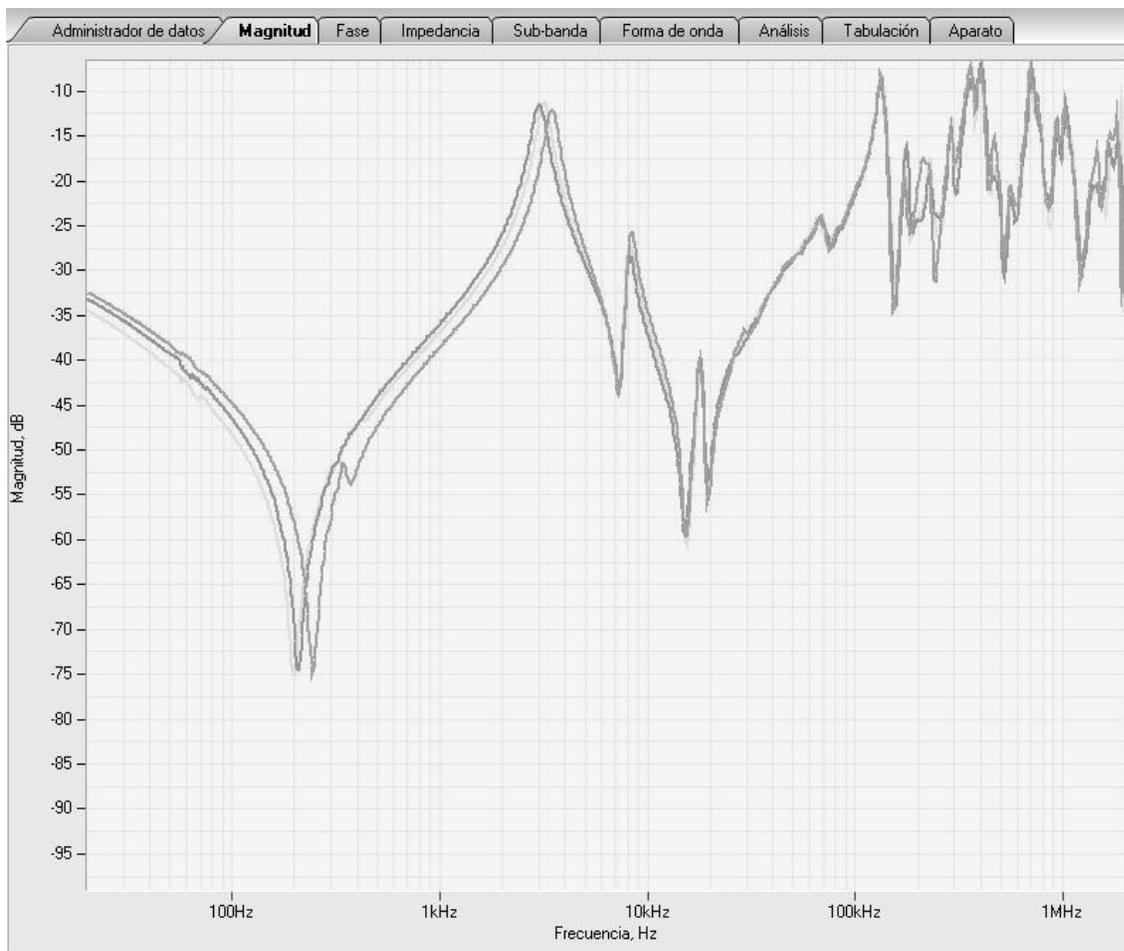
Figura 82. **Comparación de la respuesta de magnitud, de tres transformadores monofásicos marca CENEMESA de tres devanados, 69/34.5/13.8kV, 25 MVA, prueba en corto circuito, bajo a terciario, Y1-Y2-Y3 en corto**



Fuente: elaboración propia.

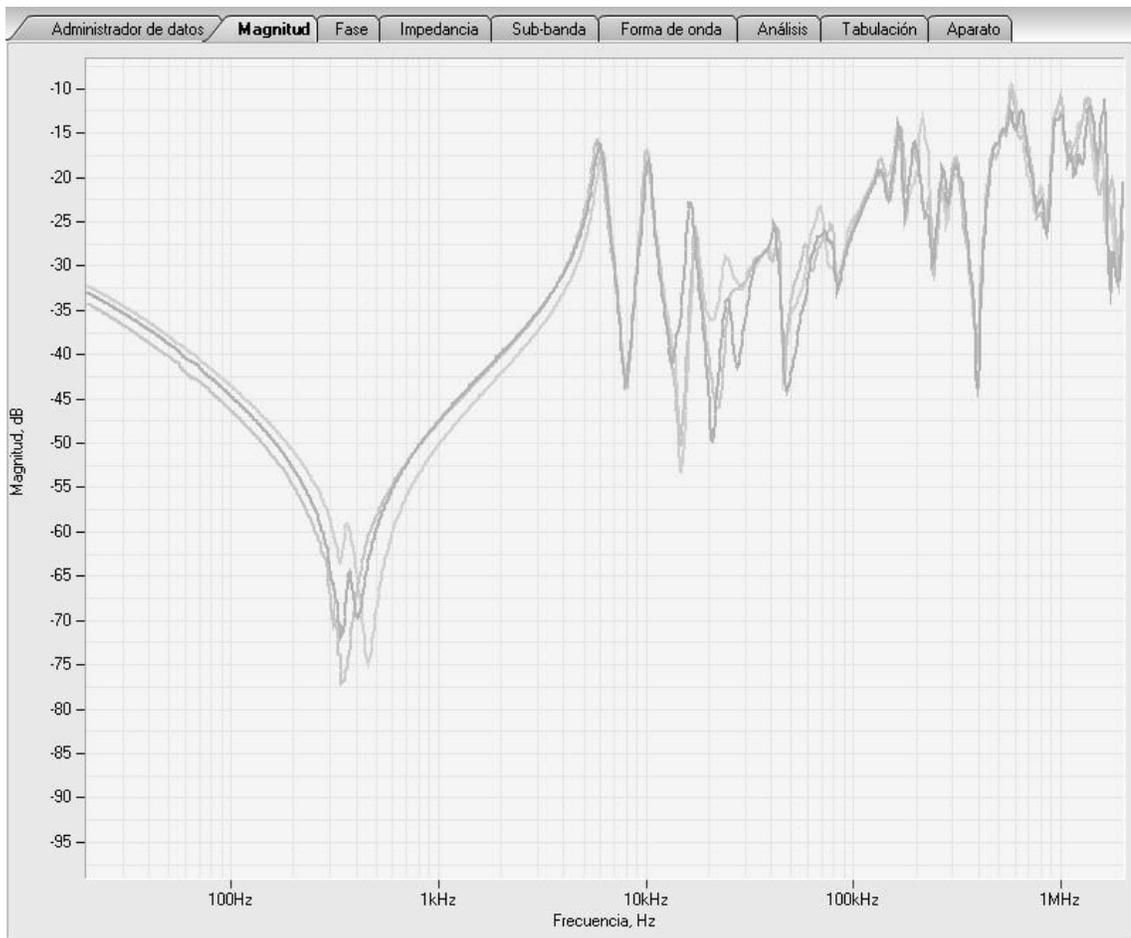
## 6.5. Respuesta de transformador monofásico

Figura 83. Respuesta de magnitud, de un transformador trifásico marca TRAFU UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8kV, 30 MVA, prueba de alta tensión en circuito abierto, los demás terminales flotantes



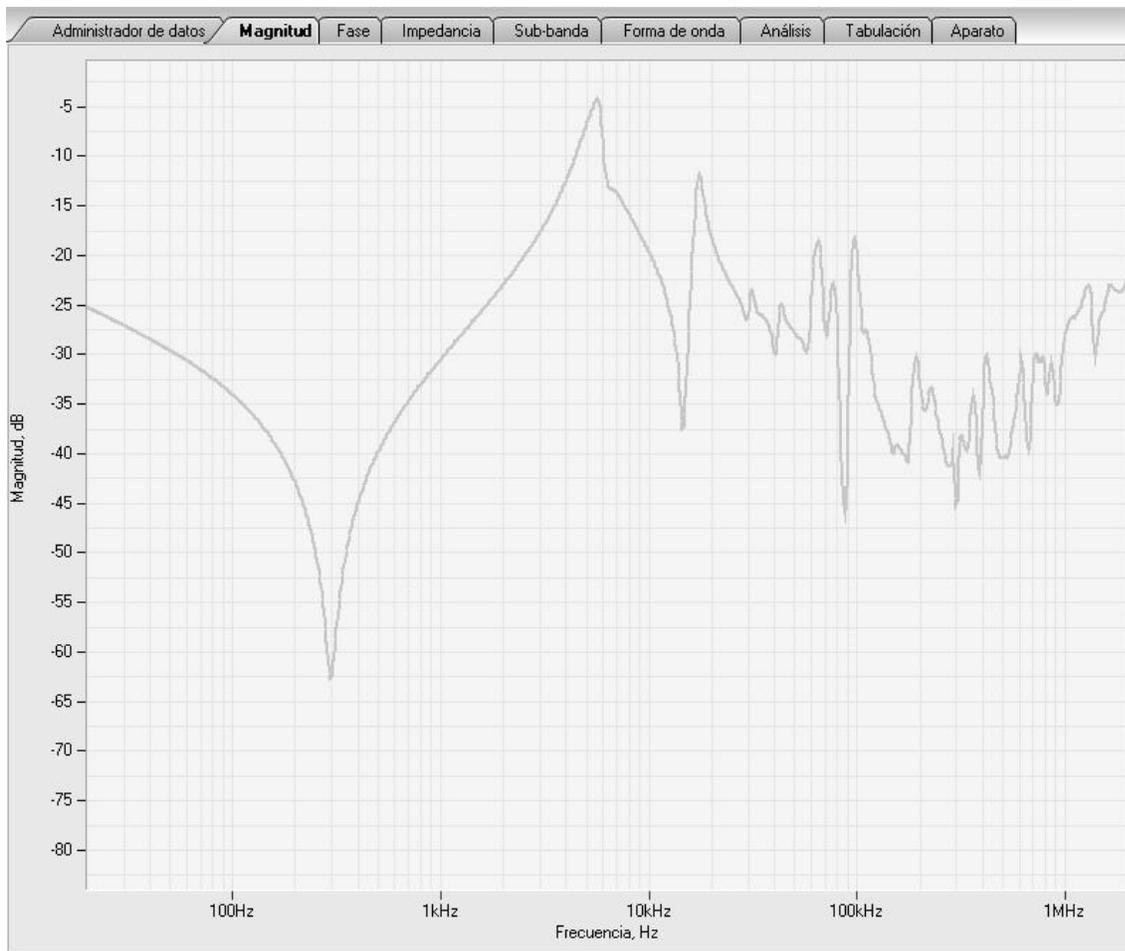
Fuente: elaboración propia.

Figura 84. **Respuesta de magnitud, de un transformador trifásico marca TRAFU UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8kV, 30 MVA, prueba de baja tensión en circuito abierto, los demás terminales flotantes**



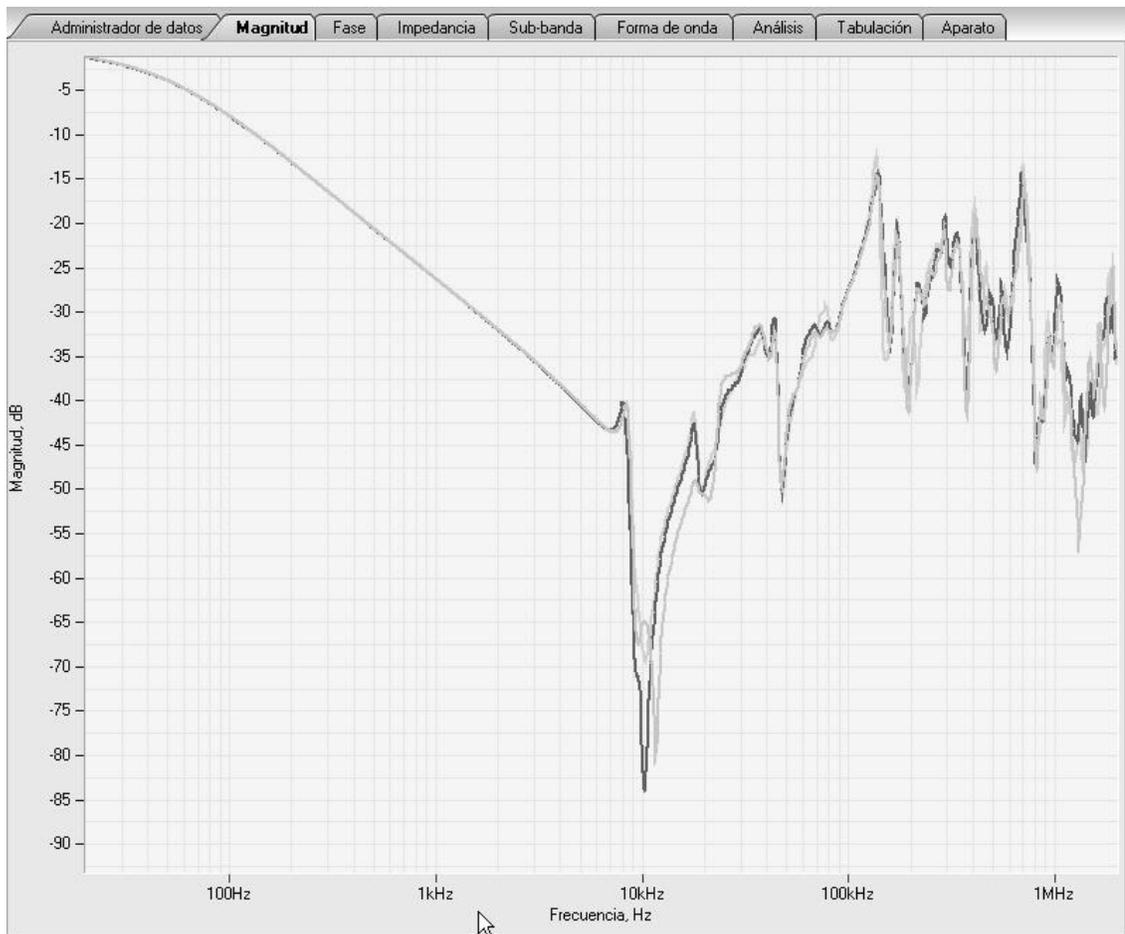
Fuente: elaboración propia.

Figura 85. **Respuesta de magnitud, de un transformador trifásico marca TRAFU UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8kV, 30 MVA, prueba de devanado terciario en circuito abierto, los demás terminales flotantes**



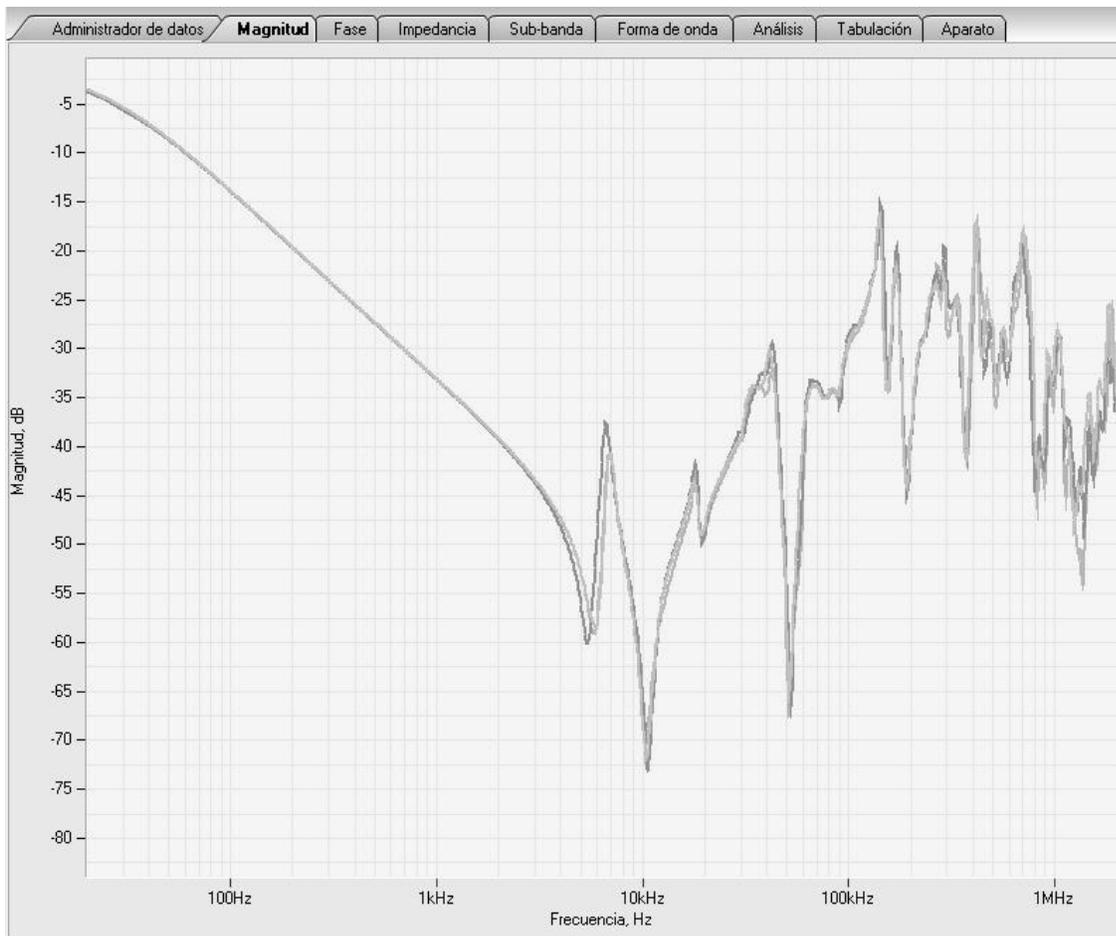
Fuente: elaboración propia.

Figura 86. **Respuesta de magnitud, de un transformador trifásico marca TRAFU UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8kV, 30 MVA, prueba de corto circuito alta a baja tensión, X1-X2-X3 en corto circuito**



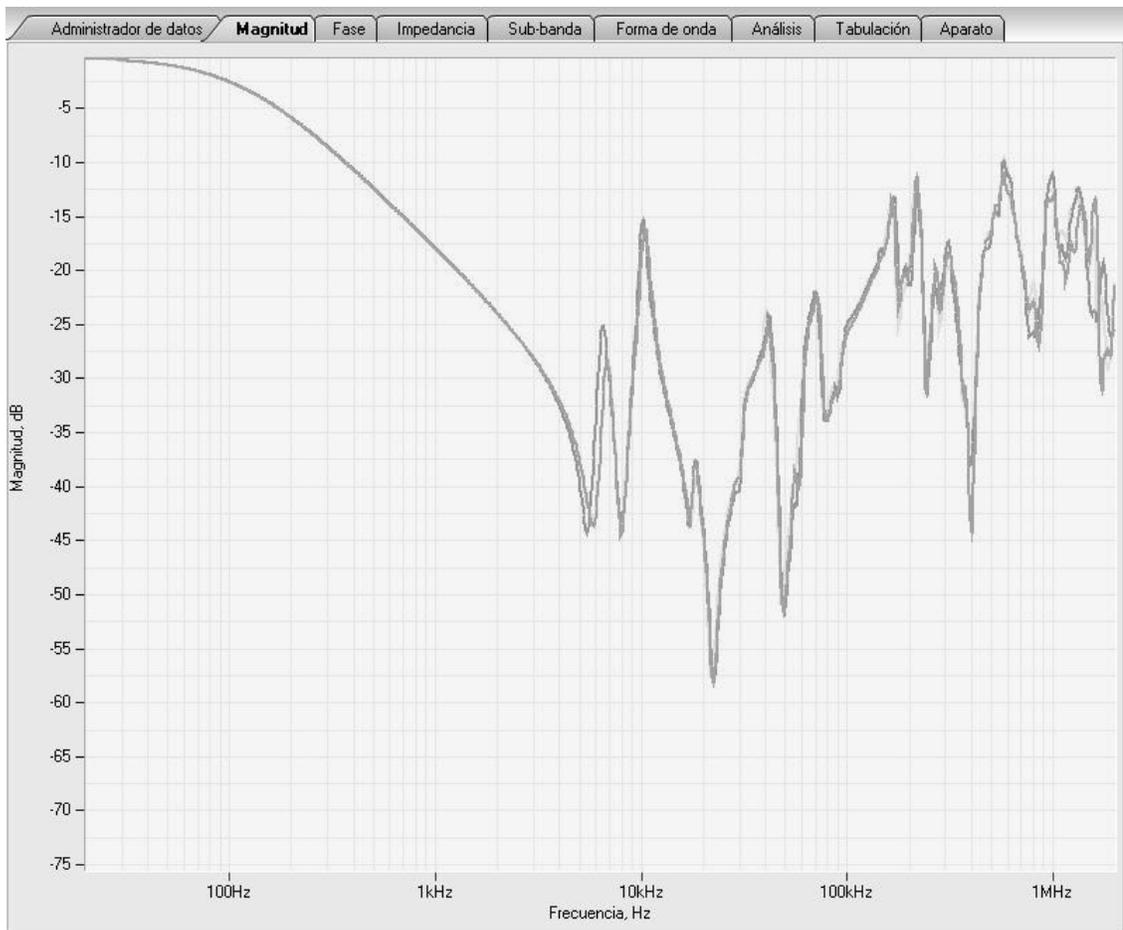
Fuente: elaboración propia.

Figura 87. **Respuesta de magnitud, de un transformador trifásico marca TRAFU UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8kV, 30 MVA, prueba de corto circuito alta tensión a devanado terciario, Y1-Y2-Y3 en corto circuito**



Fuente: elaboración propia.

Figura 88. **Respuesta de magnitud, de un transformador trifásico marca TRAFIO UNION de tres devanados YYd, 138/69/13.8kV, 30 MVA, prueba de corto circuito baja tensión a devanado terciario, Y1-Y2-Y3 en corto circuito**



Fuente: elaboración propia.



## 7. INTERPRETACIÓN DE DATOS

### 7.1. Medición de circuito abierto por fase

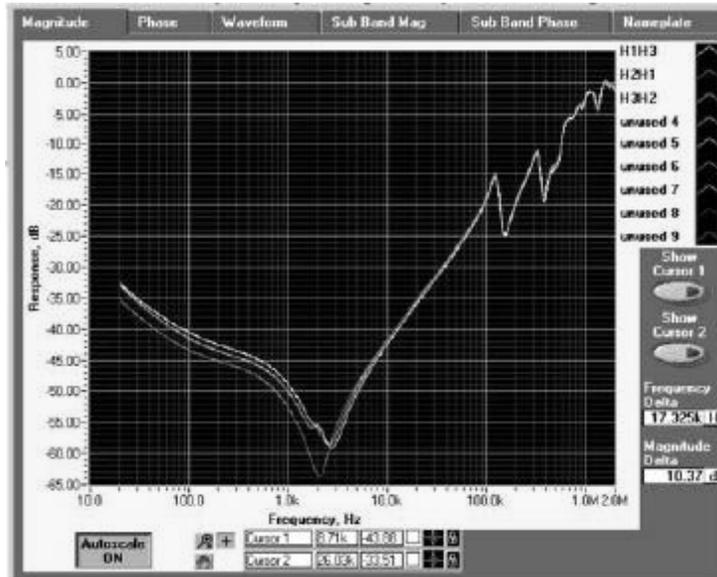
Como el nombre lo indica, la medición por fase apunta a la fase individual de un bobinado determinado.

En frecuencias bajas, la influencia de la capacitancia es insignificante y el bobinado actúa como inductor.

Por lo tanto, la atenuación (descrita por la magnitud de la función de transferencia) y el cambio de fase (descrito por la fase de la función de transferencia) de las señales sinusoidales de baja frecuencia que pasan por el bobinado las determina la naturaleza inductiva y resistiva de la red.

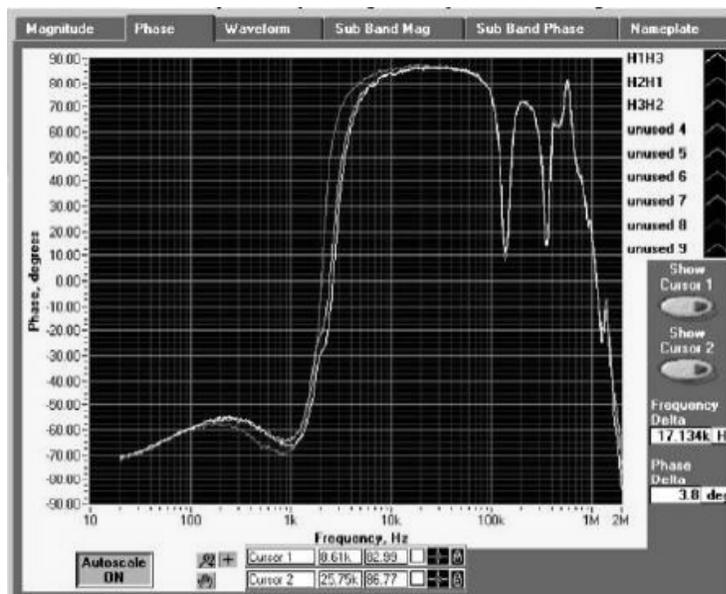
Las características inductivas las determina el circuito magnético del núcleo y las características resistivas las domina la resistencia del cable de medición de salida. Un ejemplo de la magnitud y fase de la función de transferencia para una medición por fase se muestra en la figura 89 y la figura 90.

Figura 89. **Medición por fase - magnitud**



Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 100.

Figura 90. **Medición por fase – ángulo**



Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 101.

En la figura 90 el ángulo de fase es aproximadamente de  $-80$  grados, lo que indica la naturaleza inductiva de la impedancia total (en la zona inferior a 1 kHz). Para una unidad de tipo de núcleo de tres tramos, el flujo magnético acoplado a la fase exterior (H1-H3 o H3-H2 en la figura 89) experimenta una reluctancia diferente al flujo acoplado a la fase central (H2-H1 en la figura 89). Por lo tanto, las trazas de magnitud correspondientes, en el rango de baja frecuencia, son también diferentes, es decir, las trazas para las dos fases exteriores están correlacionadas y se separan de la traza de la fase central. La presencia de magnetismo residual puede afectar la relación entre las trazas. Éste es el mismo fenómeno que, durante la medición de la pérdida y corriente de excitación, crea un modelo de dos lecturas altas similares y una lectura baja en condiciones normales, además de un modelo distorsionado cuando existe magnetismo residual.

A medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada, los efectos capacitivos empiezan a dominar y el ángulo de fase se acerca rápidamente a los  $+90$  grados (en la zona por encima de 1 kHz). En este momento, la atenuación y el cambio de fase de las señales sinusoidales de alta frecuencia que pasan por el bobinado están determinados por la naturaleza inductiva y capacitiva de la red. Sin embargo, en la zona de alta frecuencia, las características inductivas las determina el acoplamiento de flujo de las fugas y las características capacitivas las determinan varios elementos de capacitancia asociados a cambios individuales. La característica de propagación del bobinado se torna compleja como resultado de las resonancias magnéticas encontradas en el rango de alta frecuencia.

Sin embargo, debido a que las respuestas del bobinado se vuelven menos dependientes en el circuito magnético del núcleo, las trazas de las tres fases convergen y se vuelven similares. A medida que la frecuencia aumenta

aún más (sobre 100 kHz en la figura 90), las señales sinusoidales se desplazan principalmente por fuera del bobinado y reflejan los otros elementos que se encuentran en el transformador, por ej., cables, aislamiento de soporte, etc. La magnitud y la fase de la función de transferencia en esa zona de frecuencia están influenciadas por la naturaleza inductiva, capacitiva y resistiva de estos elementos.

Aunque la mayoría de las respuestas de magnitud de baja frecuencia muestran una forma típica, no existen respuestas de forma típica en la zona de alta frecuencia. Estas formas varían mucho dependiendo del diseño de la unidad. Por lo tanto, los rangos de frecuencia que se indican en la descripción de la figura 89 y la figura 90, son diferentes para unidades diferentes.

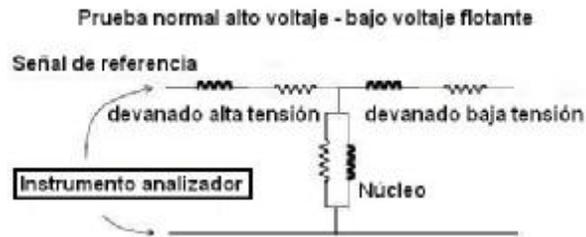
## **7.2. Medición de cortocircuito**

El objetivo de esta medición es permitir la comparación directa entre las tres fases de un transformador trifásico en donde no existen mediciones anteriores.

Al realizar una medición en un bobinado con otro bobinado cortocircuitado, se elimina el efecto del núcleo en frecuencias bajas. La respuesta resultante es la de un inductor grande sin núcleo. Las respuestas para las tres fases deben ser bastante similares en frecuencias bajas.

La teoría detrás de la medición de cortocircuito es clara. Cualquier transformador de dos bobinados se puede modelar en frecuencias bajas, mediante un simple modelo en T, como se muestra en la figura 91.

Figura 91. **Modelo T de bobinado de transformador**

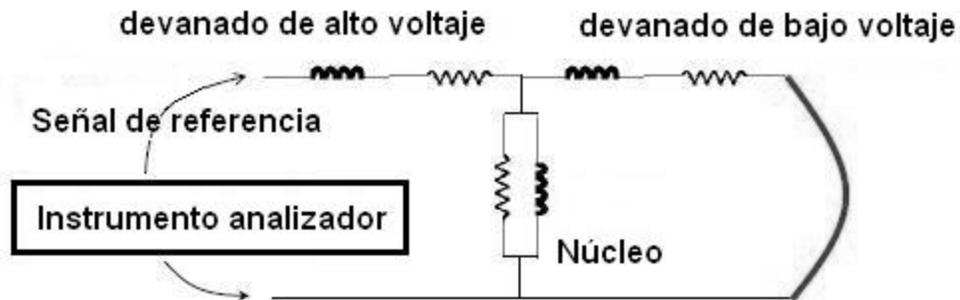


Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 102.

La impedancia del bobinado es pequeña, mientras que la impedancia del núcleo a la conexión a tierra es extremadamente alta. Esto significa que para cualquier señal de entrada, la respuesta la domina el núcleo. Al agregar un cortocircuito al lado de bajo voltaje, se elimina el efecto del núcleo y la respuesta la dominan los bobinados, que son en su mayoría, inductores en frecuencia baja. La respuesta de un inductor es tener una respuesta de db baja en frecuencia baja con una reducción inductiva progresiva a medida que aumente la frecuencia, como se muestra en la figura 92

Figura 92 **Modelo T en cortocircuito de bajo voltaje**

Prueba normal en alta tensión con baja tensión flotante



Fuente: Doble Engineering. Doble SFRA guía de usuario. p. 102.

Las tres fases de un transformador tienen inductancias de bobinado similares, lo que significa que sus respuestas debieran ser similares.

### **7.3. Análisis de datos de prueba**

Entre los temas referentes al análisis de los datos de prueba se encuentran:

- (a) Medición inicial
- (b) Medición posterior
- (c) Otras mediciones de diagnóstico

#### **7.3.1. Medición inicial**

El análisis de los datos obtenidos con un instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia se basa sólo en una comparación subjetiva de las trazas. Para la medición inicial, las trazas se analizan para observar los cambios entre las respuestas de las tres fases del mismo transformador y para los cambios entre las respuestas de transformadores del mismo diseño. Obviamente, para una unidad de una sola fase, sólo es válida la última comparación. La existencia de nuevas funciones o los cambios importantes de la frecuencia de resonancia son causa de alerta.

Cuando los bobinados con toma están involucrados, es útil realizar mediciones en al menos dos posiciones de tomas, para evaluar si las diferencias en la traza se originan de las secciones con toma o sin toma del bobinado.

Cuando se interpretan las diferencias observadas entre fases, se debe tener en cuenta que para muchos bobinados pueden existir diferencias pequeñas de diseño asociadas a la disposición de conexiones internas entre bobinados, boquillas y cambiadores de tomas. Estas diferencias pueden introducir pequeñas diferencias entre fases en la respuesta de la frecuencia. Por lo tanto, para la medición inicial, si se observan diferencias pequeñas entre las fases, no es posible sacar una conclusión precisa sobre la presencia de deformación en el bobinado. Afortunadamente, las respuestas obtenidas para unidades del mismo diseño se pueden utilizar frecuentemente como datos de referencia para las mismas.

Las mediciones de cortocircuito permiten la comparación directa fase con fase de un transformador trifásico.

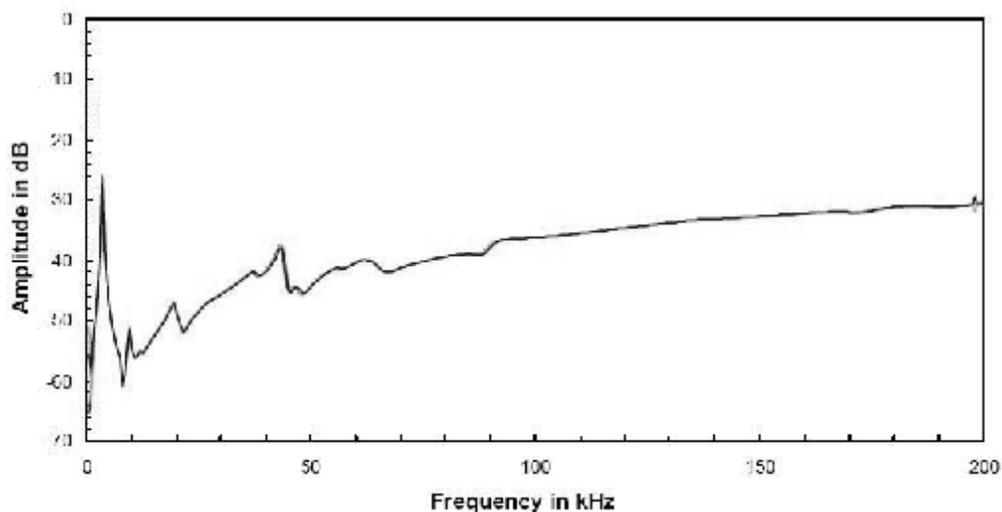
### **7.3.2. Medición posterior**

Para una medición posterior, las trazas se analizan para detectar cambios existentes entre la respuesta inicial y la respuesta posterior. Las consideraciones descritas para la medición inicial también se aplican a este caso. Cualquier variación en la respuesta entre una medición inicial y una medición posterior se debe tratar con precaución. Las variaciones de frecuencia baja normalmente están relacionadas con los efectos del núcleo, lo que incluye el magnetismo residual, que puede proporcionar variación entre las respuestas. Las frecuencias mayores, superiores a 1 MHz, también se pueden ver afectadas por la calidad de la conexión a tierra; esto es lo suficientemente fácil de identificar, pero se debe considerar como causa de variación.

Las respuestas que se obtienen con un instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia en mediciones posteriores se basan en que el comportamiento del espécimen bajo análisis debe mantenerse invariable a lo largo del tiempo, aún si se cambia el equipo de prueba, los cables de conexión, el operador y el clima. Se pueden aceptar pequeñas diferencias en las trazas, ya que en el rango de frecuencias debajo de 10 kHz el magnetismo remanente puede afectar los resultados. Solamente serán motivos de alarma diferencias extremas en las trazas.

### 7.3.2.1. Una misma fase medida en tres años distintos

Figura 93. Una misma fase medida en tres años distintos



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Repetibilidad. p. 8.

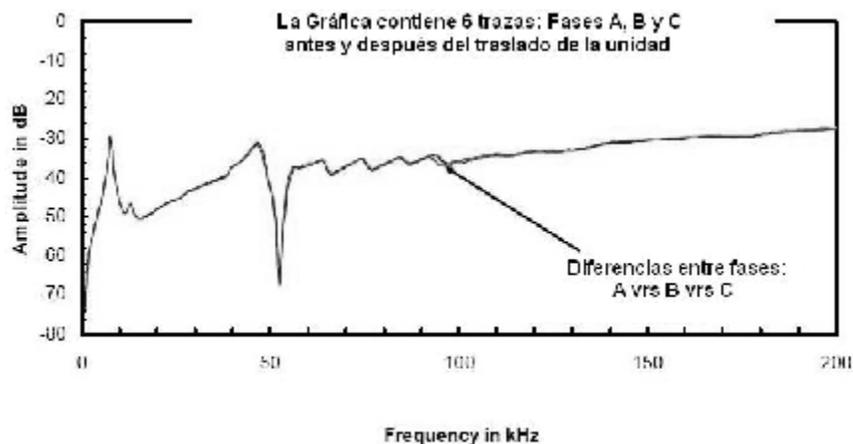
- (a) La superposición de las tres trazas es evidente para cada uno de los tres ensayos.
- (b) El resultado es una evidencia concreta de que el espécimen bajo prueba no ha sufrido distorsión o corrimiento del núcleo.

### 7.3.2.2. Medición después de mover el transformador

Cuando se hace necesario mover una unidad de una localización geográfica a otra, el análisis a la respuesta del barrido de frecuencia se realiza para garantizar que el equipo no ha sufrido desplazamientos internos que pudieran ocasionar los movimientos con la grúa o golpes sufridos durante el desplazamiento de la unidad.

A continuación se presentan los resultados obtenidos de un transformador que fue trasladado y al cual se le realizaron pruebas antes y después de la operación.

Figura 94. Medición antes y después de un traslado de unidad



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Relocación. p. 8.

No hay diferencias sustanciales después del traslado de la unidad:

- (a) Los resultados no muestran diferencias sustanciales.
- (b) Las pequeñas diferencias que se observan entre fases en la prueba a 100 kHz son normalmente esperadas y no son señal de alarma.

- (c) La similitud de las trazas son fuerte evidencia de que el transformador no sufrió movimientos internos durante el traslado

### 7.3.3. Otras mediciones de diagnóstico

Es esencial comprender la importancia de cada medición y conocer los modos de fallo asociados para lograr una investigación de diagnóstico exitosa. La tabla XVII, pruebas de diagnóstico, relaciona los modos de fallo típicos con varias mediciones de diagnóstico. Esta tabla muestra también que no existe un único método que solucione la gran cantidad de problemas que se producen en los transformadores.

Tabla XVIII. Pruebas de diagnóstico

Mecanismo de fallo	Modo de fallo	Medición de diagnóstico
<b>Bobinados</b> Fuerzas electromagnéticas causadas por condiciones de sobrecarga que cambian la geometría del bobinado y la reactancia de fugas medida.	Distorsión del bobinado	Respuesta al barrido de frecuencia Reactancia de dispersión
<b>Bobinados</b> Fallo en el aislamiento que crea un circuito acoplado a un flujo principal. La corriente de circulación resultante crea un componente de carga en la pérdida y corriente de excitación medida.	Fallo en el bobinado entre espiras: a) Se produce un cortocircuito completo en una o varias espiras. b) Se produce un cortocircuito en dos o más filamentos paralelos de distintas espiras.	Respuesta al barrido de frecuencia Corriente de excitación
<b>Núcleo</b> El movimiento o sobreexcitación del sistema magnético crea un circuito acoplado con el flujo principal. La corriente de circulación resultante crea una componente de carga en la pérdida y en la corriente de excitación medida.	Recalentamiento debido a corrientes de circulación (anormal) en el núcleo, a componentes de fijación y a través de varias conexiones a tierra del núcleo.	Respuesta al barrido de frecuencia Corriente de excitación

Fuente: Doble Engineering. Guía rápida de inicio de Doble SFRA. p. 104.

#### 7.4. Colapso axial

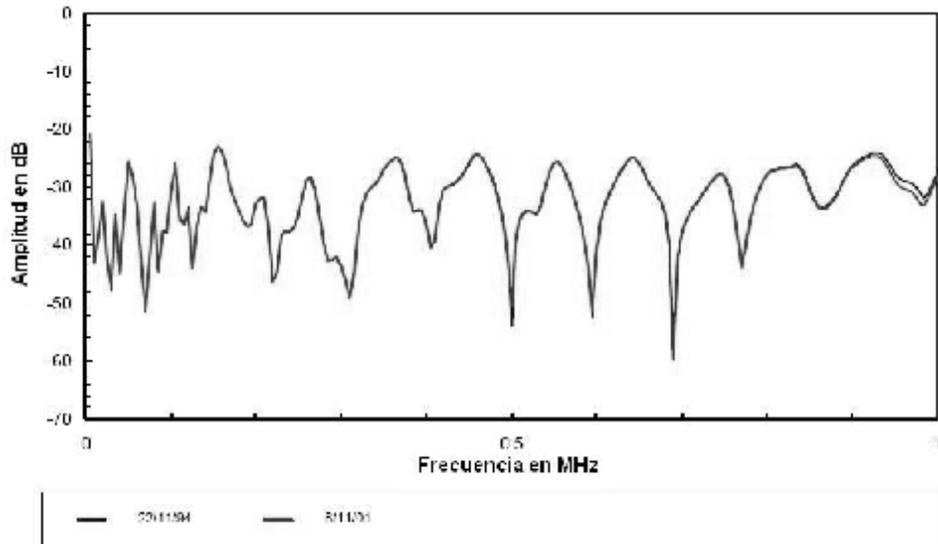
Esta avería se produce en el núcleo interno de un transformador a causa de fuerzas axiales excesivas durante una falla, el devanado de una fase puede cambiar su forma geométrica en relación con otra, puede ocurrir una emanación de gas, la integridad del equipo queda afectada, la ocurrencia de un fallo grave puede suceder si el transformador continua en servicio.

Figura 95. Colapso axial



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Colapso Axial. p. 4.

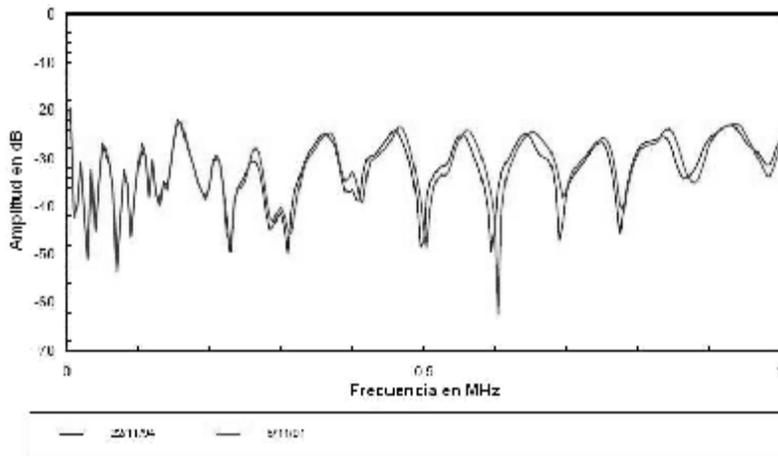
Figura 96. **Respuesta en dos años distintos**



El análisis no revela averías en el equipo

Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Colapso axial. p. 8.

Figura 97. **Respuesta de colapso axial**



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Colapso axial. p. 9.

El colapso axial se manifiesta con corrimiento hacia la derecha.

- (a) El análisis de respuesta al barrido de frecuencia proporciona una respuesta característica ante un colapso axial.
- (b) No es posible revelar problemas de colapso axial en el rango de bajas frecuencias.
- (c) La variación en el rango de altas frecuencias se relaciona con un movimiento de los devanados.
- (d) El corrimiento hacia la derecha significa una reducción en los componentes LC de la fase afectada.

### 7.5. Falla de montaje

Resulta de ocasionar movimientos bruscos al transformador, los devanados internos cambian y rompen los elementos de la carcaza, dañando asimismo los devanados por fase. Esto puede ocasionar producción de gas. La integridad del transformador queda reducida disminuyendo su capacidad para soportar fallas posteriores. Aunque físicamente el equipo resulte dañado, es posible mantenerlo en servicio ya que eléctricamente funcionara correctamente.

Figura 98. **Falla de montaje**



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Falla de montaje. p. 4.

## 7.6 . Falla en bushing

Respuesta al barrido de frecuencia de un transformador en el cual ocurrió una grave falla en un bushing de alta tensión, comparando las respuestas con otra unidad con número de serie consecutivo, el análisis se realiza para descartar que la avería del bushing ocasione movimientos en el núcleo.

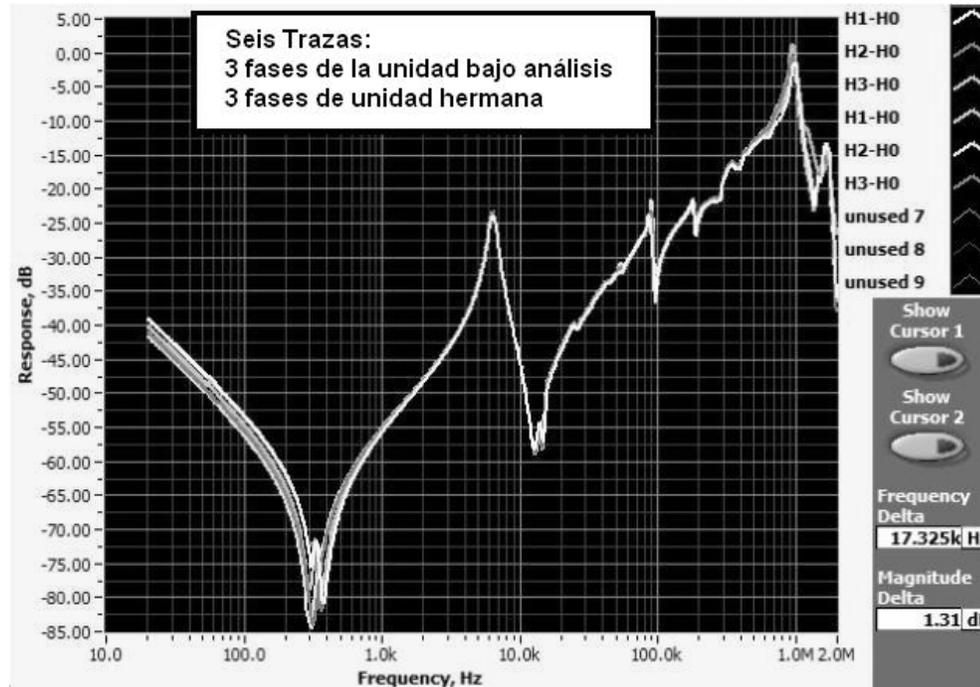
Figura 99. Falla en bushing



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Falla en *bushing*. p. 4.

Pruebas por fase de la unidad bajo inspección.

Figura 100. Comparación entre unidades hermanas



Fuente: . Doble Engineering. SFRA centro de recursosFalla en *bushing*. p. 5.

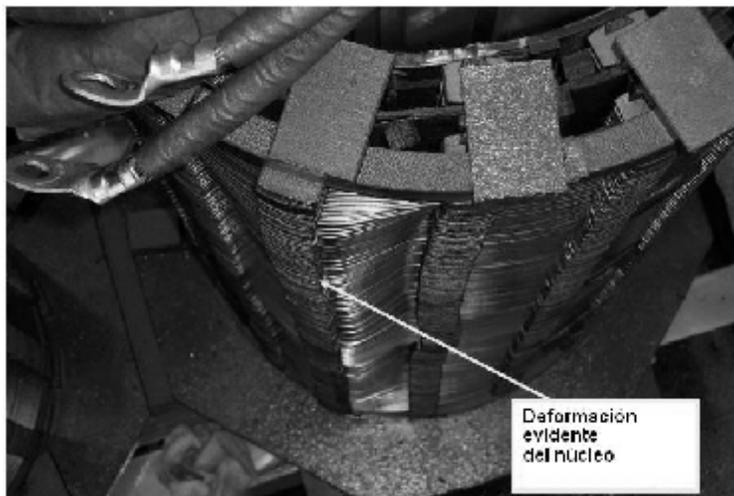
- (a) El análisis muestra pequeñas diferencias entre fases de la unidad bajo análisis.
- (b) Se aprecia un comportamiento similar en la unidad hermana, la cual no a sufrido daños.
- (c) Se puede concluir que las respuestas de ambas unidades son normales, y las diferencias están relacionadas con características de diseño y construcción de los transformadores.

No se encontraron evidencias de desplazamiento del núcleo debido a la falla del bushing en la unidad bajo análisis.

## 7.7. Distorsión del núcleo

Una distorsión del núcleo falla se produce en el transformador debido a fuerzas de compresión excesivas que ocurren durante una falla. El núcleo sufre alteraciones en su geometría original deformándose, sin llegar a fracturas en el núcleo. Puede resultar una emisión de gases. La unidad puede mantenerse en operación pero la integridad del transformador puede verse comprometida.

Figura 101. **Distorsión del núcleo**



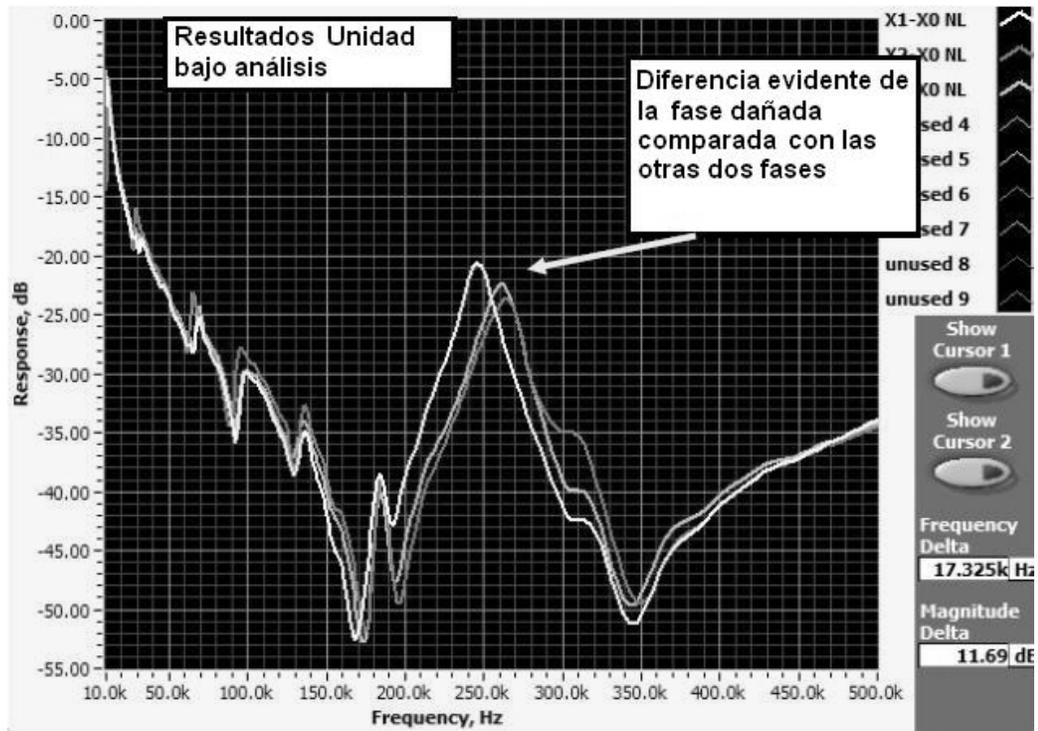
Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Distorsión del núcleo. p. 5.

Este tipo de averías puede ser detectado sin abrir el transformador por medio de las pruebas de Corriente de Excitación, Relación de Transformación, Reactancia de dispersión, Análisis de respuesta al barrido de frecuencia tanto en la prueba de circuito abierto como de corto circuito.

Los resultados siguientes son de una unidad en servicio, con deformación sin fracturas, se puede notar la diferencia de la respuesta normal en el rango de alta frecuencia, la diferencia en la respuesta del análisis en la prueba de corto circuito se manifiesta con un incremento de la impedancia.

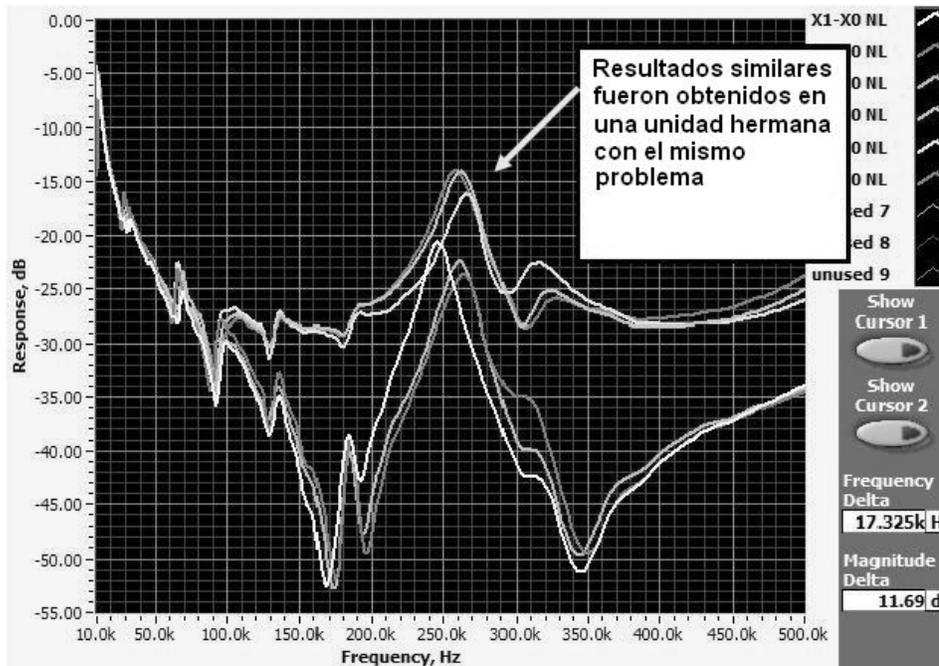
Se comparan los resultados con los obtenidos con otra unidad con el mismo defecto en dos de sus fases.

Figura 102. Respuestas con distorsión en el núcleo



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Distorsión del núcleo. p. 8.

Figura 103. Comparación con otra unidad con distorsión en el núcleo



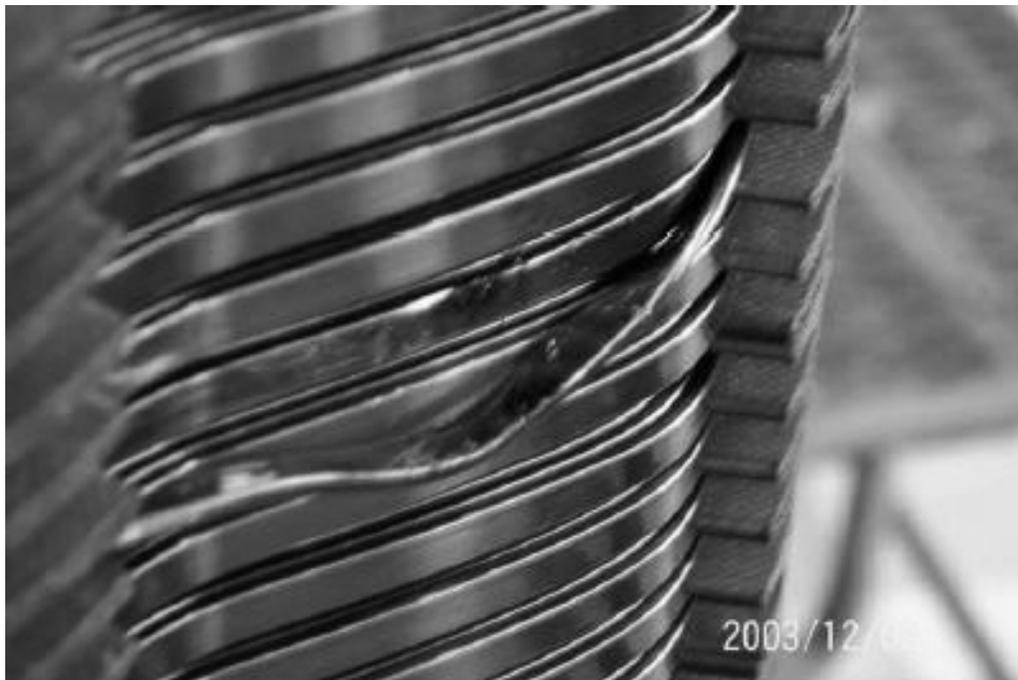
Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Distorsión del núcleo. p. 9.

Los resultados obtenidos con un instrumento de análisis de respuesta al barrido de frecuencia proporciona evidencias concretas de la presencia de averías en una de las fases de un transformador bajo inspección. La diferencia en la respuesta de una de las fases en el rango de alta frecuencia de la prueba indica que el defecto se localiza en alguna parte del núcleo.

## 7.8. Espira en corto circuito

Esta falla ocurre en un transformador cuando dos espiras adyacentes pierden su aislamiento de papel al mismo tiempo.

Figura 104. **Espira en corto circuito**

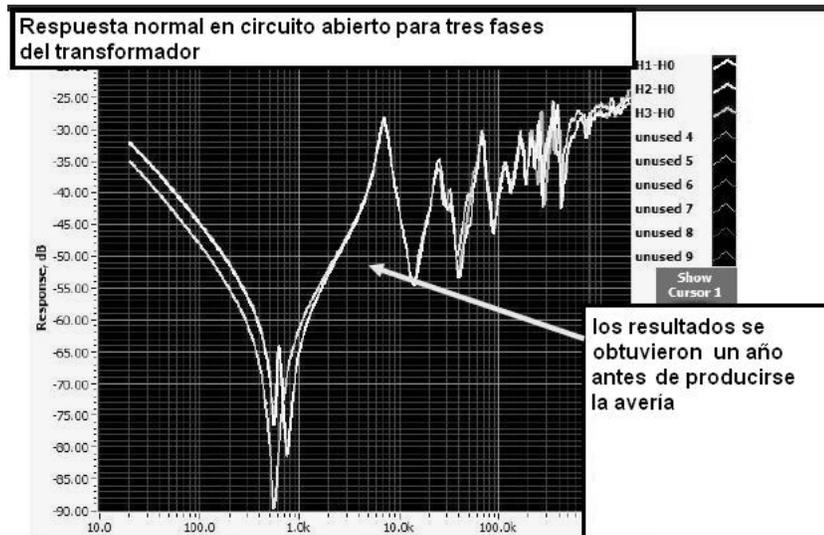


Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Espira en corto circuito. p. 3.

Una espira en corto circuito se puede detectar por medio de las pruebas de corriente de excitación, reactancia de dispersión, y Análisis con un instrumento de respuesta al barrido de frecuencia.

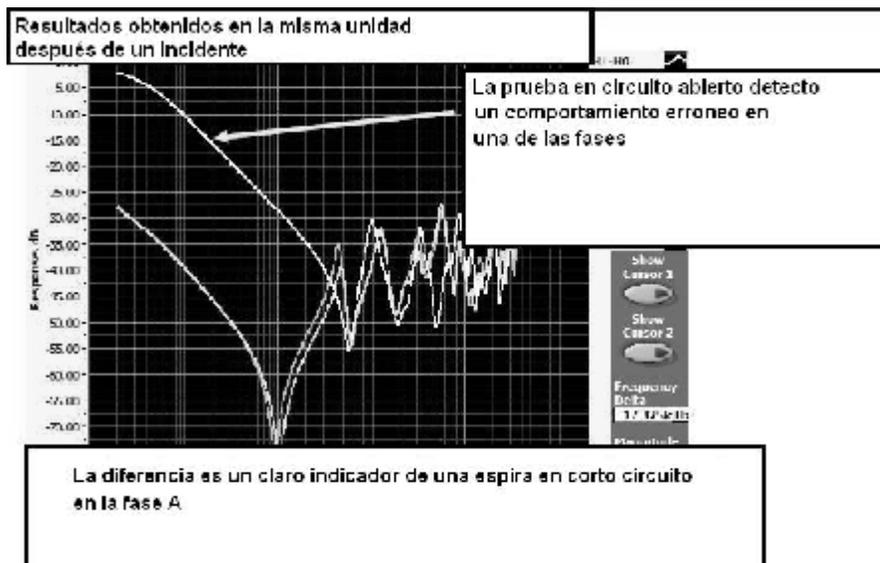
Los resultados a continuación se obtuvieron de un transformador utilizado en transmisión, y comparado con resultados previos de la misma unidad. Se nota la claramente el efecto de la avería en el rango de bajas frecuencias.

Figura 105. Respuesta de espira en cortocircuito



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Espira en corto circuito. p. 6.

Figura 106. Respuesta de espira en corto circuito prueba circuito abierto



Fuente: Doble Engineering. SFRA centro de recursos. Espira en corto circuito. p. 7.

## CONCLUSIONES

1. Los transformadores eléctricos están diseñados para soportar fuerzas mecánicas que surgen durante el envío y eventos posteriores de reparación, por ejemplo, fallas y descargas atmosféricas. También pueden producirse daños durante el transporte si los soportes y amarres son inadecuados; estos daños pueden ocasionar el movimiento del núcleo y del bobinado, lo cual disminuye la vida útil del transformador y su capacidad de entrega de energía.
2. Cuando se produce un daño en el transformador, incluso si es leve, se reduce la capacidad para soportar más cortocircuitos. Es necesario que el personal de mantenimiento identifique daños de manera eficaz. Una inspección visual es costosa ya que es necesario drenar el aceite y aplicar reglas de entrada limitada. A menudo es necesario realizar un desmontaje completo para identificar el problema.
3. Debido a la respuesta de las capacitancias e inductancias ante la frecuencia, es posible definir las características de equipos como transformadores de potencia, los cuales deben permanecer constantes en el tiempo, y cuyo cambio es posible detectar con un barrido de frecuencias, lo cual, junto con otras pruebas tradicionales de transformadores, como relación de vueltas, y corrientes de excitación, permite actuar, para prevenir daños mayores en el equipo.



## RECOMENDACIONES

1. Debido a que la técnica de barrido de frecuencia es muy reciente, el análisis se basa principalmente en la comparación entre unidades similares, o comparación entre fases si el equipo es trifásico, por lo que se recomienda realizar un barrido de frecuencia en el lugar de fabricación de los equipos, y realizar de nuevo la prueba en el lugar donde el equipo será instalado finalmente.
2. Seguir un protocolo de pruebas estándar, lo cual permitirá asegurar la repetición de las pruebas por uno o varios operadores del equipo, así como asegurar que se tendrán los resultados similares a pruebas anteriores al mismo equipo.
3. Los resultados de la prueba de barrido de frecuencia no se deberán tomar como la única alternativa en la decisión de acciones preventivas en los transformadores, siempre se deberán incluir como una de las pruebas en un conjunto de varias, que al ser analizadas darán un diagnóstico eficaz del estado de los equipos.
4. Generar una base de datos, organizada por marcas de equipos bajo prueba, así como la recopilación de la mayor cantidad de resultados posibles, tanto de unidades similares como de un mismo transformador, con objeto de tener suficiente información para la toma de decisiones en el futuro.

5. Realizar pruebas de barrido aún si un equipo ha salido dañado por falla, con objeto de analizar su respuesta contra resultados anteriores si es posible de cuando el equipo todavía estaba en operación, con el objeto de determinar el posible origen y ubicación de la falla.

## BIBLIOGRAFÍA

1. Control Systems Principles. <<http://www.control-systems-principles.co.uk>> [Consulta: 25 de enero del 2010].
2. DEL TORO, Vincent. *Fundamentos de ingeniería eléctrica*. López Portillo, Guillermo. (trad.) 2a ed. México: Prentice Hall, 1988. 977 p. ISBN 968-880-111-9.
3. Doble Engineering. M5000 series. [en línea] <<http://www.doble.com>> [Consulta: 29 de marzo del 2010].
4. GONZÁLEZ, Francisco. *Fundamentos teóricos sobre metrología*. Guatemala: s.e., 1999. 188 p.
5. GOURISHANKAR, Vembu. *Conversión de energía electromecánica*. Aguilar, Guillermo. (trad.) 2a ed. México: Alfaomega, 1995. 638 p. ISBN 968-6062-41-6.
6. HUELSMAN, Lawrence P. *Teoría de circuitos*. Nagore Cazares, Gabriel. (trad.) 2a ed. México: Prentice Hall, 1989. 760 p. ISBN 968-880-114-3.
7. KINGSLEY, Charles. *Máquinas eléctricas*. González Pozo, Virgilio. (trad.) 5a ed. México: McGraw-Hill, 1992. 670 p. ISBN 970-10-0202-4.

8. VAN VALKENBURG, M.E. *Análisis de redes*. Corona Rodríguez, Hortencia. (trad.) 3a ed. México: Noriega, 1999. 636 p. ISBN 968-18-0178-4.