



**UNIVERSIDADE DE VIGO**

**Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Vigo**

**ESTUDIO DE LA RESPUESTA EN MUY ALTA  
FRECUENCIA EN TRANSFORMADORES DE POTENCIA**

**Tesis Doctoral**

Mención de Doctor Internacional

**Autor**

**Casimiro Álvarez Mariño**

Director

Prof. Dr. Ing. Xosé Manuel López Fernández

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidade de Vigo  
Vigo, Febrero de 2014





**UNIVERSIDADE DE VIGO**

**Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Vigo**

**ESTUDIO DE LA RESPUESTA EN MUY ALTA  
FRECUENCIA EN TRANSFORMADORES DE POTENCIA**

**Tesis Doctoral**

Mención de Doctor Internacional

**Autor**

**Casimiro Álvarez Mariño**

**Director**

**Prof. Dr. Ing. Xosé Manuel López Fernández**

Autor:

Casimiro Álvarez Mariño

Visto y place del Director:

Prof. Dr. Xosé M. López Fernández

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Universidade de Vigo

Vigo, Febrero de 2014







*A mi familia*



# Agradecimientos

Esta investigación se llevó a cabo en el *Departamento de Ingeniería Eléctrica* de la *Universidad de Vigo* bajo un programa de cuatro años “*Axudas predoutorais: Programa específico para a formación predoutoral en áreas de especial dificultade para contratar doutores*” dentro del *Programa de Becas de Investigación 2009*. Aprecio mucho el apoyo considerable de la *Universidad de Vigo*, también por cubrir en parte de los gastos de movilidad de mi estancia doctoral en la *Polytechnic Institute* de la *Universidad de New York* y de varias Conferencias Internacionales que asistí, las cuales dieron valor a este trabajo permitiendo el intercambio de comentarios y opiniones con los expertos e investigadores de otras instituciones internacionales.

Me gustaría expresar mi más sincero agradecimiento a mi supervisor, el Prof. Dr. Xosé M. López Fernández, del *Departamento de Ingeniería Eléctrica* de la *Universidad de Vigo*, por su supervisión constructiva, estímulo, intenso debate, comentarios críticos y por la dirección correcta. Él siempre ha motivado y apoyado que haga un trabajo de investigación de alta calidad. Quiero expresar mi agradecimiento al Prof. Dr. Francisco de León, de la *Polytechnic Institute* de la *Universidad de New York*, de quién he aprendido de su amplia experiencia en problemas transitorios electromagnéticos muy rápidos enfocados en los transformadores. Estoy en deuda con él por tenerme en su laboratorio en la *Universidad de New York* durante mi estancia para llevar a cabo parte de esta investigación doctoral.

También quisiera manifestar mi agradecimiento a *Efacec Energía S.A. Power Transformers* por estimular esta tesis a través de la colaboración con la *Universidad de Vigo*, así como por su apoyo durante la parte experimental para validar los resultados de este trabajo de investigación. Agradezco al Ing. Antonio J.M. Jácomo-Ramos, al Ing. Ricardo A.F. Castro-Lopes y al Ing. José M. Duarte-Couto de *Efacec Energía S.A. Power Transformers* por las fructíferas discusiones que tuvimos en las reuniones celebradas.

Me gustaría agradecer a mi colega Patricia Penabad Durán del *Departamento de Ingeniería Eléctrica* de la *Universidad de Vigo*, por su apoyo, ayuda, trabajo conjunto y por crear un ambiente agradable para trabajar. Mi más sincero agradecimiento a todos aquellos que me han ayudado directa o indirectamente en mi trabajo de investigación.

Por último, me gustaría expresar mi más sincera gratitud a mis padres, por su apoyo, paciencia, comprensión, y sacrificio que han realizado para costear mi educación. A mi hermana y toda mi familia por su apoyo continuo, bondad y atención.

Casimiro Álvarez Mariño



# Abstract

Transformers insulation dimensioning is one of the most important aspects within the design stage, as it is a crucial factor to determine their service life. The transformer insulation structure is designed according to the voltage distribution along its windings.

During transformers service, its insulation system is continuously exposed to the nominal voltage and occasionally to surge voltages due to electrical interaction between the transformer and the power system. The behavior of transformers at nominal voltage is a task already dominated. On the contrary, it is still a difficult task to predict transformer performance in the case of transients due to the electrical interaction with power system. Therefore, a calculation tool to model and reproduce the transformer internal response due to these transients becomes necessary.

For this reason, the main motivation of this thesis is to propose a modeling tool to estimate the internal voltage distribution along the transformer windings taking into account the interaction between the transformer and the power system.

Note that part of this research was stimulated within collaboration framework between *University of Vigo* and transformer manufacturers *Efacec Energía S.A. Power Transformers* in Porto, Portugal, as well as, by the active participation in the *Joint Working Group of the Cigré JWGA2/C4.39 "Electrical Transient Interaction between Transformers and Power Systems"*.

The proposed model is based on a lumped parameter network, which models the internal geometry of the transformer in detail, known as the detailed internal model or *White Box* model. This model is widely accepted and used by the manufacturers during the transformer design stage.

Within this proposed model, its parameters are frequency dependent. They are calculated for each frequency within a wide frequency range, from geometric dimensions of the core, tank and windings, as well as from the transformer material properties, by means of analytical formulas.

These parameters include the resistance ( $R$ ), inductance ( $L$ ), capacitance ( $C$ ) and conductance ( $G$ ). The resistances model the  $DC$  losses and eddy losses due to skin effect and proximity of the turns, from which one of the main contributions of this thesis is the calculation of these losses separately. The inductances represent the leakage flux due to the magnetic coupling of the turns. The capacitances model the electrical coupling of the turns due to the insulation capacitive effect. Finally, the conductances incorporate the insulation dielectric losses, which represent another key contribution of this thesis.

At very high frequencies, the transformer windings behave as electrical transmission lines with coupled dissipative parameters, where the theory of transverse electromagnetic waves in lossy transmission lines might be applied.

In such way, each winding is divided into a different number of blocks, which are represented by  $\pi$  equivalent circuits. The parameters of each block are obtained by grouping the parameters of several turns. As a result, *Maxwell* differential equations are solved in the frequency domain by applying the *modal method* developed by *Wilcox* and the *numerical Laplace transform* technique.

The analysis in the frequency domain provides several advantages over direct analysis in the time domain, because the frequency-dependent parameters are taken into account in a more precise and accurate manner. The solution in the time domain is obtained from the solution in the frequency domain by applying the numerical inverse Laplace transform technique. Therefore, the proposed model results might be obtained in both, time domain and frequency domain.

The proposed model is completely flexible, being able to model different types of transformers (*Core* and *Shell*), in any configuration, regardless of geometric topology and number of windings.

In order to study the transformer transient behavior due to the interaction between the transformer and the power system, it is necessary to model the transformer connected to the power system model in the time domain, implemented in a program that supports the *Electromagnetic Transients Program (EMTP)*. Unfortunately, the detailed internal model does not support *EMTP* type programs because it solves the equations in the frequency domain and would also require high computational requirements to be incorporated into a power system model. This difficulty is overcome by the conversion of the detailed internal model in a terminal model or *Black Box* model, based on the *Vector Fitting* technique.

The terminal model calculates the waveform of the transient voltage at transformer terminals due to the interaction of the transformer with the power system. Once known the transient voltage at transformer terminals, they are introduced as input voltage applied to the transformer to simulate the detailed internal model, allowing thus to obtain the internal distribution of the transient voltage in the windings.

After having the internal voltage distribution along the transformer windings due to transients caused by this electrical interaction, the insulation dielectric stress can be evaluated. However, no standardized criteria are collected in the standards to determine the severity of the insulation when the transformer is exposed to these transients.

Consequently, a methodology in the time domain to estimate the dielectric severity level of the transformer insulation system exposed to non-standardized transients is proposed in this thesis. As result, a new parameter called *Time Domain Severity Factor (TDSF)* is presented, which assess the dielectric severity along the windings.

The *TDSF* parameter was adopted by the *Joint Working Group of the Cigré JWGA2/C4.39*. This coefficient, unlike other factors such as the *Frequency Domain Severity Factor (FDSF)*, is a more sensitive factor, which allows to locate dielectrically weak points along the windings. It also could help a better understanding between manufacturers and users of the transformer. This coefficient allows the user to determine if a transformer may fail within its electrical system and the manufacturer to evaluate a solution during the isolation structure design stage to prevent such weaknesses.

The proposed model and methodology are validated experimentally through a series of tests on real transformers, comparing the calculated voltage distribution of several measuring points with experimental values. The model is also validated through the *Joint Working Group of the Cigré JWGA2/C4.39*, comparing the obtained results with eleven different transient calculation tools, belonging to the *JWGA2/C4.39* members. Important generation, transmission and distribution companies, transformer manufacturers, universities and research centers participated in this *Joint Working Group JWGA2/C4.39*.

Several practical applications are performed to test the capability of the model and the sensitivity of the proposed methodology. *Abetti* coil is modeled to verify the accuracy of the differential equations solution method used in the proposed model. A real transformer is modeled to study the electrical stress on its insulation system during the standard dielectric tests. A study case consisting of a transformer connected to the power system through a vacuum circuit breaker is implemented. In this study, the transformer response is analyzed by evaluating the influence of the characteristic parameters of the vacuum circuit breaker during the transformer disconnection from the power system through the opening of the switching device.

The model and proposed methodology offer both, manufacturers and utilities, a useful tool to carry out additional studies in order to obtain a better understanding of the transformer transient conditions connected to the power system.

**Keywords:** High frequency, Modal analysis, Skin effect, Proximity effect, Dielectric tests, Frequency domain severity factor, Time domain severity factor, Vacuum circuit breaker, Internal detailed model, Terminal model, Switching operation, Frequency-dependent lumped parameters, Dielectric losses, Re-ignitions, Resonance, Numerical Laplace transform, Power transformer, Very fast electromagnetic transients.



# Resumen

El dimensionamiento del aislamiento en transformadores es uno de los aspectos más importante dentro de la etapa de diseño, ya que es un factor crucial que condiciona la vida útil del transformador. La estructura del aislamiento en los transformadores es diseñada en función de la distribución de tensiones a lo largo de los devanados.

En servicio, la estructura del aislamiento del transformador está continuamente expuesta a la tensión nominal y ocasionalmente a sobretensiones como consecuencia de la interacción eléctrica entre éste y el sistema de potencia. Así como, el comportamiento a tensión nominal es una tarea ya dominada, no ocurre lo mismo en el caso de los transitorios resultantes debido a la interacción eléctrica con el sistema de potencia. Por lo tanto, se hace necesaria una herramienta de cálculo capaz de modelar y reproducir la respuesta interna del transformador debido a estos fenómenos transitorios.

Por esta razón, la principal motivación de esta tesis es proponer una herramienta de modelado capaz de estimar la distribución interna de la tensión a lo largo de los devanados del transformador teniendo en cuenta la interacción entre el transformador y el sistema de potencia.

Destacar que parte del trabajo de investigación de esta tesis, fue estimulada dentro del marco de colaboración entre la *Universidad de Vigo* y el fabricante de transformadores *Efacec Energía S.A. Power Transformers* de Oporto, Portugal, así como, por la participación activa en el *Grupo de Trabajo Conjunto* de la *Cigré JWGA2/C4.39 "Electrical Transient Interaction between Transformers and Power Systems"*.

El modelo propuesto se basa en una red de parámetros concentrados que discretiza en detalle la geometría interna del transformador, conocido como el modelo interno detallado o modelo de *Caja Blanca*. Este modelo es ampliamente aceptado y utilizado por los fabricantes durante la etapa de diseño de los transformadores.

Los parámetros del modelo propuesto son dependientes de la frecuencia. Estos parámetros se calculan para cada frecuencia dentro de una amplia gama de frecuencias, a partir de las dimensiones geométricas del núcleo, del tanque y de los devanados, así como de las propiedades de los materiales del transformador, por medio de fórmulas analíticas. Estos parámetros incluyen la resistencia ( $R$ ), la inductancia ( $L$ ), la capacitancia ( $C$ ) y la conductancia ( $G$ ). Las resistencias modelan las pérdidas  $DC$  y las pérdidas inducidas debido al efecto *skin* y *proximity* de las espiras, donde una de las principales aportaciones de esta tesis es el cálculo de estas pérdidas de forma separada. Las inductancias representan el flujo de dispersión debido al acoplamiento magnético de las espiras. Las capacitancias modelan el acoplamiento eléctrico de las espiras debido al efecto capacitivo del aislamiento. Por último,

las conductancias incorporan las pérdidas dieléctricas de los aislantes, el cual representa otra importante aportación de esta tesis.

A muy alta frecuencia, los devanados del transformador se comportan como líneas de transmisión eléctrica con parámetros disipativos y acoplados, donde la teoría de ondas electromagnéticas transversales en líneas de transmisión con pérdidas puede ser aplicada. De tal manera, cada devanado se divide en un número diferente de bloques, los cuales son representados por circuitos  $\pi$  equivalentes. Los parámetros de cada bloque se obtienen agrupando los parámetros de varias espiras. Como resultado, las ecuaciones diferenciales de *Maxwell* se resuelven en el dominio de la frecuencia aplicando el *método modal* desarrollado por *Wilcox* y la técnica de la *transformada numérica de Laplace*.

El análisis en el dominio de la frecuencia ofrece varias ventajas en comparación con el análisis directo en el dominio del tiempo, ya que los parámetros eléctricos dependientes con la frecuencia se tienen en cuenta de una manera más precisa y rigurosa. La solución en el dominio del tiempo se obtiene a partir de la solución en el dominio de la frecuencia aplicando la técnica de la *transformada numérica inversa de Laplace*. Por lo tanto, el modelo propuesto puede obtener resultados tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia.

El modelo propuesto es totalmente flexible, capaz de modelar diferentes tipos de transformadores (*Core* y *Shell*), en cualquier configuración, independientemente de la topología geométrica y número de devanados.

Con la finalidad de estudiar el comportamiento transitorio del transformador debido a la interacción de éste con el sistema de potencia, es necesario modelar el transformador conectado al modelo del sistema de potencia en el dominio del tiempo, implementado en un programa compatible con el *ElectroMagnetic Transients Program (EMTP)*. Desafortunadamente, el modelo interno detallado no es compatible con los programas tipo *EMTP* ya que resuelve las ecuaciones en el dominio de la frecuencia y además requiere elevados requisitos computacionales para ser incorporado en un modelo del sistema de potencia. Esta dificultad se supera convirtiendo el modelo interno detallado en un modelo terminal o modelo de *Caja Negra*, basándose en la técnica del *Vector Fitting*.

El modelo terminal calcula la forma de onda de la tensión transitoria en los terminales del transformador debido a la interacción del transformador con el sistema de potencia. Una vez conocida la tensión transitoria en los terminales del transformador, estos actúan como la tensión de entrada aplicada al transformador para simular el modelo interno detallado, el cual permite obtener la distribución interna de la tensión transitoria a lo largo de los devanados.

Una vez obtenida la distribución interna de la tensión a lo largo de los devanados del transformador debido a los transitorios provocados por esta interacción eléctrica, el estrés dieléctrico del aislamiento puede ser evaluado. Sin embargo, no hay criterios normalizados recogidos dentro de las normas para determinar la severidad del aislamiento cuando el transformador está sometido a estos fenómenos transitorios.

Es por ello que, en esta tesis se propone una metodología en el dominio del tiempo para estimar el nivel de severidad dieléctrica al que está sometido el sistema de aislamiento cuando el transformador está excitado con transitorios no normalizados. Como resultado de su implantación, se presenta un nuevo parámetro llamado *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo*, en inglés “*Time Domain Severity Factor*” (*TDSF*), el cual evalúa la severidad dieléctrica punto a punto a lo largo de los devanados.

El parámetro *TDSF* fue adoptado por el *Grupo de Trabajo Conjunto* de la *Cigré JWGA2/C4.39*. Este coeficiente, a diferencia de otros factores como el *Frequency Domain Severity Factor (FDSF)*, es un factor más sensible que permite localizar puntos dieléctricamente débiles a lo largo de los devanados. También, crea un lenguaje de entendimiento entre los fabricantes y los usuarios del transformador. Este coeficiente permite al usuario, determinar si un transformador puede fallar dentro de su sistema eléctrico, y al fabricante, evaluar una solución durante la etapa de diseño de la estructura del aislamiento para evitar estas debilidades.

El modelo y la metodología propuesta son validados experimentalmente a través de una serie de ensayos en transformadores reales, comparando la distribución de la tensión calculada de varios puntos de medida con los valores experimentales. El modelo también es validado a través del *Grupo de Trabajo Conjunto* de la *Cigré JWGA2/C4.39*, comparando los resultados obtenidos con once herramientas de cálculo de transitorios diferentes, pertenecientes a los miembros del *JWGA2/C4.39*. Importantes empresas de generación, transmisión y distribución, fabricantes de transformadores, universidades y centros de investigación participaron en este *Grupo de Trabajo Conjunto JWGA2/C4.39*.

Varias aplicaciones prácticas se realizan para probar la potencialidad del modelo y la sensibilidad de la metodología propuesta. La bobina de *Abetti* es modelada para comprobar la exactitud del método de resolución de las ecuaciones diferenciales utilizado en el modelo propuesto. Un transformador real es modelado para estudiar el estrés eléctrico al que está sometido su sistema de aislamiento durante los ensayos dieléctricos normalizados. Un caso de estudio consistente de un transformador conectado al sistema de potencia a través de un interruptor automático de vacío es implementado. En este caso de estudio, se analiza la respuesta del transformador evaluando la influencia de los parámetros característicos del interruptor automático de vacío durante la desconexión del transformador del sistema de potencia a través de la apertura del dispositivo de conmutación.

El modelo y la metodología propuesta ofrecen, tanto para los fabricantes de transformadores como para las empresas eléctricas, una herramienta útil para llevar a cabo estudios adicionales con el fin de obtener un mejor conocimiento sobre las condiciones transitorias a las que se ve sometido el transformador conectado al sistema de potencia.

**Palabras claves:** Alta frecuencia, Análisis modal, Efecto skin, Efecto proximity, Ensayos dieléctricos, Estrés dieléctrico, Factor de severidad en el dominio de la frecuencia, Factor de severidad en el dominio del tiempo, Interruptor automático de vacío, Modelo interno

detallado, Modelo terminal, Operación de conmutación, Parámetros concentrados dependientes de la frecuencia, Pérdidas dieléctricas, Re-igniciones, Resonancia, Sobretensiones, Transformada numérica de Laplace, Transformador de Potencia, Transitorios electromagnéticos muy rápidos.

# Lista de Publicaciones

Los principales resultados de mi periodo doctoral han sido publicados en las siguientes revistas y conferencias:

## Publicaciones en revistas

1. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C., "Computation Method for Transients in Power Transformers With Lossy Windings," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.45, no.3, pp.1863-1866, March 2009.
2. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Maló-Machado, V., "Computation Method for Transients in Underground Cables With Lossy Earth Return Path," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.46, no.8, pp.2911-2914, August 2010.
3. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes, R.; Jácomo-Ramos, A., "Modelling, Simulation and Measurements of Very Fast Transients in Lossy Transformer Windings with Tap Changer," *Przeład elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 86 NR. 5 pp.141-144, 2010.
4. Álvarez-Mariño, C.; Lopez-Fernandez, X.M.; Jácomo-Ramos, A.J.M.; Castro-Lopes, R.A.F.; Duarte-Couto, J.M., "Time Domain Severity Factor (TDSF): Induced Transient Voltage between Transformer and Vacuum Circuit Breakers," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol.31 no.2, pp.670-681, 2012.
5. Álvarez-Mariño, C.; de Leon, F.; Lopez-Fernandez, X.M., "Equivalent Circuit for the Leakage Inductance of Multiwinding Transformers: Unification of Terminal and Duality Models," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.27, no.1, pp.353-361, 2012.

## Publicaciones en conferencias o congresos

1. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C., "Computation Method for Transients in Power Transformers with Lossy Windings," *Proceedings of the Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, IEEE CEFC 2008*, N°13, Athens, Greece, May 2008.
2. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes, R.; Jácomo-Ramos, A., "Modelling, Simulation and Measurements of Very Fast Transients in Lossy Transformers Windings with Tap Changer," *Proceedings of the XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF 2009*, Arras, France, September 10-12, 2009.
3. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Maló-Machado, V., "Computation Method for Transients in Underground Cables with Lossy Earth Return Path". *Proceedings of the 17th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields 2009, COMPUMAG 2009*, Florianopolis, Brazil, November 22-26, 2009.

4. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes R.; Jácomo-Ramos, A., "Simulación de Transitorios de Muy Alta Frecuencia en Transformadores de Potencia," *Cigré Session, VI Workspot-International Workshop On Power Transformers*, Foz do Iguacu, Brasil, 25-28 Abril 2010.
5. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes, R.; Jácomo-Ramos, A., "Modeling and Insulation Design Methodology in Power Transformer under Fast Transients," *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010*, pp.1-6, Rome, Italy, 6-8 September 2010.
6. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Ramos, J.; Lopes, R.; Couto, D., "Frequency Domain Severity Factor (FDSF) - Transient Voltage Performance - Transformer Outside/Inside," *Proceedings of the 3rd International Advanced Research Workshop on Transformers, ARWtr2010*, pp.1-6, Santiago de Compostela, Spain, 3-6 October 2010.
7. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Penabad-Duran, P.; Turowski, J., "RNM2D\_0 Fast Stray Losses Hazard Evaluation on Transformer Tank Wall & Cover due to Zero Sequence" *Proceedings of the 3rd International Advanced Research Workshop on Transformers, ARWtr2010*, pp.338-343, Santiago de Compostela, Spain, 3-6 October 2010.
8. Álvarez-Mariño, C.; López-Fernández, X.M., "Computation of Fast Transient Voltage Distribution in Transformer Windings Caused by Vacuum Circuit Breaker Switching," *Proceedings of the XV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF2011*, pp1-8, Funchal, Madeira, 1-3 September 2011.
9. Penabad-Duran, P.; López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C., "Transformer Tertiary Stabilizing Windings. Part I: Apparent power rating," *Proceedings of the XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012*, pp.2362-2368, Marseille, France, 2-5 September 2012.
10. Penabad-Duran, P.; Álvarez-Mariño, C.; López-Fernández, X.M., "Transformer Tertiary Stabilizing Windings. Part II: Overheating hazard on tank walls," *Proceedings of the XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012*, pp.2369-2374, Marseille, France, 2-5 September 2012.
11. López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Torres M., "Induced Transient Voltage Between Transformers and Vacuum Circuit Breakers. Severity Factors & Case Studies" *Proceedings of the 4rd International Advanced Research Workshop on Transformers, ARWtr2013*, pp.1-10, Baiona, Spain, 27-30 October 2013.
12. Penabad-Durán, P.; Álvarez-Mariño, C.; López-Fernández, X.M., "Performance Evaluation of Tertiary and Stabilizing Windings. Calculation Strategies for their Apparent Power Rating" *Proceedings of the 4rd International Advanced Research Workshop on Transformers, ARWtr2013*, pp.1-10, Baiona, Spain, 27-30 October 2013.

# Contenido

<b>Agradecimientos .....</b>	<b>i</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>iii</b>
<b>Resumen.....</b>	<b>vii</b>
<b>Lista de Publicaciones .....</b>	<b>xi</b>
<b>Contenido .....</b>	<b>xiii</b>
<b>Siglas y Abreviaturas.....</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Símbolos .....</b>	<b>xix</b>
<b>Lista de Figuras .....</b>	<b>xxiii</b>
<b>Lista de Tablas .....</b>	<b>xxix</b>
<b>1 Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1 Generalidades.....	1
1.2 Interés actual del tema.....	2
1.3 Finalidad y objetivos .....	3
1.4 Estado actual del arte .....	4
1.5 Planteamiento y desarrollo de la tesis .....	10
1.6 Contribución del Autor .....	11
<b>2 Comportamiento transitorio del transformador .....</b>	<b>13</b>
2.1 Introducción .....	13
2.2 Distribución de la tensión interna a lo largo de los devanados.....	14
2.2.1 Distribución inicial de la tensión .....	15
2.2.2 Distribución final de la tensión.....	18
2.2.3 Distribución oscilatoria de la tensión .....	18
2.3 Interacción eléctrica del transformador con el sistema de potencia.....	21
2.3.1 Grupo de Trabajo Conjunto JWG A2/C4.39.....	22
2.3.2 Modelado de la interacción entre el transformador y el sistema de potencia...	22
<b>3 Modelo del transformador para altas frecuencias.....</b>	<b>25</b>
3.1 Introducción .....	25

3.2	Modelo interno detallado del transformador .....	26
3.2.1	Descripción del modelo interno detallado .....	27
3.2.2	Método del análisis modal .....	30
3.2.3	Transformada numérica de Laplace .....	36
3.3	Modelo terminal del transformador.....	38
<b>4</b>	<b>Parámetros del transformador .....</b>	<b>41</b>
4.1	Introducción.....	41
4.2	Clasificación de los transformadores .....	42
4.3	Cálculo de las admitancias del transformador.....	42
4.3.1	Introducción .....	43
4.3.2	Materiales dieléctricos .....	43
4.3.3	Capacitancia y conductancia .....	44
4.3.4	Permitividad relativa efectiva .....	45
4.3.5	Capacitancias y conductancias series de las espiras .....	46
4.3.6	Capacitancias y conductancias paralelas de las espiras .....	48
4.3.7	Capacitancias y conductancias de las espiras a tierra .....	49
4.3.8	Capacitancias y conductancias de los bloques.....	52
4.4	Cálculo de las impedancias del transformador.....	54
4.4.1	Introducción .....	54
4.4.2	Impedancia de las espiras con núcleo ferro-magnético .....	55
4.4.3	Inductancia con el núcleo de aire .....	55
4.4.4	Impedancia adicional del núcleo.....	59
4.4.5	Impedancia para altas frecuencias.....	60
4.4.6	Pérdidas de las espiras.....	61
4.4.7	Impedancia de los bloques .....	65
<b>5</b>	<b>Interruptor automático de vacío.....</b>	<b>67</b>
5.1	Introducción.....	67
5.2	Parámetros del interruptor automático de vacío.....	68
5.2.1	Corriente de corte.....	68
5.2.2	Rigidez dieléctrica y la recuperación de la rigidez dieléctrica.....	69
5.2.3	Capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia.....	70
5.2.4	Múltiples re-igniciones y la intensificación de la tensión.....	71
5.3	Modelo del interruptor automático de vacío .....	72

<b>6</b>	<b>Ensayos dieléctricos .....</b>	<b>73</b>
6.1	Introducción .....	73
6.2	Descripción de los ensayos dieléctricos.....	74
6.2.1	Ensayo de impulso tipo rayo.....	74
6.2.2	Ensayo de maniobra.....	75
6.2.3	Ensayo de tensión aplicada e inducida .....	75
6.3	Metodología para analizar los ensayos dieléctricos.....	75
6.3.1	Cálculo de la distribución de la tensión transitoria interna.....	76
6.3.2	Análisis de la caída de tensión entre las espiras .....	76
6.3.3	Análisis del campo eléctrico.....	78
<b>7</b>	<b>Metodología propuesta. Factores de severidad.....</b>	<b>81</b>
7.1	Introducción .....	81
7.2	Factor de severidad en el dominio de la frecuencia (FDSF).....	82
7.2.1	Introducción.....	82
7.2.2	Densidad espectral de energía .....	82
7.2.3	Cálculo del factor de severidad en el dominio de la frecuencia .....	84
7.3	Factor de severidad en el dominio del tiempo (TDSF).....	85
7.3.1	Introducción.....	85
7.3.2	Cálculo del factor de severidad en el dominio del tiempo.....	86
<b>8</b>	<b>Validación de los modelos .....</b>	<b>91</b>
8.1	Validación del modelo interno detallado del transformador.....	91
8.1.1	Montaje experimental.....	91
8.1.2	TrafoCore_1.....	92
8.1.3	TrafoCore_2.....	99
8.1.4	TrafoShell_1 .....	104
8.2	Validación del modelo terminal del transformador .....	106
8.3	Validación del modelo del VCB .....	108
<b>9</b>	<b>Aplicaciones prácticas .....</b>	<b>111</b>
9.1	Aplicaciones prácticas del transformador TrafoCore_1 .....	111
9.1.1	Análisis de los ensayos dieléctricos.....	111
9.1.2	Interacción eléctrica del transformador TrafoCore_1 con el sistema de potencia .....	120
9.2	Aplicaciones prácticas del transformador Ficticio.....	132

9.2.1	Descripción del transformador Ficticio.....	132
9.2.2	Comparación de los resultados del JWGA2/C4.39.....	134
9.2.3	Respuesta transitoria de la bobina de Abetti.....	142
9.2.4	Estudio con ondas oscilatorias .....	144
9.2.5	Interacción eléctrica del transformador Ficticio con el sistema de potencia ..	151
<b>10</b>	<b>Conclusiones y Trabajos Futuros .....</b>	<b>163</b>
10.1	Contribuciones y Conclusiones .....	163
10.2	Trabajos futuros .....	166
<b>11</b>	<b>Conclusions and Future Work.....</b>	<b>167</b>
11.1	Conclusions.....	167
11.2	Future Work.....	170
<b>Anexos .....</b>	<b>.....</b>	<b>171</b>
Anexo A.	Obtención de la ecuación matricial del análisis modal.....	171
Anexo B.	Frecuencia máxima del modelo de parámetros concentrados .....	173
Anexo C.	Capacitancias series de los devanados.....	174
Anexo D.	Inductancia de la espira con el núcleo de aire .....	177
Anexo E.	Método de Lyle .....	179
Anexo F.	Expresión de Wilcox para el cálculo de las impedancias .....	180
Anexo G.	Impedancia debido al efecto skin y proximity .....	185
Anexo H.	Ondas normalizadas.....	188
Anexo I.	Onda oscilatoria amortiguada .....	191
<b>Referencias.....</b>	<b>.....</b>	<b>193</b>

# Siglas y Abreviaturas

BIL: *En inglés*, Basic Insulation Level. *En castellano*, Nivel de Aislamiento Básico.

CIGRE: *En francés*, Conseil International des Grands Réseaux Électriques. *En inglés*, International Council on Large Electric Systems.

DC: *En inglés*, Direct Current. *En castellano*, Corriente Continua.

DS: *En inglés*, Dielectric Strength. *En castellano*, Rigidez Dieléctrica.

EMTP: *En inglés*, Electromagnetic Transient Program. *En castellano*, Programa de Transitorios Electromagnéticos.

ESD: *En inglés*, Energy Spectral Density. *En castellano*, Densidad Espectral de Energía.

FDSF: *En inglés*, Frequency Domain Severity Factor. *En castellano*, Factor de Severidad en el Dominio de la Frecuencia.

FEM: *En inglés*, Finite Element Method. *En castellano*, Método de Elementos Finitos.

FFT: *En inglés*, Fast Fourier Transform. *En castellano*, Transformada Rápida de Fourier.

HF: *En inglés*, High Frequency. *En castellano*, Alta Frecuencia.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

JWG: *En inglés*, Joint Working Group. *En castellano*, Grupo de Trabajo Conjunto.

LPM: *En inglés*, Lumped Parameters Model. *En castellano*, Modelo de Parámetros Concentrados.

MTL: *En inglés*, Multiconductor Transmission Line. *En castellano*, Línea de Transmisión Multiconductor.

NLT: *En inglés*, Numerical Laplace Transform. *En castellano*, Transformada Numérica de Laplace.

RRDS: *En inglés*, Rate of Recovery of Dielectric Strength. *En castellano*, Relación de Recuperación de la Rigidez Dieléctrica.

SCA: *En inglés*, Switch Control Algorithm. *En castellano*, Algoritmo de Control del Interruptor.

SF: *En inglés*, Safety Factor. *En castellano*, Factor de Seguridad.

SFRA: *En inglés*, Sweep Frequency response Analysis. *En castellano*, Análisis de la Respuesta del Barrido en Frecuencia.

STL: *En inglés*, Single Transmission Line. *En castellano*, Línea de Transmisión Simple.

TDSF: *En inglés*, Time Domain Severity Factor. *En castellano*, Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo.

TRV: *En inglés*, Transient Recovery Voltage. *En castellano*, Tensión Transitoria de Restablecimiento.

VCB: *En inglés*, Vacuum Circuit Breaker. *En castellano*, Interruptor Automático de Vacío.



# Lista de Símbolos

$j$	Unidad imaginaria
$\omega$	pulsación angular
$s$	Operador de Laplace ( $s = j\omega$ )
$\epsilon_0$	Permitividad del vacío: $8.85 \times 10^{-9} F/m$
$\hat{\epsilon}_r$	Permitividad relativa compleja del material dieléctrico
$\epsilon_r'$	Parte real de la permitividad relativa compleja del material dieléctrico
$\epsilon_r''$	Parte imaginaria de la permitividad relativa compleja del material dieléctrico
$\tan\delta$	Factor de disipación del material dieléctrico
$\hat{\epsilon}_{r,ef}$	Permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico
$\mu_0$	Permeabilidad magnética del vacío: $4\pi \times 10^{-7} H/m$
$\mu$	Permeabilidad magnética
$\mu_r$	Permeabilidad magnética relativa
$\sigma$	Conductividad
$\delta$	Profundidad de penetración del campo magnético debido al efecto <i>skin</i> y <i>proximity</i>
$C_g$	Capacitancia de derivación a tierra por unidad de longitud
$C_s$	Capacitancia serie por unidad de longitud
$R_l$	Componente resistiva de las inductancias por unidad de longitud
$R_s$	Componente resistiva de las capacitancias series por unidad de longitud
$R_g$	Componente resistiva de las capacitancias de derivación a tierra por unidad de longitud
$L_s$	Inductancia propia por unidad de longitud
$\gamma$	Frecuencia espacial
$v$	Velocidad de propagación de la onda

$R_{i,i}$	Resistencia del bloque $i$
$L_{i,i}$	Inductancia propia del bloque $i$
$C_{s,i}$	Capacitancia serie del bloque $i$
$G_{s,i}$	Conductancia serie del bloque $i$
$C_{gx,i,i}$	Capacitancia a tierra del bloque $i$
$G_{gx,i,i}$	Conductancia a tierra del bloque $i$
$M_{i,j}$	Inductancia mutua entre los bloques $i$ y $j$
$R_{i,j}$	Resistencia entre los bloques $i$ y $j$
$C_{px,i,j}$	Capacitancia entre los bloques $i$ y $j$
$G_{px,i,j}$	Conductancia entre los bloques $i$ y $j$
$V_i(x)$	Tensión a tierra en la posición $x$ del devanado $i$
$I_i(x)$	Corriente inductiva en la posición $x$ del devanado $i$
$V_i(k)$	Tensión a tierra del nodo $k$ del devanado $i$
$I_i(k)$	Corriente inductiva que fluye desde el nodo $k-1$ al nodo $k$
$Z_{ij}(x,\beta)$	Impedancia mutua entre la posición $x$ del devanado $i$ y la posición $\beta$ del devanado $j$
$Y_{ij}(x,\beta)$	Admitancia nodal entre la posición $x$ del devanado $i$ y la posición $\beta$ del devanado $j$
$Z_{ij}(r,m)$	Impedancia mutua entre el bloque $r$ del devanado $i$ y el bloque $m$ del devanado $j$
$Y_{ij}(r,m)$	Admitancia nodal mutua entre el nodo $r$ del devanado $i$ y el nodo $m$ del devanado $j$
$V_B$	Vector de las tensiones a tierra de los terminales del transformador
$I_B$	Vector de las corrientes de entrada de los terminales del transformador
$V_S$	Vector de las tensiones a tierra de los terminales de entrada de los devanados
$I_S$	Vector de las corrientes de los terminales de entrada de los devanados
$I_R$	Vector de las corrientes de los terminales de salida de los devanados
$V'$	Vector de tensiones a tierra de todos los nodos internos del transformador
$V'_j$	Vector de tensiones a tierra de los nodos internos del devanado $j$
$Y_B$	Matriz de admitancias de los terminales del transformador

$i_n$	Vector de la corriente nodal de los terminales del transformador
$v_n$	Vector de la tensión nodal de los terminales del transformador
$\Gamma_n$	Matriz inversa de la matriz nodal de inductancias
$G_n$	Matriz nodal de conductancias de los terminales
$C_n$	Matriz nodal de capacitancias de los terminales
$\hat{C}$	Capacitancia compleja
$C^0$	Capacitancia considerando el vacío como el material dieléctrico
$\hat{C}_{geo,i,j}$	Capacitancia geométrica compleja entre las espiras $i$ y $j$
$\hat{C}_{geo,i,0}$	Capacitancia geométrica compleja de la espira $i$ enfrentada a tierra
$Z(i,j)$	Impedancia mutua entre las espiras $i$ y $j$
$L_{air}(i,j)$	Inductancia mutua entre las espiras $i$ y $j$ considerando el núcleo de aire
$Z_{core}(i,j)$	Impedancia adicional mutua entre la espira $i$ y $j$ debido a la presencia del núcleo
$Z_1(i,j)$	Impedancia adicional entre las espiras $i$ y $j$ debido al flujo confinado dentro del núcleo
$Z_2(i,j)$	Impedancia adicional entre las espiras $i$ y $j$ producida por el flujo de dispersión
$Z_{skin}$	Impedancia debido al efecto <i>skin</i>
$Z_{prox}$	Impedancia debido al efecto <i>proximity</i>
$R_{dc}$	Resistencia <i>DC</i>
$I_{ch}$	Amplitud media de la corriente de corte
$U_b$	Rigidez dieléctrica del <i>VCB</i>
$t_0$	Instante de tiempo del primer orden de apertura del <i>VCB</i>
$E_{max}(i)$	Rigidez dieléctrica máxima del canal dieléctrico $i$ debido a un ensayo dieléctrico
$E_p(i)$	Rigidez dieléctrica admisible del canal dieléctrico $i$
$E_{sw}(i)$	Campo eléctrico máximo en el canal dieléctrico $i$ debido a un transitorio
$E_{env}(i)$	Campo eléctrico máximo en el canal dieléctrico $i$ para todos los ensayos dieléctricos
$\Delta V_{max}(i)$	Caída de tensión máxima a través del canal dieléctrico $i$ debido a un ensayo dieléctrico
$\Delta V_{sw}(i)$	Caída de tensión máxima en el canal dieléctrico $i$ debido a un transitorio

$\Delta V_{env}(i)$	Caída de tensión máxima en el canal dieléctrico $i$ para todos los ensayos dieléctricos
$J$	Densidad de corriente total
$E$	Intensidad de campo eléctrico
$D$	Densidad del flujo eléctrico
$H$	Intensidad del campo magnético
$SF(i)$	Factor de seguridad en el canal dieléctrico $i$
$ESD_{sw}(j\omega)$	Densidad espectral de energía de una tensión transitoria para la frecuencia $\omega$
$ESD_{env}(j\omega)$	Densidad espectral de energía máxima de los ensayos dieléctricos para la frecuencia $\omega$
$FDSF(\omega)$	Factor de severidad en el dominio de la frecuencia para la frecuencia $\omega$
$TDSF(i)$	Factor de severidad en el dominio del tiempo en el canal dieléctrico $i$

# Lista de Figuras

Fig. 2.1. Distribución inicial de la tensión: (a) neutro conectado a tierra, (b) neutro aislado. ....	17
Fig. 2.2. Elementos del modelo del sistema de potencia.....	24
Fig. 3.1. Discretización de los devanados agrupando las espiras en bloques.....	28
Fig. 3.2. Circuito eléctrico de parámetros concentrados para un par de bloques .....	28
Fig. 3.3. Detalle del circuito eléctrico del modelo interno detallado del transformador.....	29
Fig. 3.4. Representación simbólica del modelo interno detallado.....	31
Fig. 3.5. Diagrama de flujo de la solución modal .....	35
Fig. 3.6. Red eléctrica del modulo RLCG para la función racional del elemento de la admitancia ajustada $Y_{ij,fit}$ entre los nodos $i$ y $j$ .....	40
Fig. 3.7. Circuito eléctrico del modelo terminal para dos devanados .....	40
Fig. 4.1. Clasificación de los transformadores: (a) tipo <i>Core</i> , (b) tipo <i>Shell</i> .....	42
Fig. 4.2. Estructura de un canal dieléctrico: (a) en la dirección radial, (b) en la dirección axial. ....	46
Fig. 4.3. Modelo X-Y del canal dieléctrico.....	46
Fig. 4.4. Capacitancias geométricas de las espiras: (a) discos, (b) capas.....	47
Fig. 4.5. Dimensiones geométricas de dos espiras alineadas: (a) discos, (b) capas .....	47
Fig. 4.6. Dimensiones geométricas de dos espiras no alineadas.....	48
Fig. 4.7. Dimensiones entre espiras y el núcleo: (a) discos, (b) capas.....	49
Fig. 4.8. Dimensiones entre fases y entre devanados y la cuba. ....	50
Fig. 4.9. Superficie de la culata proyectada sobre un devanado. ....	51
Fig. 4.10. Circuito equivalente de las capacitancias paralelas de dos bloques.....	53
Fig. 4.11. Circuito equivalente de las capacitancias a tierra de un bloque.....	53
Fig. 4.12. Dimensiones de dos espiras del transformador.....	55
Fig. 4.13. Dimensiones de una espira circular. ....	56
Fig. 4.14. Dimensiones de una espira rectangular.....	56
Fig. 4.15. Dimensiones geométricas de dos filamentos circulares coaxiales.....	57
Fig. 4.16. Dimensiones de dos segmentos rectos paralelos con la misma longitud.....	58
Fig. 4.17. Dimensiones de dos segmentos rectos paralelos con diferentes longitudes.....	58
Fig. 4.18. Dimensiones de dos espiras rectangulares para el cálculo de la inductancia mutua.....	58
Fig. 5.1. Modelado del interruptor automático de vacío ( <i>VCB</i> ).....	72
Fig. 6.1. Diagrama de flujo de la metodología propuesta para analizar el estrés dieléctrico debido a los ensayos dieléctricos.....	77
Fig. 7.1. Diagrama de flujo de la metodología propuesta para computar los coeficientes <i>TDSFs</i> en los canales dieléctricos de un transformador debido un evento transitorio originado en el sistema de potencia.....	88

Fig. 8.1. Montaje experimental con un transformador testado para realizar las mediciones de las oscilaciones transitorias durante el ensayo de picoteo. ....	92
Fig. 8.2. Esquema de una fase del transformador <i>TrafoCore_1</i> .....	93
Fig. 8.3. Representación simbólica del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>Pos1</i> . ....	94
Fig. 8.4. Representación simbólica del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>MC</i> . ....	94
Fig. 8.5. Representación simbólica del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>MD</i> . ....	94
Fig. 8.6. Representación simbólica del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>Pos19</i> . ....	94
Fig. 8.7. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>Pos1</i> durante el ensayo de picoteo .....	95
Fig. 8.8. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>MC</i> durante el ensayo de picoteo .....	96
Fig. 8.9. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>MD</i> durante el ensayo de picoteo .....	97
Fig. 8.10. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>Pos19</i> durante el ensayo de picoteo .....	98
Fig. 8.11. Representación simbólica de una fase del transformador <i>TrafoCore_2</i> . ....	99
Fig. 8.12. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_2</i> para la posición <i>MAX</i> durante el ensayo de picoteo .....	100
Fig. 8.13. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_2</i> en la posición <i>MC</i> durante el ensayo de picoteo .....	101
Fig. 8.14. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_2</i> en la posición <i>MD</i> durante el ensayo de picoteo .....	102
Fig. 8.15. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador <i>TrafoCore_2</i> en la posición <i>MIN</i> durante el ensayo de picoteo .....	103
Fig. 8.16. Representación simbólica de una fase del transformador <i>TrafoShell_1</i> . ....	104
Fig. 8.17. Forma de onda del impulso de tensión aplicado al transformador <i>TrafoShell_1</i> .....	104
Fig. 8.18. Distribución de la tensión transitoria temporal del transformador <i>TrafoShell_1</i> para la posición <i>Pos.Max-5</i> durante el ensayo de picoteo .....	105
Fig. 8.19. Distribución de la tensión transitoria temporal del transformador <i>TrafoShell_1</i> para la posición <i>Pos.Nom-3</i> durante el ensayo de picoteo .....	105
Fig. 8.20. Distribución de la tensión transitoria temporal del transformador <i>TrafoShell_1</i> para la posición <i>Pos.Min-1</i> durante el ensayo de picoteo .....	106
Fig. 8.21. Respuesta en frecuencia de los elementos de la matriz nodal de admitancias del transformador <i>TrafoCore_1</i> : (a) Magnitud, (b) Fase.....	107
Fig. 8.22. Distribución de la tensión transitoria temporal del punto de medida <i>PM-3</i> del transformador <i>TrafoCore_1</i> para la posición <i>Pos1</i> durante el ensayo de picoteo obtenida con el modelo terminal.....	107
Fig. 8.23. Circuito de prueba para estudiar el modelo del <i>VCB</i> [3][48]. ....	108
Fig. 8.24. (a) Tensión transitoria ( <i>TRV</i> ) y la rigidez dieléctrica ( <i>DS</i> ) del <i>VCB</i> para el 1° ejemplo. (b) Corriente que circula a través del <i>VCB</i> para el 1° ejemplo.....	109
Fig. 8.25. (a) Tensión transitoria ( <i>TRV</i> ) y la rigidez dieléctrica ( <i>DS</i> ) del <i>VCB</i> para el 2° ejemplo. (b) Detalle de las re-igniciones del <i>VCB</i> . ....	109

Fig. 8.26. (a) Corriente transitoria del <i>VCB</i> para el 2º ejemplo. (b) Detalle de las re-igniciones del <i>VCB</i> .	109
Fig. 8.27. Tensión transitoria ( <i>TRV</i> ) y la rigidez dieléctrica ( <i>DS</i> ) del <i>VCB</i> para el 2º ejemplo con $A = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$ .	110
Fig. 8.28. (a) Detalle de la tensión transitoria del <i>VCB</i> durante el proceso de re-ignición para diferentes valores del parámetro <i>D</i> del 2º ejemplo. (b) Detalle de la corriente a través del <i>VCB</i> durante el proceso de re-ignición para diferentes valores del parámetro <i>D</i> del 2º ejemplo.	110
Fig. 9.1. Distribución de la tensión transitoria de los nodos del devanado <i>AT</i> del transformador <i>TrafoCore_1</i> cuando está sometido a un impulso de onda plana durante el ensayo de choque.	112
Fig. 9.2. Distribución de la tensión transitoria de cada nodo del devanado <i>AT</i> frente al tiempo cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda plana durante el ensayo de choque	113
Fig. 9.3. Distribución de la tensión transitoria en cada instante de tiempo a lo largo del devanado <i>AT</i> cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda plana durante el ensayo de choque	113
Fig. 9.4. Tensión máxima entre los discos enfrentados del devanado <i>AT</i> cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda plana durante el ensayo de choque	114
Fig. 9.5. Tensión máxima entre las espiras enfrentadas de los diez primeros discos del devanado <i>AT</i> del transformador <i>TrafoCore_1</i> sometido a un impulso de onda plana durante el ensayo de choque	114
Fig. 9.6. Distribución de la tensión transitoria de los nodos del devanado <i>AT</i> del transformador <i>TrafoCore_1</i> cuando está sometido a un impulso de onda cortada en la cola durante el ensayo de choque	115
Fig. 9.7. Distribución de la tensión transitoria de cada nodo del devanado <i>AT</i> frente al tiempo cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque	116
Fig. 9.8. Distribución de la tensión transitoria en cada instante de tiempo a lo largo del devanado <i>AT</i> cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque	116
Fig. 9.9. Tensión máxima entre los discos enfrentados del devanado <i>AT</i> cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque	117
Fig. 9.10. Tensión máxima entre las espiras enfrentadas de los diez primeros discos del devanado <i>AT</i> cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque	117
Fig. 9.11. Distribución de la tensión durante el ensayo de choque aplicado en el terminal <i>TS(AT)</i> en el instante de tiempo en que el estrés dieléctrico máximo se produce en el primer canal radial de aceite entre discos.	119
Fig. 9.12. Líneas del campo eléctrico y factores de seguridad en los canales de aceite durante el ensayo de choque aplicado en el terminal <i>TS(AT)</i> en el instante de tiempo en que el estrés dieléctrico máximo se produce en el primer canal radial de aceite entre discos.	119
Fig. 9.13. Conexiones de los terminales del transformador <i>TrafoCore_1</i> .	120
Fig. 9.14. Forma de onda de los impulsos de tensión tipo rayo de los ensayos dieléctricos aplicados al transformador <i>TrafoCore_1</i> para el estudio de los factores de severidad	121
Fig. 9.15. Densidad espectral de energía en el terminal <i>TS(AT)</i> de cada ensayo dieléctrico y la envolvente de la densidad espectral de energía de los ensayos dieléctricos.	122

Fig. 9.16. (a) Tensión máxima a tierra a lo largo del devanado $AT$ para los ensayos dieléctricos y la envolvente de los ensayos dieléctricos. (b) Caída de tensión máxima entre los discos del devanado $AT$ para los ensayos dieléctricos y la envolvente de los ensayos dieléctricos.....	122
Fig. 9.17. Caída de tensión transitoria en los contactos del $VCB$ durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	123
Fig. 9.18. Distribución de la tensión transitoria en el terminal $TS(AT)$ durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	124
Fig. 9.19. Distribución de la tensión transitoria en el nodo 25° durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	125
Fig. 9.20. Densidad espectral de energía en el terminal $TS(AT)$ durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	126
Fig. 9.21. Coeficiente $FDSF$ del terminal $TS(AT)$ durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	127
Fig. 9.22. Densidad espectral de energía en el nodo 25° durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	128
Fig. 9.23. Coeficiente $FDSF$ del nodo 25° durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.....	129
Fig. 9.24. Coeficiente $FDSF$ máximo a lo largo del devanado $AT$ durante la apertura de cada $VCB$ y el coeficiente $FDSF$ de la envolvente de los ensayos dieléctricos.....	130
Fig. 9.25. (a) Tensión máxima a tierra a lo largo del devanado $AT$ durante la apertura de cada $VCB$ y la envolvente de los ensayos dieléctricos a lo largo del devanado $AT$ de la Fig. 9.16. (b) Coeficiente $TDSF$ para la tensión máxima a tierra a lo largo del devanado $AT$ durante la apertura de cada $VCB$ .....	131
Fig. 9.26. (a). Caída de tensión máxima a través del aislamiento entre los discos del devanado $AT$ durante la apertura de cada $VCB$ y la envolvente de los ensayos dieléctricos de la Fig. 9.16. (b) Coeficiente $TDSF$ para la caída de tensión máxima entre los discos del devanado $AT$ durante la apertura de cada $VCB$ .....	131
Fig. 9.27. Polaridades y conexiones de una fase del transformador <i>Ficticio</i> .....	133
Fig. 9.28. Variantes de funcionamiento del transformador <i>Ficticio</i> .....	134
Fig. 9.29. Tensión máxima de los nodos del transformador <i>Ficticio</i> cuando está sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes del transformador.....	135
Fig. 9.30. Caída de tensión máxima de las ramas del transformador <i>Ficticio</i> cuando está sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes del transformador.....	136
Fig. 9.31. Forma de onda de la tensión transitoria temporal de varios nodos del transformador <i>Ficticio</i> sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes. ..	137
Fig. 9.32. Forma de onda de la caída de tensión transitoria de varias ramas del transformador <i>Ficticio</i> sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes.....	138
Fig. 9.33. Forma de onda de la caída de tensión transitoria entre el Nodo 58 y 59 del transformador <i>Ficticio</i> sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes. ..	139
Fig. 9.34. Forma de onda de la caída de tensión transitoria entre el Nodo 82 y 83 del transformador <i>Ficticio</i> sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes. ..	140
Fig. 9.35. Forma de onda de la caída de tensión transitoria entre el Nodo 70 y 24 del transformador <i>Ficticio</i> sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes. ..	141
Fig. 9.36. Respuesta transitoria de la bobina de <i>Abetti</i> dividida en 10 bloques.....	143
Fig. 9.37. Respuesta transitoria de la bobina de <i>Abetti</i> dividida en 20 bloques.....	143

Fig. 9.38. Tensión máxima a tierra de los nodos de la bobina de <i>Abetti</i> .....	144
Fig. 9.39. Caída de tensión máxima entre las ramas de la bobina de <i>Abetti</i> .....	144
Fig. 9.40. Respuesta en frecuencia de la admitancia del terminal <i>HI</i> del devanado <i>AT</i> .....	145
Fig. 9.41. Onda oscilatoria para diferentes valores del factor de amortiguamiento.....	145
Fig. 9.42. Respuesta transitoria del Nodo 60 cuando se aplica una onda oscilatoria amortiguada de 15.13 kHz en el Nodo 70 con diferentes factores de amortiguamiento sin tener en cuenta las pérdidas del transformador <i>Ficticio</i> .....	146
Fig. 9.43. Respuesta transitoria del Nodo 60 cuando se aplica una onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz en el Nodo 70 con diferentes factores de amortiguamiento teniendo en cuenta las pérdidas del transformador <i>Ficticio</i> .....	147
Fig. 9.44. Tensión máxima a tierra de los nodos del devanado <i>ATI</i> para cada onda oscilatoria aplicada al transformador <i>Ficticio</i> con diferentes factores de amortiguación.....	148
Fig. 9.45. (a) Densidad espectral de energía de la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz aplicada al transformador <i>Ficticio</i> con diferentes factores de amortiguación. (b) Coeficientes <i>FDSFs</i> del transformador <i>Ficticio</i> calculados a partir de la Fig. 9.45.a.....	149
Fig. 9.46. (a) Tensión máxima a tierra de los nodos del devanado <i>ATI</i> cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz con diferentes factores de amortiguación. (b) Coeficientes <i>TDSFs</i> a tierra de los nodos del devanado <i>ATI</i> calculados a partir de la Fig. 9.46.a.....	150
Fig. 9.47. (a) Caída de tensión máxima entre las ramas del devanado <i>ATI</i> cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz con diferentes factores de amortiguación. (b) Coeficientes <i>TDSFs</i> entre las ramas del devanado <i>ATI</i> calculados a partir de la Fig. 9.47.a. ....	150
Fig. 9.48. Forma de onda de la caída de tensión transitoria a través de los contactos del <i>VCB</i> para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado <i>BT</i> está en circuito abierto. ....	152
Fig. 9.49. Forma de onda de la tensión transitoria de entrada aplicada al terminal <i>HI</i> del transformador <i>Ficticio</i> para cada conmutación de la Tabla 9.VII con el devanado <i>BT</i> en circuito abierto.....	153
Fig. 9.50. Densidad espectral de energía de la tensión de entrada aplicada al transformador <i>Ficticio</i> debido a cada conmutación de la Tabla 9.VII con el devanado <i>BT</i> en circuito abierto. ....	154
Fig. 9.51. Coeficiente <i>FDSF</i> del transformador <i>Ficticio</i> calculado a partir de la Fig. 9.50 con el devanado <i>BT</i> en circuito abierto para cada conmutación de la Tabla 9.VII.....	155
Fig. 9.52. (a) Tensión máxima a tierra de los discos a lo largo del devanado <i>ATI</i> para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado <i>BT</i> en circuito abierto. (b) Coeficientes <i>TDSFs</i> a tierra de los discos calculados a partir de la Fig. 9.52.a. ....	156
Fig. 9.53. (a) Caída de tensión máxima entre los discos a lo largo del devanado <i>ATI</i> para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado <i>BT</i> en circuito abierto. (b) Coeficientes <i>TDSFs</i> entre los discos calculados a partir de la Fig. 9.53.a.....	156
Fig. 9.54. Forma de onda de la caída de tensión transitoria a través de los contactos del <i>VCB</i> para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado <i>BT</i> está en cortocircuito.....	157
Fig. 9.55. Forma de onda de la tensión transitoria de entrada aplicada al terminal <i>HI</i> del transformador <i>Ficticio</i> para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado <i>BT</i> está en cortocircuito. ....	158
Fig. 9.56. Densidad espectral de energía de la tensión de entrada aplicada al transformador <i>Ficticio</i> debido a cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado <i>BT</i> está en cortocircuito. ....	159
Fig. 9.57. Coeficiente <i>FDSF</i> del transformador <i>Ficticio</i> calculado a partir de la Fig. 9.56 para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado <i>BT</i> está en cortocircuito. ....	160

Fig. 9.58. (a) Tensión máxima a tierra de los discos a lo largo del devanado <i>ATI</i> para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado <i>BT</i> en cortocircuito. (b) Coeficientes <i>TDSFs</i> a tierra de los discos calculados a partir de la Fig. 9.58.a.....	161
Fig. 9.59. (a) Caída de tensión máxima entre los discos a lo largo del devanado <i>ATI</i> para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado <i>BT</i> en cortocircuito. (b) Coeficientes <i>TDSFs</i> entre los discos calculados a partir de la Fig. 9.59.a. ....	161
Fig. C.1. Discos con pantalla electrostática en el extremo. ....	175
Fig. C.2. Par de discos hisercap con una rama alternada por espira.....	175
Fig. C.3. Par de discos hisercap con dos ramas alternada por espira.....	176
Fig. C.4. Par de discos con conductores blindados.....	176
Fig. D.1. Cálculo de la inductancia propia de una espira. ....	178
Fig. D.2. Cálculo de la inductancia mutua entre dos filamentos coaxiales paralelos.....	178
Fig. E.1. Dimensiones de los filamentos del método de Lyle. ....	179
Fig. F.1. Dimensiones de dos filamentos montados en un núcleo infinito. ....	181
Fig. F.2. Representación de un núcleo magnético finito con el método de las espiras imágenes. ....	182
Fig. F.3. Dimensiones de las bobinas con sección transversal rectangular. ....	184
Fig. G.1. Sección transversal de dos conductores cilíndricos.....	185
Fig. H.1. Forma de onda del impulso tipo rayo de onda plena.....	188
Fig. H.2. Forma de onda del impulso tipo rayo de onda cortada.....	190
Fig. H.3. Forma de onda del impulso de maniobra. ....	190

# Lista de Tablas

Tabla 4.I. Valores de las propiedades dieléctricas de los materiales.....	45
Tabla 5.I. Parámetros de la rigidez dieléctrica del <i>VCB</i> .....	71
Tabla 5.II. Parámetros de la capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia del <i>VCB</i> .....	71
Tabla 8.I. Frecuencia límite superior de la discretización del <i>TrafoCore_1</i> .....	93
Tabla 8.II. Frecuencia límite superior de la discretización del <i>TrafoCore_2</i> .....	99
Tabla 8.III. Conexiones de los terminales para las posiciones del transformador <i>TrafoCore_2</i> .....	99
Tabla 8.IV. Frecuencia límite superior de la discretización del <i>TrafoShell_1</i> .....	104
Tabla 8.V. Conexiones de los terminales para las posiciones del transformador <i>TrafoShell_1</i> .....	104
Tabla 9.I. Valores máximos del estrés dieléctrico entre discos y entre las 60 primeras espiras enfrentadas cuando el transformador <i>TrafoCore_1</i> está sometido a un impulso de onda plena y de onda cortada durante los ensayos de choque.....	118
Tabla 9.II. Valores de la recuperación de la rigidez dieléctrica del <i>VCB</i> .....	120
Tabla 9.III. Características de las tomas del transformador <i>Ficticio</i> .....	133
Tabla 9.IV. Frecuencia límite superior de la discretización del transformador <i>Ficticio</i> .....	133
Tabla 9.V. Valor de la primera frecuencia natural del transformador <i>Ficticio</i> .....	145
Tabla 9.VI. Discretización del transformador <i>Ficticio</i> .....	151
Tabla 9.VII. Valores de los parámetros del <i>VCB</i> para cada caso estudiado.....	151
Tabla H.I. Parámetros de la onda plena rápida (1.2/50 $\mu$ s) y de onda plena lenta (100/1000 $\mu$ s).....	189
Tabla H.II. Parámetros del impulso tipo rayo de onda cortada en la cola (2 a 6 $\mu$ s).....	189
Tabla H.III. Parámetros del impulso tipo rayo de onda cortada en la frente (0.5 a 1.0 $\mu$ s).....	189
Tabla H.IV. Parámetros del impulso de maniobra de onda cortada en la cola (800 $\mu$ s) .....	189



## 1 Introducción

Este capítulo ofrece una introducción general sobre el tema de la tesis, un resumen del estado actual del arte, sus objetivos, la contribución del Autor y un esquema de la tesis.

### 1.1 Generalidades

Un transformador es un dispositivo eléctrico estático que se usa en un sistema eléctrico de potencia para transferir potencia entre dos circuitos diferentes a través del uso de la inducción electromagnética.

En la mayoría de los transformadores, el núcleo está hecho de láminas de acero con buenas propiedades magnéticas en la dirección de laminación. El núcleo está conectado a tierra y cada lámina está recubierta con un material aislante para reducir las pérdidas del núcleo. Los devanados son bobinas concéntricas que se enrollan alrededor del núcleo. Las bobinas están formadas por conductores de cobre o de aluminio y cada conductor está aislado con cinta de papel. Diferentes canales dieléctricos formados por tubos de aislamiento soportados por espaciadores de cartón prensado se sitúan entre los devanados para proporcionar la necesaria resistencia eléctrica y mecánica. Normalmente, el devanado de baja tensión se sitúa más cerca del núcleo y el devanado de alta tensión se encuentra más alejado de las estructuras conectadas a tierra ya que el aislamiento requerido entre el devanado de baja tensión y la tierra es menor, y de esta manera se reduce la cantidad de aislamiento.

En los transformadores secos, los devanados y el núcleo están al aire libre ya que el aislamiento de las espiras está hecho de diferentes tipos de resinas sólidas. Generalmente este tipo de transformadores son de pequeña potencia y se usan para la red de distribución. En los transformadores en baño de aceite, la parte activa del transformador está sumergido en sustancias orgánicas como el aceite, dispuesta en el interior de una cuba. Estas sustancias orgánicas tienen mejores propiedades dieléctricas que el aire y además sirven como medio de refrigeración para eliminar el calor generado por las pérdidas producidas dentro del transformador. Estos transformadores se construyen para todas las potencias y tensiones.

El transformador de potencia representa uno de los equipos más importantes y de mayor coste en los sistemas de potencia. Como los transformadores están conectados en serie con el sistema de energía, los fallos de los transformadores impiden el suministro a los clientes y pueden dar lugar a pérdidas de ingresos tanto para los clientes como para la empresa suministradora de energía eléctrica. Sin embargo, la sustitución de los transformadores viejos por otros nuevos, con el fin de aumentar la fiabilidad, a menudo no está

económicamente justificada y el transformador debe estar en servicio el máximo número de años posible.

## 1.2 Interés actual del tema

El dimensionamiento del aislamiento en transformadores es uno de los aspectos más importante dentro de la fase de diseño, ya que es un factor crucial que condiciona la vida útil del transformador. La estructura del aislamiento en los transformadores es diseñada en función de la distribución de tensiones a lo largo de los devanados [53]. Por ello, los diseñadores de transformadores necesitan información cuantitativa muy precisa sobre la distribución de la tensión interna en los devanados para llevar a cabo el diseño del aislamiento conociendo los valores de tensión que respalden la selección del aislamiento.

En servicio, los transformadores de potencia están sometidos continuamente a la tensión nominal y ocasionalmente a una gran variedad de fenómenos transitorios electromagnéticos de muy alta frecuencia como consecuencia de la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia, especialmente los transitorios producidos por los cortocircuitos en el sistema, la conmutación de disyuntores, descargas atmosféricas, conexión de una batería de condensadores, conexión de líneas en vacío, etc.

El comportamiento a tensión nominal es una tarea ya dominada, donde el comportamiento de los devanados es puramente inductivo y la distribución de la tensión a lo largo de los devanados es uniforme ya que el transformador trabaja en estado permanente. Por el contrario, no ocurre lo mismo cuando el transformador está sometido a un fenómeno transitorio. En este caso, el transformador se comporta como una red de capacitancias e inductancias que provoca una distribución no uniforme de la tensión a lo largo de los devanados, produciendo sobretensiones en el interior de los devanados. Si estas sobretensiones son suficientemente graves pueden provocar la ruptura dieléctrica de los aislantes. Esta ruptura consiste en diferentes tipos de daños temporales o permanentes en la estructura del aislamiento dando lugar a arcos eléctricos y cortocircuitos en el interior del transformador. Estos fallos pueden deteriorar los aislantes, reducir la vida útil del transformador y afectan negativamente a la fiabilidad del sistema eléctrico [19], [20], [115].

Por lo tanto, es necesario que tanto los fabricantes como los operadores deban tener un mejor conocimiento sobre el estrés dieléctrico al que estará expuesto el transformador durante su vida activa, ya que un mejor diseño del aislamiento de los devanados trae como consecuencia una disminución de los fallos y una prolongación de su vida útil.

Por esta razón, se hace necesaria una herramienta de cálculo capaz de modelar y reproducir la respuesta interna del transformador debido a los fenómenos transitorios de muy alta frecuencia que se originan en la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia. Esta herramienta ayudará a obtener una comprensión más profunda sobre el comportamiento de estas máquinas ante fenómenos transitorios de muy alta frecuencia y

constituirá una valiosa contribución a la industria de los transformadores sobre la técnica del cálculo de los transitorios dentro de los transformadores.

El cálculo de los transitorios en los transformadores es un tema muy complejo, y está de plena actualidad, ya que se vienen registrando un número importante de fallos en los transformadores relacionados con los transitorios de alta frecuencia debido a la interacción entre el transformador y el sistema de potencia, hasta el punto de que en 2008, se puso en marcha el grupo de trabajo internacional de la *Cigré, JWGA2/C4.39 "Electrical Transient Interaction between Transformers and Power Systems"*, con el objetivo de abordar este tema. Este grupo de trabajo presentará una guía práctica sobre este tema a finales de 2013. Destacar que gran parte de los resultados recogidos de esta tesis fueron estimulados por la participación activa tanto del Autor como del Director de esta tesis en dicho grupo de trabajo de la *Cigré*.

### **1.3 Finalidad y objetivos**

La finalidad de esta tesis es el estudio del comportamiento de los transformadores de potencia sometidos a fenómenos transitorios de muy alta frecuencia, centrándose en las sobretensiones provocadas como consecuencia de la interacción del transformador con el sistema de potencia.

Con el fin de alcanzar esta finalidad, se establece como objetivo principal el desarrollo de un modelo del transformador de potencia capaz de reproducir la respuesta transitoria a lo largo de los devanados debido a fenómenos transitorios de muy alta frecuencia. El modelo propuesto permite predecir el comportamiento del transformador debido, no sólo a los transitorios de los ensayos dieléctricos normalizados, sino también a los transitorios originados en la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia.

Por lo tanto, se fijan los siguientes objetivos específicos:

- Desarrollar un modelo interno detallado o modelo de *Caja Blanca* totalmente flexible capaz de modelar diferentes tipos de transformadores (*Core* y *Shell*), en cualquier configuración, independientemente de la topología geométrica y número de devanados.
- Compatibilizar el modelo interno detallado del transformador con el modelo del sistema de potencia para el cálculo de los transitorios resultantes de la interacción entre ambos. Dicha compatibilidad consiste en la conversión del modelo interno detallado en un modelo terminal o modelo de *Caja Negra*.
- Presentar una metodología para estimar la severidad dieléctrica interna a la que se ve sometido el transformador excitado por transitorios no normalizados de muy alta frecuencia. Para ello se propone un nuevo coeficiente en el dominio del tiempo llamado *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo (TDSF)*.

- Validar experimentalmente los resultados obtenidos. Una serie de ensayos son presentados con el fin de validar el modelo y la metodología propuesta, evaluando la influencia de la interacción con el sistema de potencia.
- Demostrar la utilidad del modelo y de la metodología propuesta. Para ello, varias aplicaciones prácticas son presentadas demostrando la potencialidad del modelo y la sensibilidad de la metodología, tanto para el dimensionamiento del sistema de aislamiento, como para el desarrollo de guías y normas que aseguren la correcta interacción entre el transformador y el sistema de potencia.

## 1.4 Estado actual del arte

El modelado del transformador para estudiar el comportamiento de los transformadores sometidos a fenómenos transitorios electromagnéticos tiene su origen a principios de siglo XX. A lo largo de los años, se ha realizado un esfuerzo considerable para determinar la respuesta transitoria de los devanados usando una gran variedad de métodos, incluyendo los métodos analógicos y digitales. Los métodos analógicos son modelos a escala reducida del transformador [1] y los métodos digitales o computacionales son modelos matemáticos que simulan el comportamiento del transformador a través del uso de computadoras [83]. La utilización de los modelos analógicos es costosa y consume mucho tiempo, ya que requiere la construcción de un nuevo modelo para cada diseño del transformador. Por lo tanto, el enfoque analógico fue abandonado por los modelos digitales [84], [106].

Muchos modelos digitales fueron propuestos en la literatura, los cuales se distinguen los modelos analíticos y numéricos. Los modelos analíticos o continuos se basan en una red eléctrica de parámetros diferenciales equivalentes del transformador que resuelven las ecuaciones diferenciales analíticamente a partir de la teoría de la onda estacionaria o a partir de la teoría de la propagación de la onda [2], [12], [38], [47], [60], [78], [121]. Los modelos numéricos resuelven las ecuaciones diferencias del transformador de forma numérica a través de algún método de integración numérica en el dominio del tiempo o a través de la *transformada numérica de Fourier* o de *Laplace* en el dominio de la frecuencia [5], [63], [85], [86], [102], [113], [117], [125], [137].

Los modelos analíticos fueron utilizados de forma extendida durante décadas. Sin embargo, tienen una serie de limitaciones de acuerdo a los detalles de la geometría real de los transformadores pero se usan por su facilidad, rapidez de cálculo y sencillez.

*Blume y Boyajian* [12] presentan un análisis analítico cuando se aplica una onda rectangular en un transformador y obtienen los valores de la tensión en el interior del devanado excitado. Realizan una comparación de la distribución inicial de la tensión cuando el neutro del devanado es un punto fluctuante y cuando está conectado a tierra. Concluyen que esta distribución inicial depende de la constante de distribución ( $\alpha$ ) que se obtiene a partir de la capacitancia a tierra ( $C_g$ ) y de la capacitancia serie ( $C_s$ ). *Abetti* [2] desarrolla un modelo

analítico formado por una red equivalente de capacitancias para calcular las sobretensiones transferidas a los devanados cuando se aplica un impulso escalón de tensión. *Stein* amplía el modelo analítico para calcular la respuesta de un devanado cuando el transformador está sometido a un impulso de tensión tipo rayo [121].

*Munshi et al.* [91] realiza un estudio numérico del comportamiento de un devanado con un terminal conectado a tierra usando una red eléctrica de capacitancias y inductancias. Realiza este estudio aplicando ondas de impulsos de tensión tipo rayo cortadas con diferentes tiempos de corte tanto en el frente como en la cola. Concluyen que el peor caso se produce cuando se aplica una onda cortada en la cola. *McWhirter et al.* [84] presenta otro modelo matemático que utiliza una red de capacitancias considerando secciones no uniformes del devanado, el cual resuelve las ecuaciones diferencias numéricamente en el dominio del tiempo.

Los modelos numéricos se clasifican según sus ventajas y desventajas, sus aplicaciones y limitaciones, para facilitar la elección del modelo más apropiado con el fin de simular el fenómeno transitorio que se quiere estudiar. Entre los principales modelos numéricos propuestos en la literatura a lo largo de los años, se puede utilizar la siguiente clasificación [38], [78]:

- Modelos internos detallados (*Caja Blanca*):
  - Modelo de parámetros concentrados:
    - Modelo basado en la inductancia propia y mutua.
    - Modelo basado en la inductancia de dispersión.
    - Modelo basado en el principio de dualidad.
  - Modelo de parámetros distribuidos:
    - Modelo basado en la línea de transmisión de un simple conductor (*STL*).
    - Modelo basado en línea de transmisión de múltiples conductores (*MTL*).
    - Modelo combinando el enfoque *STL* y *MTL*.
  - Modelo basado en el análisis de los campos electromagnéticos.
- Modelos terminales (*Caja Negra*):
  - modelo basado en las medidas de la respuesta en frecuencia de los terminales del transformador.
  - modelo basado en el análisis modal.
  - modelo basado en la descripción de polos y ceros.
  - modelo basado en la técnica del *Vector Fitting*.
- Modelos Híbridos: Combinación de varios modelos.

Los modelos internos también llamados modelos de *Caja Blanca* son aquellos modelos cuyos parámetros se determinan a partir de la información detallada de la geometría del transformador dada por el fabricante. Estos modelos permiten considerar la no linealidad de algunos parámetros del transformador como la saturación y la dependencia de otros parámetros con la frecuencia como las pérdidas. Además, los modelos internos permiten

calcular las tensiones y las corrientes a lo largo de los devanados y son válidos para modelar fenómenos transitorios de bajas y altas frecuencias ya que tienen suficiente validez para un rango de frecuencias de unos pocos kHz hasta unos MHz [63]. Dentro del grupo de los modelos internos se distinguen tres principales enfoques: los modelos de parámetros concentrados, los modelos de parámetros distribuidos y los modelos basados en el análisis de los campos electromagnéticos.

Un gran número de modelos internos usan el enfoque de parámetros concentrados. Los modelos de parámetros concentrados consisten en la obtención de un circuito eléctrico de parámetros concentrados equivalente del transformador, donde los distintos elementos inductivos, capacitivos y resistivos representan grupos de espiras. Según la forma de calcular las inductancias se obtienen los diferentes modelos de parámetros concentrados, los cuales destacan los modelos basados en las inductancias propias y mutuas, en las inductancias de dispersión y en el principio de la dualidad.

El modelo basado en las inductancias propias y mutuas fue propuesto por *Weed* pero éste despreciaba la inductancia mutua [130]. Este método fue mejorado por *Rabins* [106], el cual utiliza una permeabilidad infinita en el núcleo. *Beryl M. Dent et al.* [24] desarrolla otro modelo, basándose en el mismo enfoque, el cual considera al devanado como una red eléctrica formada por inductancias y capacitancias para cada sección del devanado. Sólo estudia el comportamiento del devanado de alta tensión sometido a un impulso de tensión. Este trabajo fue seguido por otros autores como *Fergestad*, el cual calcula las oscilaciones transitorias en los devanados conociendo las inductancias propias y mutuas de las secciones de los devanados y teniendo en cuenta la presencia del núcleo de acero [29], [30].

*Miki et al.* [85] desarrolla un modelo para simular transformadores con múltiples devanados, el cual extiende la red convencional de parámetros concentrados de un sólo devanado para múltiples devanados. Determina la distribución de la tensión a lo largo del devanado al que se aplica el impulso y calcula las tensiones transferidas a los otros devanados teniendo en cuenta el acoplamiento capacitivo e inductivo entre los devanados. Concluyen que el efecto del núcleo es despreciable cuando el neutro está conectado a tierra. Además, comprueban que el cálculo de la capacitancia serie de un disco deducida por *Stein* [121] genera buenos resultados en comparación con las medidas experimentales.

*Wirgau* [138] desarrolla un método para determinar las inductancias propias y mutuas de los devanados formados por conductores rectangulares, considerando el núcleo de aire. Una mejora fue hecha por *Wilcox et al.* [133], [134] el cual incluye los efectos de la presencia del núcleo de acero sobre las inductancias y las pérdidas de los devanados. Este método es bastante preciso para el cálculo de las impedancias propias y mutuas de los devanados.

*Wilcox* desarrolla un modelo de parámetros concentrados aplicando el análisis modal a las conocidas ecuaciones telegráficas en el dominio de la frecuencia con el fin de modelar un transformador con múltiples devanados. Este modelo se basa en la teoría de las líneas de transmisión cortas donde cada devanado se representa por una línea de transmisión de parámetros concentrados [135], [136], [137]. *Shibuya* [115] usa este enfoque para analizar la

respuesta transitoria de un transformador usando la *transformada numérica de Fourier*. *López-Fernández et al.* [64], [65], [66], [68], [69] utilizan este enfoque usando la *transformada numérica de Laplace* para modelar los transformadores de potencia y aplican este enfoque para simular los ensayos dieléctricos en transformadores reales.

El modelo basado en la inductancia de dispersión fue iniciado por *Blume* [12] y mejorado por *McWirther et al.* [83] y *Shiple et al.* [117]. *McWhirter et al.* [83] aplicaron este enfoque a un transformador tipo *Shell* considerando que la permeabilidad del núcleo es infinita bajo las condiciones transitorias del impulso, que la suma de las amperivoltas alrededor del circuito magnético es cero y que la distribución del flujo de dispersión es la misma en condiciones transitorias como a bajas frecuencias. *Brandwajn et al.* [13] y *Dugan et al.* [27] amplían este enfoque para modelar transformadores trifásicos tipo *Core* con múltiples devanados. Estos modelos se basan en la representación de las inductancias de dispersión de los devanados para modelar el transformador, los cuales se obtienen a partir de los datos de la placa característica del transformador. Normalmente, este método se usa para bajas frecuencias aunque las propiedades del núcleo no están propiamente incluidas. Este enfoque se puede extender a altas frecuencias si los devanados se dividen en pequeñas partes.

El modelo basado en el principio de la dualidad fue introducido por *Cherry* [16]. El núcleo de acero se puede modelar con precisión a bajas frecuencias a través de las reluctancias equivalentes del circuito magnético y aplicando el principio de dualidad entre las reluctancias y las inductancias. Sin embargo, los modelos basados en este enfoque, tienen el inconveniente de que la inductancia de dispersión no está correctamente representada. *Arturi* [5] corrige esta imprecisión asumiendo que el campo magnético es axial y usa este enfoque para modelar condiciones elevadas de saturación en transformadores trifásicos. Este enfoque es adecuado para frecuencias bajas y medias ya que el campo de dispersión llega a ser muy importante para frecuencias altas. *Honorati* [49] adapta este enfoque para analizar las tensiones transitorias de frecuencias altas en los transformadores de potencia. Desarrolla un circuito equivalente del transformador formado por la unión de una red eléctrica de capacitancias y una red magnética de inductancias obtenidas a partir del principio de dualidad. También introduce el efecto de las corrientes *eddy* incrementando la resistencia usando factores.

Otros modelos internos se basan en el enfoque de parámetros distribuidos. Los modelos de parámetros distribuidos representan cada devanado por una o varias líneas de transmisión largas a través de los parámetros por unidad de longitud de las bobinas. Estos modelos aplican las ecuaciones de la línea de transmisión larga, tienen la ventaja de incluir los fenómenos dependientes con la frecuencia de una manera fácil y permiten analizar la propagación de la onda electromagnética a lo largo de los devanados.

El modelo de parámetros distribuidos fue propuesto por *Wagner* [129] y aplicado inicialmente en transformadores por *Rabins* [107]. *Cornick et al.* [18] demuestra que las tensiones entre espiras en máquinas rotativas se pueden determinar por medio de un modelo que usa la teoría de la línea de transmisión de un simple conductor (*STL*). *Wright et al.* [141] desarrolla un método analítico general para máquinas eléctricas aplicando la teoría de la

línea de transmisión de múltiples conductores (*MTL*). Fue mejorado por *McLaren et al.* [82] y *Guardado et al.* [41], los cuales proponen modelos basándose en la línea de transmisión de múltiples conductores para simular fenómenos transitorios en los devanados de máquinas eléctricas. *Cornick et al.* [19] aplica satisfactoriamente la teoría de la línea de transmisión de múltiples conductores para modelar las sobretensiones de muy alta frecuencia en transformadores.

Los modelos de la *STL* describen todo el devanado como una única línea de transmisión de parámetros distribuidos mientras que los modelos de la *MTL* representan el devanado por medio de una línea de transmisión de varios conductores en paralelos. Cada conductor es una línea de transmisión de parámetros distribuidos, los cuales representan cada disco o espira del devanado. El grupo de conductores están acoplados e interconectados entre sí.

Varios modelos del transformador basados en la teoría de la línea de transmisión se han utilizado con éxito teniendo en cuenta el acoplamiento mutuo entre las espiras del transformador [102], [103], [113], [114], [116]. Sin embargo, el modelo de la *STL* sólo se puede aplicar a devanados homogéneos y el modelo de la *MTL* requiere una alta capacidad computacional debido a la necesidad de modelar cada disco o cada espira por separado [113]. *Popov et al.* [102] y *Shibuya et al.* [113] evitaron estos problemas combinando los dos modelos en dos etapas. En la primera etapa, cada bobina se representa por un modelo de la *STL* para calcular las tensiones de los extremos de las bobinas. Y en la segunda etapa, los discos de cada bobina se representan por modelos de la *MTL* para calcular las sobretensiones de las espiras de forma independiente de las otras bobinas.

Por otro lado, los modelos basados en el análisis de los campos electromagnéticos son utilizados por los diseñadores de los transformadores para el cálculo de los parámetros de diseño. La técnica de elementos finitos (*FEM*) es la solución numérica más aceptada para obtener la solución de los campos electromagnéticos [15], [118]. En la mayoría de los casos, estos métodos son poco prácticas para el cálculo de los transitorios ya que son computacionalmente mucho más exigentes y necesitan una malla muy fina para obtener una solución suficientemente precisa. Además, el sistema de ecuaciones se debe resolver varias veces durante la simulación transitoria obteniendo simulaciones muy pesadas.

Otra categoría diferente, corresponde a los modelos terminales o también llamados modelos de *Caja Negra*. Estos modelos presentan el comportamiento transitorio en los terminales del transformador y se obtienen a partir de los parámetros de los terminales. Este enfoque no es el método más adecuado para estudiar el diseño geométrico del transformador puesto que no se obtiene la respuesta interna de los devanados. Sin embargo, es un modelo factible para la implementación del transformador como una caja negra dentro del modelo del sistema de potencia. Los modelos terminales se pueden incluir en programas de simulación en el dominio del tiempo como el *Programa de Transitorios Electromagnéticos (EMTP)*, por sus siglas en inglés).

Normalmente, los modelos terminales para bajas frecuencias consisten en una red de inductancias y resistencias cuyos valores se calculan a partir de las impedancias de vacío y

de cortocircuito de los devanados. Se puede añadir la red de capacitancias con el fin de obtener la respuesta transitoria del transformador para altas frecuencias [13], [23].

Un gran número de modelos terminales para altas frecuencias fueron obtenidos a partir de las medidas en los terminales del transformador, realizando diferentes tipos de ensayos. Los modelos obtenidos tienen el inconveniente de que su actuación sólo se pueden garantizar para los transformadores ensayados y dentro del rango de frecuencias de los ensayos realizados [22], [46], [120], [125].

*Degeneff* [22] desarrolla un modelo terminal del transformador para alta frecuencia y crea un método numérico para determinar las frecuencias de resonancia a partir de medidas. El análisis modal desarrollado por *Wilcox et al.* [135], [136] permite obtener la matriz de admitancias nodales en los terminales del transformador, el cual da lugar a un modelo terminal en el dominio del tiempo cuando se aplica alguna técnica de síntesis de redes. *Vaessen* [125] desarrolla un método para modelar el transformador a altas frecuencias en el *EMTP*. A partir de medidas, obtiene las funciones de transferencias y las admitancias en función de la frecuencia y usa el análisis modal para determinar la red eléctrica del modelo. *Soysal et al.* [120] presenta una metodología para modelar el transformador a partir de la estimación de los polos y los ceros de la función de transferencia que se obtiene a través de la respuesta en frecuencia de los terminales del transformador. *Morched et al.* [86] presenta un modelo para simular el comportamiento de un transformador de potencia a altas frecuencias en el *EMTP*. Este modelo se basa en la aproximación con funciones racionales consistentes de polos y ceros de la matriz de admitancias de los terminales del transformador en función de un rango de frecuencias. *Gustavsen et al.* [43], [44], [45], [46] desarrolla una técnica para representar la respuesta en frecuencia de los devanados del transformador a través de aproximaciones de funciones racionales usando la técnica del *Vector Fitting*. Aplicando esta técnica, presenta una metodología para obtener un modelo de *Caja Negra* dependiente con la frecuencia de un transformador de potencia.

Varios autores combinan algunos métodos anteriores dando lugar a los modelos híbridos. *Gharehpetian et al.* [34] combina el método de la inductancia propia y mutua con el modelo terminal. *De León* [61], [63] utiliza la combinación de la inductancia de dispersión con el principio de dualidad. *Woiver et al.* [139] implementa un modelo de parámetros concentrados cuyos parámetros son calculados por métodos analíticos y por el método de elementos finitos. Otros autores calculan los valores de los parámetros de sus modelos con el método de elementos finitos teniendo en cuenta la geometría real del transformador y la dependencia de los parámetros con la frecuencia [11], [87].

El modelado del transformador para analizar el comportamiento de los transformadores sometidos a fenómenos transitorios que se originan debido a la interacción de éste con el sistema de potencia es un tema de gran actualidad ya que numerosos fallos en transformadores conectados al sistema de potencia fueron relatados en la literatura. El principal motivo de estos fallos se atribuyen a las operaciones de conmutación de algún dispositivo como el interruptor automático de vacío (*VCB*, por sus siglas en inglés) [79].

En la literatura, muchos trabajos estudian los parámetros del *VCB* y desarrollaron modelos del *VCB* para estudiar la respuesta transitoria del interruptor durante la operación de conmutación [3], [4], [36], [37], [48], [59].

*Popov* [101] estudia la actividad de re-igniciones durante la operación de maniobra de un *VCB* conectado a un transformador. Usa una fuente senoidal con amplitud variable que va aumentando progresivamente para inducir el máximo número de re-igniciones. El modelo del transformador está basado en un modelo detallado de la geometría y aplica el *circuito Foster* para implementar un circuito eléctrico compatible con programas tipo *EMTP*.

Varios trabajos analizan el comportamiento en los terminales del transformador durante una operación de conmutación dentro de un sistema de alimentación. En estos trabajos, usan modelos terminales para simular el transformador, los cuales se obtienen a partir de medidas experimentales. Estos modelos son válidos para un pequeño rango de frecuencias en torno a la frecuencia del sistema de alimentación [48], [59], [100].

Otros trabajos usan un modelo interno detallado del transformador para analizar la distribución de la tensión interna de los devanados conociendo la forma de onda de la tensión que llega a los terminales del transformador durante una operación de conmutación del *VCB*, la cual se obtiene a partir de medidas experimentales [67], [71], [104].

Sin embargo, un punto clave en este tema es conocer la respuesta interna a lo largo de los devanados durante las primeras etapas del diseño del transformador. Para ello, se hace necesaria una herramienta de cálculo capaz de modelar y reproducir la respuesta interna del transformador ante estos fenómenos transitorios. De ahí que, *Álvarez-Mariño* [3], [4], [72] desarrolla una herramienta de cálculo y realiza un estudio para predecir el comportamiento interno a lo largo de los devanados durante la desconexión del transformador del sistema de potencia a través de la apertura de un *VCB*, evaluando la influencia de los parámetros del interruptor.

## 1.5 Planteamiento y desarrollo de la tesis

La tesis está estructurada en 10 capítulos. El capítulo 1 ofrece una introducción general sobre el tema de la tesis, un resumen del estado del arte, sus objetivos, la contribución del Autor y un esquema de la tesis.

El capítulo 2 presenta un abordaje teórico sobre la distribución de la tensión a lo largo de los devanados del transformador. También, describe los principales aspectos involucrados que pueden provocar fallos en los transformadores, asociados a los transitorios que se originan en la interacción eléctrica de éste con el sistema de potencia. Finalmente, presenta un método de cálculo para estimar la respuesta interna del transformador debido a estos transitorios, centrándose en la operación de conmutación de un interruptor automático de vacío.

El capítulo 3 describe el modelo propuesto en esta tesis, basándose en un modelo interno detallado y en un modelo terminal del transformador, el cual reproduce la distribución de la

tensión a lo largo de los devanados debido a fenómenos transitorios de muy alta frecuencia. Se detalla el análisis modal y el cálculo de la transformada numérica de *Laplace* para llevar a cabo la solución numérica de las simulaciones.

El capítulo 4 presenta el cálculo de los parámetros del circuito eléctrico equivalente del modelo propuesto.

El capítulo 5 describe los parámetros del interruptor automático de vacío que determinan su comportamiento transitorio y presenta su modelo matemático.

El capítulo 6 describe una metodología para evaluar el estrés dieléctrico del aislamiento en transformadores excitados con los impulsos normalizados de los ensayos dieléctricos. Este método se basa en el análisis de los factores de seguridad del campo eléctrico y usa el modelo interno detallado propuesto ligado a un modelo de elementos finitos *2D axisimétrico*.

El capítulo 7 propone una metodología en el dominio del tiempo y define un nuevo coeficiente llamado *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo (TDSF)*, para analizar la severidad dieléctrica del transformador excitado con transitorios no normalizados. También, describe el cálculo del *Factor de Severidad en el Dominio de la Frecuencia (FDSF)*.

El capítulo 8 presenta la validación de los resultados obtenidos del modelo y de la metodología propuesta por medio de una serie de ensayos llevados a cabo en varios transformadores reales. También verifica el modelo del interruptor automático de vacío.

El capítulo 9 presenta varias aplicaciones prácticas para demostrar la potencialidad del modelo y la sensibilidad de la metodología propuesta.

El capítulo 10 presenta las conclusiones y algunas sugerencias para trabajos futuros. Por último, se incluyen los anexos.

## 1.6 Contribución del Autor

Esta tesis contiene el trabajo de investigación llevado a cabo por el Autor. Las principales aportaciones de esta tesis se resumen a continuación.

Se ha desarrollado un modelo numérico de parámetros concentrados dependientes de la frecuencia, incluyendo las pérdidas dieléctricas y las pérdidas inducidas debido al efecto *skin* y *proximity*, el cual determina la distribución de la tensión a lo largo de los devanados cuando el transformador está sometido a un fenómeno transitorio de muy alta frecuencia. Este modelo fue implementado en el lenguaje de programación *Fortran* [54]. El modelo propuesto, en un esfuerzo por construir un modelo totalmente flexible, es capaz de:

- 1) Modelar diferentes tipos de transformadores (*Core* y *Shell*), en cualquier configuración.

- 2) Modelar cualquier topología geométrica de los devanados incluyendo capas, capas imbricadas, discos continuos, discos imbricados, discos con *shields*, discos *hisercaps*, devanados con dos o más terminales, independientemente del número de devanados.
- 3) Calcular los parámetros del modelo usando un método analítico completamente general que refleja con precisión las propiedades electromagnéticas del transformador, independientemente de la discretización.
- 4) Modelar elementos resistivos, capacitivos e inductivos conectados al transformador que pueden representar dispositivos conectados en los terminales de los devanados.
- 5) Obtener la respuesta temporal a lo largo de los devanados para realizar un análisis en el dominio del tiempo.
- 6) Obtener la respuesta en frecuencia para determinar la ubicación de las resonancias y realizar un análisis en el dominio de la frecuencia.

Se ha definido un nuevo parámetro llamado el *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo*, en inglés “*Time Domain Severity Factor*” (*TDSF*), que identifica la severidad dieléctrica del sistema de aislamiento del transformador sometido a un impulso de tensión no estandarizado y localiza espacialmente los puntos dieléctricos más débiles a lo largo de los devanados.

Se ha propuesto una metodología en el dominio del tiempo para estimar la severidad dieléctrica a lo largo de los devanados cuando el transformador está excitado con transitorios no normalizados. Esta metodología se basa en el cálculo del *TDSF*.

Se ha implementado la bobina de *Abetti* para comprobar la exactitud del método de resolución de las ecuaciones diferenciales que utiliza el modelo propuesto.

Se ha implementado un transformador real para estudiar el estrés eléctrico al que está sometido su sistema de aislamiento durante los ensayos dieléctricos normalizados. Siendo esto posible en el marco de colaboración entre el fabricante de transformadores *Efacec Energía* y la *Universidad de Vigo*. Este estudio compara los valores calculados del campo eléctrico y los valores permisibles del aislamiento, analizando los factores de seguridad.

Se ha implementado el transformador *Ficticio* utilizado en el *Grupo de Trabajo Conjunto de la Cigré JWGA2/C4.39* cuando el transformador es excitado con un impulso tipo rayo de onda completa y con una onda oscilatoria amortiguada. Se ha contribuido con los resultados obtenidos en la elaboración de la guía práctica, con el fin de profundizar en el estudio del comportamiento transitorio de los transformadores de potencia.

Un caso de estudio consistente de un transformador conectado al sistema de potencia a través de un interruptor automático de vacío se ha implementado para demostrar la sensibilidad de la metodología propuesta. En este caso de estudio, se ha analizado la respuesta interna del transformador evaluando la influencia de los parámetros característicos del interruptor automático de vacío durante la desconexión del transformador del sistema de potencia a través de la apertura del dispositivo de conmutación. El transformador real y el transformador *Ficticio* del *Grupo de Trabajo JWGA2/C4.39* son modelados para llevar a cabo este estudio.

## 2 Comportamiento transitorio del transformador

Este capítulo presenta un abordaje teórico sobre la distribución de la tensión interna a lo largo de los devanados del transformador. También, describe los principales aspectos involucrados que pueden provocar fallos en los transformadores, asociados a los transitorios que se originan en la interacción eléctrica de éste con el sistema de potencia. Finalmente, presenta un método de cálculo para estimar la respuesta interna del transformador debido a estos transitorios, centrándose en la operación de conmutación de un interruptor automático de vacío.

### 2.1 Introducción

El transformador debe estar configurado para soportar fenómenos transitorios electromagnéticos de muy alta frecuencia. Estos fenómenos transitorios suelen aparecer durante el servicio del transformador y deben estar cubiertos en las especificaciones de diseño durante los ensayos dieléctricos normalizados [21].

Sin embargo, en los últimos años, un alto número de fallos en el sistema del aislamiento de transformadores de potencia fueron relatados en la industria, a pesar de que estos transformadores habían pasado previamente todos los ensayos dieléctricos cumpliendo con todos los requisitos de calidad. Estos fallos son provocados por las sobretensiones asociadas a los fenómenos transitorios que aparecen durante la interacción de los transformadores con el sistema eléctrico de potencia.

Estos fenómenos transitorios abarcan un amplio rango de frecuencias y los ensayos dieléctricos normalizados sólo pueden cubrir una pequeña parte de ellas. Por lo que, algunas sobretensiones transitorias importantes no estarán representadas en los ensayos dieléctricos normalizados y no se tendrán en cuenta durante el diseño del transformador [79].

Por lo tanto, es necesario que tanto los operadores como los fabricantes deban tener un mejor conocimiento sobre el estrés dieléctrico al que está sometido el transformador como resultado de la interacción de éste con el sistema de potencia. Una alternativa interesante es realizar un análisis del comportamiento en las primeras etapas del diseño del transformador. Para ello, se hace necesaria una herramienta de cálculo capaz de modelar y reproducir la respuesta interna del transformador ante estos fenómenos transitorios.

Este capítulo presenta un abordaje teórico sobre la distribución de la tensión interna a lo largo de los devanados de los transformadores sometidos a tensiones transitorias. También, describe los principales aspectos involucrados en los fallos de los transformadores asociados a los fenómenos transitorios que se originan en la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia. Finalmente, presenta el modelado de la interacción entre el transformador y el sistema de potencia, proponiendo un método de cálculo, el cual es capaz de estimar la respuesta interna del transformador debido a estos transitorios, centrándose en la operación de maniobra de un dispositivo de conmutación.

## 2.2 Distribución de la tensión interna a lo largo de los devanados

Los devanados se comportan como una red de elementos capacitivos, inductivos y resistivos cuando el transformador está sometido a sobretensiones transitorias. El comportamiento del devanado se puede describir por medio de las curvas de distribución de la tensión, en el cual se distingue tres periodos de tiempo diferentes [38], [60], [78]:

- Distribución inicial de la tensión: Al comienzo del fenómeno (frente de la onda), las capacitancias del devanado son los elementos predominantes, produciendo normalmente una distribución de la tensión no uniforme.
- Distribución final de la tensión: Al final del fenómeno (cola de la onda), las resistencias regulan la respuesta del devanado, generando una distribución de la tensión uniforme.
- Distribución oscilatoria de la tensión: Entre los períodos de tiempo de los dos puntos anteriores, se produce la interacción de la energía eléctrica y magnética almacenada en las capacitancias e inductancias del devanado, dando lugar a oscilaciones en la distribución de la tensión.

Cuando una tensión transitoria incide en un terminal del transformador, durante los primeros microsegundos, la corriente no puede circular por el devanado debido a que las inductancias de las espiras limitan inicialmente la circulación de la corriente. El campo magnético requiere un cierto tiempo finito para establecerse y la corriente por las inductancias no puede circular de forma instantánea. La corriente sólo puede fluir como corrientes de desplazamiento a través de los materiales dieléctricos. El devanado se comporta como una red de capacitancias y los elementos inductivos y resistivos del devanado se pueden ignorar. La distribución inicial de la tensión depende básicamente de la estructura capacitiva del devanado y por lo general, es altamente no uniforme.

Después del transcurso de unos pocos microsegundos, si la tensión aplicada se mantiene durante un tiempo suficiente (de 50 a 100  $\mu$ s), las inductancias del devanado entran en juego ya que la corriente comienza a fluir a través de los elementos inductivos. El efecto combinado de las inductancias y de las capacitancias del devanado produce un fenómeno transitorio en la distribución de la tensión. Durante este período transitorio, existe un intercambio continuo de la energía entre los campos eléctricos y magnéticos almacenados en las capacitancias e inductancias del devanado. Esta transferencia de la energía electrostática

y electromagnética provoca oscilaciones complejas de la tensión, típicas de un circuito *RLC*. Estas oscilaciones dan lugar a la distribución oscilatoria de la tensión y pueden producir sobretensiones severas en diferentes partes del devanado. Esta distribución oscilatoria se produce durante la transición entre la distribución inicial y final de la tensión, donde la tensión en cualquier punto del devanado oscila de forma amortiguada en torno a su valor final hasta alcanzar la distribución final de la tensión [38], [47], [60].

Al final del fenómeno transitorio, los elementos resistivos gobiernan la respuesta del devanado y se establece una distribución final de la tensión que es generalmente uniforme, la cual corresponde a la distribución de la tensión en estado estacionario.

### 2.2.1 Distribución inicial de la tensión

La distribución inicial de la tensión a lo largo de un devanado se rige principalmente por el acoplamiento capacitivo de las espiras. La ecuación diferencial que gobierna la distribución inicial de la tensión transitoria a lo largo de un devanado uniforme cuando está sometido a un impulso de tensión es [38], [60],

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} - \frac{1}{l^2} \frac{C_g}{C_s} V(x) = 0 \quad (2.1)$$

donde  $V(x)$  es la tensión instantánea a tierra en un punto  $x$  del devanado (medido desde el neutro del devanado),  $l$  es la longitud total del devanado,  $C_g$  es la capacitancia de derivación entre las espiras y tierra por unidad de longitud y  $C_s$  es la capacitancia serie entre las espiras enfrentadas del devanado por unidad de longitud. La capacitancia serie consta de todas las capacitancias entre las espiras enfrentadas del devanado. La capacitancia de derivación a tierra incluye las capacitancias entre las espiras y el núcleo, entre las espiras y el tanque y las capacitancias a los devanados adyacentes. Las capacitancias series se determinan por la estructura del bobinado y las capacitancias de derivación a tierra se determinan por la distancia a las paredes del tanque y del núcleo así como por la distancia a los devanados adyacentes [60].

La solución general de la ecuación (2.1) es [38], [60],

$$V(x) = A_1 e^{px} + A_2 e^{-px} \quad (2.2)$$

$$p = \frac{1}{l} \left( \frac{C_g}{C_s} \right)^{1/2} \quad (2.3)$$

donde las constantes  $A_1$  y  $A_2$  se obtienen a partir de las tensiones de los terminales del devanado.

Si el neutro del devanado está conectado a tierra y una tensión  $V_0$  se aplica en el extremo del devanado, se tiene que,

$$x = 0, \quad V = 0 \quad (2.4)$$

$$x = l, \quad V = V_0 \quad (2.5)$$

y sustituyendo en (2.2) se obtiene la solución,

$$V(x) = V_0 \frac{\sinh\left(\alpha \frac{x}{l}\right)}{\sinh(\alpha)} \quad (2.6)$$

$$\alpha = pl = \left(\frac{C_g}{C_s}\right)^{1/2} \quad (2.7)$$

Si el neutro del devanado está aislado y una tensión  $V_0$  se aplica en el extremo del devanado, se tiene que,

$$x = l, \quad V = V_0 \quad (2.8)$$

$$x = 0, \quad \frac{dV}{dx} = 0 \quad (2.9)$$

y la solución es,

$$V(x) = V_0 \frac{\cosh\left(\alpha \frac{x}{l}\right)}{\cosh(\alpha)} \quad (2.10)$$

La distribución inicial está determinada por el valor del parámetro  $\alpha$  llamado *constante de distribución* como se muestra en la Fig. 2.1. Para  $\alpha = 0$ , la distribución inicial de la tensión es lineal y coincide con la distribución final de la tensión. Para otros valores de  $\alpha$ , la distribución inicial de la tensión no es lineal y aparecerán oscilaciones transitorias que oscilarán en torno a la distribución final.

Para un devanado con el neutro conectado a tierra, el gradiente inicial de tensiones en el terminal de la línea del devanado es,

$$\left. \frac{dV(x)}{dx} \right|_{x=l} = V_0 \frac{\alpha}{l} \coth(\alpha) \quad (2.11)$$

En casos prácticos,  $\coth(\alpha) \approx 1$  y el gradiente inicial máximo en el terminal de la línea es,

$$\left. \frac{dV(x)}{dx} \right|_{max} = V_0 \frac{\alpha}{l} \quad (2.12)$$

Para un devanado con el neutro aislado, el gradiente inicial de tensiones en el terminal de la línea del devanado es,

$$\left. \frac{dV(x)}{dx} \right|_{x=l} = V_0 \frac{\alpha}{l} \tanh(\alpha) \quad (2.13)$$

En casos prácticos,  $\tanh(\alpha) \approx 1$  y el gradiente inicial máximo en el terminal de la línea es,

$$\left. \frac{dV(x)}{dx} \right|_{max} = V_0 \frac{\alpha}{l} \quad (2.14)$$

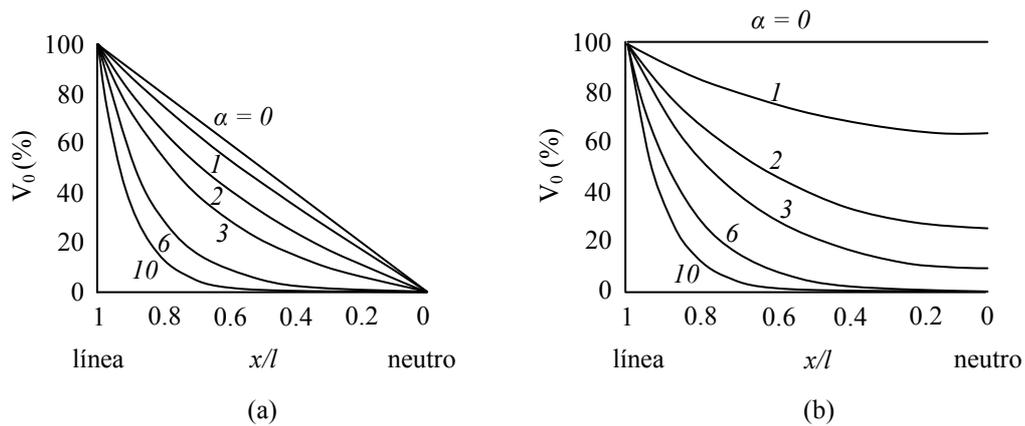


Fig. 2.1. Distribución inicial de la tensión: (a) neutro conectado a tierra, (b) neutro aislado.

Por lo tanto, para ambos casos, el gradiente inicial de tensiones es proporcional al coeficiente  $\alpha$ . A medida que aumenta el valor de  $\alpha$ , la no linealidad de la distribución inicial empeora y las oscilaciones son mayores. Esto produce un aumento en el gradiente de la tensión entre las espiras, generando un gran estrés dieléctrico que puede provocar la ruptura del aislamiento en determinados puntos del devanado.

Para reducir el estrés dieléctrico es necesario disminuir el valor del parámetro  $\alpha$ , como se muestra en la Fig. 2.1. Por lo que es necesario aumentar la capacitancia serie o disminuir la capacitancia de derivación a tierra o actuar en ambas capacitancias a la vez. Para incrementar las capacitancias series, se puede utilizar anillos electrostáticos entre los discos, o se puede adoptar otros tipos de devanados más complejos como el devanado *hisercap* o el devanado con conductores blindados. La disminución de las capacitancias de derivación a tierra, implica el aumento de la distancia entre devanados, de la distancia entre el devanado y el núcleo o la distancia entre el devanado y el tanque o implica disminuir la altura del devanado. Como estas distancias vienen determinadas por el proyecto, actuar sobre las capacitancias de derivación a tierra podría entrar en conflicto con la impedancia, con los requisitos de refrigeración o con el diseño del transformador [128].

El transformador se puede representar como una única capacitancia equivalente conectada al sistema de potencia para determinar la distribución inicial de la tensión de una forma rápida. La capacitancia equivalente  $C_{eff}$  del transformador se establece como [38],

$$C_{eff} = \left(\frac{C_g}{C_s}\right)^{1/2} C_s \coth(\alpha) \quad (2.15)$$

Para valores típicos de  $\alpha$ ,  $\coth(\alpha) = 1$ , entonces,

$$C_{eff} = (C_g C_s)^{1/2} \quad (2.16)$$

### 2.2.2 Distribución final de la tensión

Para una onda incidente, la distribución final a lo largo de un devanado es gobernada totalmente por los elementos resistivos del devanado. Esta red de elementos resistivos satisface la siguiente ecuación diferencial [38], [60],

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} - \frac{\beta^2}{l} V(x) = 0 \quad (2.17)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{R_l R_s}{R_g (R_l + R_s)}} \quad (2.18)$$

donde  $R_l$  es la componente resistiva de la inductancias del devanado por unidad de longitud,  $R_s$  y  $R_g$  es la componente resistiva de las capacitancias series y de las capacitancias de derivación a tierra del devanado por unidad de longitud, respectivamente. Aplicando el mismo procedimiento que en el cálculo de la distribución inicial, la solución de (2.17) cuando el neutro del devanado está conectado a tierra es [38],

$$V(x) = V_0 \frac{\sinh\left(\beta \frac{x}{l}\right)}{\sinh(\beta)} \quad (2.19)$$

como  $R_s$  y  $R_g$  son más grandes que  $R_l$ ,  $\beta$  es una cantidad muy pequeña dado por,

$$\beta \approx \sqrt{\frac{R_l}{R_g}} \quad (2.20)$$

y la ecuación (2.19) se simplifica obteniendo una distribución final de tensiones uniforme dado por [38],

$$V(x) = V_0 \frac{x}{l} \quad (2.21)$$

### 2.2.3 Distribución oscilatoria de la tensión

La ecuacion diferencial que rige la distribución oscilatoria de la tensión a lo largo de un devanado uniforme sometido a un impulso de tensión es [38], [60],

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} - L_s C_g \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} + L_s C_s l^2 \frac{\partial^4 V(x, t)}{\partial t^2 \partial x^2} = 0 \quad (2.22)$$

donde  $C_g$  es la capacitancia de derivación a tierra del devanado por unidad de longitud,  $C_s$  es la capacitancia serie del devanado por unidad de longitud,  $L_s$  es la inductancia propia del devanado por unidad de longitud y  $l$  es la longitud del devanado. Hay dos métodos para calcular la solución de (2.22), una en términos de ondas estacionarias y otra en términos de ondas que se propagan [38], [60].

Aplicando el enfoque de las ondas estacionarias, la solución de la ecuación diferencial (2.22) es [38],

$$V(x, t) = V_0 e^{j\omega t} e^{j\gamma x} \quad (2.23)$$

donde  $V(x, t)$  es la amplitud de la tensión que oscila en el tiempo y en el espacio a lo largo del devanado,  $V_0$  es la amplitud de la tensión de entrada,  $\gamma$  es la frecuencia espacial y  $\omega$  es la frecuencia temporal.

La expresión (2.23) tiene que satisfacer la ecuación diferencial (2.22), la cual después de realizar varias simplificaciones se llega a la expresión,

$$\gamma^2 - L_s C_g \omega^2 - L_s C_s l^2 \gamma^2 \omega^2 = 0 \quad (2.24)$$

donde se obtiene la relación entre la frecuencia espacial y la frecuencia temporal de la onda estacionaria [38],

$$\gamma = \sqrt{\frac{L_s C_g \omega^2}{1 - L_s C_s l^2 \omega^2}} \quad (2.25)$$

$$\omega = \frac{\gamma}{\sqrt{L_s C_g \left(1 + \frac{C_s}{C_g} l^2 \gamma^2\right)}} \quad (2.26)$$

En la teoría clásica de las ondas estacionarias, la distribución oscilatoria de la tensión se calcula a partir de las ondas estacionarias o armónicas en el espacio. Cada armónico espacial oscila en el tiempo a una frecuencia natural determinada. Sólo hay un cierto número de ondas estacionarias (funciones propias o modos naturales) que pueden existir en el devanado, los cuales se determinan por las condiciones de contorno, es decir por las conexiones de los terminales del devanado [12], [38], [60].

Por otro lado, la ecuación diferencial (2.22) se puede estudiar aplicando la teoría de la propagación de la onda. La onda incidente se representa como una superposición infinita de componentes senoidales y se determina las componentes que pueden entrar dentro del devanado. La solución de la ecuación diferencial (2.22) asumiendo la teoría de la propagación de la onda es [38], [60], [128],

$$V(x, t) = V_0 e^{j\omega \left(t - \frac{x}{v}\right)} \quad (2.27)$$

donde  $V(x, t)$  es la amplitud de la tensión que oscila en el tiempo y en el espacio a lo largo del devanado,  $V_0$  es la amplitud de la tensión de entrada,  $v$  es la velocidad de propagación de la onda y  $\omega$  es la frecuencia angular de la onda. La solución (2.27) representa un sistema de ondas que se propagan a unas ciertas velocidades a través del devanado, las cuales oscilan en el tiempo a unas frecuencias determinadas relacionadas con sus velocidades. Esta relación se puede deducir sustituyendo (2.27) en (2.22), obteniendo la siguiente expresión [38],

$$-\frac{\omega^2}{v^2} + L_s C_g \omega^2 + L_s C_s l^2 \frac{\omega^4}{v^2} = 0 \quad (2.28)$$

Resolviendo (2.28), se obtiene la expresión de la velocidad de propagación,

$$v = \sqrt{\frac{1}{L_s C_g} - \frac{C_s}{C_g} l^2 \omega^2} \quad (2.29)$$

Para frecuencias bajas, la velocidad de propagación se puede simplificar a la siguiente expresión [128],

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_g}} \quad (2.30)$$

La velocidad de propagación de la onda decrece cuando la frecuencia angular aumenta y la velocidad llega a ser cero para la frecuencia crítica  $\omega_{cr}$  dado por [128],

$$\omega_{cr} = \frac{1}{l \sqrt{L_s C_s}} \quad (2.31)$$

Para frecuencias más altas que la frecuencia crítica, la onda no puede propagarse por el interior del devanado, la velocidad de propagación se convierte en un parámetro imaginario y la solución de la ecuación diferencial (2.22) tiene la siguiente forma [128],

$$V(x, t) = V_0 e^{j\omega t - \beta x} \quad (2.32)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{L_s C_g \omega^2}{L_s C_s l^2 \omega^2 - 1}} \quad (2.33)$$

Para frecuencias supercríticas ( $\omega > \omega_{cr}$ ), la solución (2.32) son ondas estacionarias que decaen exponencialmente. La amplitud de estas ondas disminuye al aumentar la frecuencia. Las ondas con frecuencias supercríticas que se propagan dentro del devanado se amortiguan desde el terminal hacia el interior del devanado debido a la exponencial decreciente [60], [128].

Cuando una sobretensión llega a un terminal del transformador, las diferentes frecuencias penetran en el devanado a diferentes velocidades. Conociendo el espectro de frecuencias de la tensión aplicada al transformador, es posible estimar como el devanado responde a este particular espectro de frecuencias [38].

La impedancia característica del devanado es [38],

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{\gamma}{\omega C_g} = \sqrt{\frac{L_s / C_g}{1 - L_s C_s l^2 \omega^2}} \quad (2.34)$$

Para pequeños valores de la frecuencia angular, la impedancia característica del devanado se aproxima a la impedancia característica de una línea [38],

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_g}} \quad (2.35)$$

Al aumentar la frecuencia angular, la impedancia aumenta hasta a la frecuencia crítica  $\omega_{cr}$ , donde la impedancia llega a ser infinita. Por encima de la frecuencia crítica, la impedancia es un valor imaginario, y el devanado se comporta como una capacitancia [38],

$$Z = \frac{1}{j\omega(C_g C_s)^{1/2}} \quad (2.36)$$

## 2.3 Interacción eléctrica del transformador con el sistema de potencia

En algunos casos, un diagnóstico preciso sobre las causas de los fallos de los transformadores, mencionados en la introducción de este capítulo, no se pueden obtener. Sin embargo, innumerables evidencias se atribuyen a las operaciones de maniobra de algún dispositivo de conmutación como el principal motivo de los fallos del transformador [79]. Estos fallos están generalmente asociados a la presencia de las sobretensiones de muy alta frecuencia que se generan por las re-igniciones de un dispositivo de conmutación durante la operación de maniobra [21]. Especial preocupación se centra en el interruptor automático de vacío, en inglés “*Vacuum Circuit Breaker*” (*VCB*), que es ampliamente utilizado en sistemas de potencia debido a su gran capacidad de interrumpir corrientes de muy alta frecuencia [36], [37], [48].

Durante la conmutación de cargas inductivas altas como transformadores, bajo unas condiciones específicas, múltiples re-encendidos podría tener lugar en el *VCB*, sobre todo cuando los contactos del *VCB* abren un poco antes del paso por cero de la corriente de la frecuencia de alimentación (50 Hz). El fenómeno de las re-igniciones del *VCB* se explica en el capítulo 5. El problema de las re-igniciones es que pueden provocar una escalada de la tensión en la red del sistema de potencia. Esta escalada de la tensión contiene muchas componentes de alta frecuencia y puede generar sobretensiones de muy alta frecuencia que se propagan a lo largo del sistema de potencia [36], [37], [48]. Estas tensiones transitorias pueden alcanzar al transformador, que a pesar de tener amplitudes bajas, puede coincidir con alguna frecuencia de resonancia del transformador. El resultado es una amplificación local de la tensión, creando sobretensiones en ciertos puntos a lo largo de los devanados. En este escenario, el transformador puede estar expuesto a unas sobretensiones internas severas, las cuales pueden generar un elevado estrés dieléctrico en los aislantes. Este elevado estrés puede provocar la ruptura dieléctrica del aislamiento en algunos puntos, conduciendo al deterioro del sistema de aislamiento y a la reducción de la vida útil del transformador [59], [100], [101], [104].

El efecto de las re-igniciones no sólo depende del tipo de *VCB*, sino también de la propia red del sistema de potencia al que está conectado el interruptor, del comportamiento transitorio de cada transformador conectado a la red y de la carga conectada a los transformadores. A su vez, la respuesta de cada transformador será diferente de acuerdo al rango de frecuencias que

están implicadas durante el fenómeno transitorio que aparece debido al comportamiento transitorio del *VCB* [59], [100], [101], [104].

Por lo tanto, el estudio de la respuesta transitoria del transformador debido a la interacción eléctrica entre éste y el sistema de potencia es muy importante para analizar el estrés dieléctrico que puede estar sometido el aislamiento del transformador durante la operación de maniobra de un *VCB*.

### **2.3.1 Grupo de Trabajo Conjunto JWG A2/C4.39**

Para estudiar los fenómenos transitorios derivados de la interacción de los transformadores con el sistema eléctrico, a principios de 2008 se ha puesto en marcha el *Grupo de Trabajo Conjunto* en el ámbito de la *Cigré* denominado “*Joint Working Group, JWG A2/C4.39: Electrical Transient Interaction between Transformers and Power Systems*”. Es un grupo de trabajo internacional formado por 11 importantes participantes que provienen de empresas de generación, transmisión y distribución, fabricantes de transformadores, universidades y centros de investigación. El Autor y el Director de esta tesis están activamente involucrados representando a la *Universidad de Vigo* [56].

Cada participante utiliza su propio modelo y su metodología de cálculo para realizar las diferentes actividades. No hay ninguna restricción para el tipo de modelo utilizado, ni para los valores de los parámetros calculados. Todos los miembros utilizan parámetros concentrados para modelar el transformador y la mayoría de ellos resuelven las ecuaciones en el dominio del tiempo. Algunos miembros no tienen en cuenta los efectos de amortiguación debido a las pérdidas y otros miembros no tienen en cuenta la presencia del núcleo [56].

El *Grupo de Trabajo Conjunto JWG A2/C4.39* elige y compara diferentes modelos matemáticos de *Caja Blanca* para estudiar y analizar el comportamiento transitorio interno del transformador sometido a las sobretensiones de los ensayos dieléctricos y a las sobretensiones oscilatorias procedentes del sistema de potencia con un número importante de casos prácticos [56].

El objetivo principal del *Grupo de Trabajo Conjunto JWG A2/C4.39* es la creación de una guía práctica que se presentará a principios de 2014. Esta guía intentará aumentar la comprensión sobre las sobretensiones oscilatorias que aparecen en los transformadores debido a la interacción entre éstos y el sistema eléctrico. También establecerá nuevos criterios y normas que contemplen esta interacción para ofrecer recomendaciones en la mejora del diseño en los transformadores [56].

### **2.3.2 Modelado de la interacción entre el transformador y el sistema de potencia**

Con la finalidad de estudiar el comportamiento transitorio del transformador debido a la interacción eléctrica entre éste y el sistema de potencia como por ejemplo, durante la

operación de conmutación de un *VCB*, es necesario construir un modelo adecuado de la red eléctrica del sistema de potencia en el dominio del tiempo, implementado en un programa compatible con el *Programa de Transitorios Electromagnéticos*, en inglés “*Electromagnetic Transient Program*” (*EMTP*).

Los principales elementos de la red del sistema de potencia, los cuales necesitan ser modelados en este escenario, es una fuente de tensión que representa la tensión del sistema de potencia, el interruptor *VCB*, el transformador y la carga conectada al devanado de baja tensión como se muestra en el esquema de la Fig. 2.2.

El lado secundario del transformador conectado a la carga se comporta como una inductancia elevada, donde una corriente inductiva provoca las condiciones más desfavorables para la aparición del fenómeno de las re-igniciones del *VCB* [59], [101].

Para calcular los transitorios con precisión en un transformador conectado al sistema de potencia de la Fig. 2.2, es necesario crear un modelo terminal (modelo de *Caja Negra*) en el dominio del tiempo compatible con los programas tipo *EMTP* [3], [86]. Sin embargo, el modelo terminal no permite obtener la distribución interna de la tensión transitoria a lo largo de los devanados y además, el transformador tiene un comportamiento diferente a distintas frecuencias.

Para simular con precisión la respuesta transitoria interna de un transformador en una amplia gama de frecuencias, se requiere utilizar un modelo interno detallado (modelo de *Caja Blanca*) en el dominio de la frecuencia con los parámetros dependientes con la frecuencia [3], [102], [113]. Por desgracia, el modelo interno detallado no es compatible con los programas tipo *EMTP* ya que resuelve las ecuaciones en el dominio de la frecuencia y además, requiere elevados requisitos computacionales para ser incorporado en un modelo del sistema de potencia.

Por lo tanto, se propone un método de cálculo para superar esta dificultad, compatibilizando el modelo interno detallado del transformador con el modelo del sistema de potencia en el dominio del tiempo. Este método de cálculo consiste en la construcción de un modelo interno detallado a partir de los materiales y de los datos geométricos del transformador proporcionados por el fabricante. A continuación, la compatibilidad se lleva a cabo, convirtiendo el modelo interno detallado en un modelo terminal por medio de la técnica del *Vector Fitting* [3], [43], [86].

El modelo terminal permite calcular la forma de onda de la tensión que aparece en los terminales del transformador debido a la interacción de éste con el sistema de potencia durante la operación de conmutación del *VCB* como se muestra en la Fig. 2.2.

Una vez conocida la tensión transitoria en los terminales del transformador, estos actúan como la tensión de entrada aplicada al transformador para simular el modelo interno detallado. De esta manera, el modelo interno detallado permite obtener la distribución de la tensión interna a lo largo de los devanados debido al fenómeno transitorio que se origina en esta interacción eléctrica durante la operación de conmutación del *VCB*.

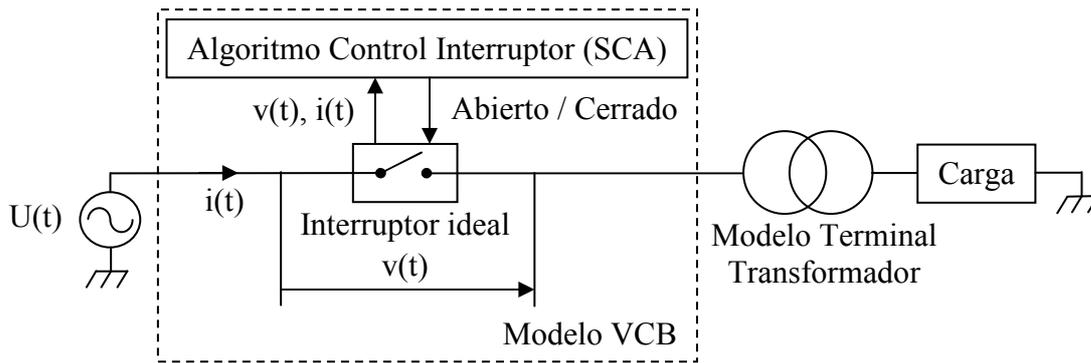


Fig. 2.2. Elementos del modelo del sistema de potencia: La fuente de tensión, el VCB, el transformador y la carga.

Una vez obtenida la distribución interna de la tensión a lo largo de los devanados debido a los transitorios provocados por esta interacción eléctrica, el diseñador puede evaluar el estrés dieléctrico al que está sometido el sistema de aislamiento a través de la metodología propuesta en esta tesis. Esta metodología consiste en la comparación de la respuesta del transformador obtenida durante esta interacción eléctrica con la respuesta obtenida en los ensayos dieléctricos normalizados, calculando el *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo*. El análisis de los ensayos dieléctricos normalizados y el cálculo de los factores de severidad se explican en los próximos capítulos.

En el caso particular de este trabajo de investigación, el circuito de la Fig. 2.2 se implementa en el entorno de *Simulink*<sup>®</sup> de *Matlab*<sup>®</sup> [80]. Se estudia varios casos prácticos para analizar la respuesta del transformador, evaluando la influencia de los parámetros característicos del interruptor automático de vacío, durante la desconexión del transformador de la red del sistema de potencia a través de la operación de apertura del *VCB*.

Este método de cálculo fue aplicado en un transformador real en [3]. El modelo interno detallado y el modelo terminal del transformador como el modelo del *VCB* se explican en los siguientes capítulos.

## 3 Modelo del transformador para altas frecuencias

Este capítulo describe el modelo propuesto de esta tesis, basándose en un modelo interno detallado y en un modelo terminal del transformador, el cual reproduce la distribución de la tensión a lo largo de los devanados debido a los fenómenos transitorios de muy alta frecuencia. También se detalla el análisis modal y el cálculo de la transformada numérica de *Laplace* para llevar a cabo la solución numérica de las simulaciones.

### 3.1 Introducción

El cálculo de los transitorios electromagnéticos muy rápidos relacionados con la interacción entre el transformador y el sistema de potencia, y en particular con los ensayos dieléctricos, desempeña un papel crucial en el análisis de las sobretensiones en los transformadores de potencia.

Con el fin de estudiar el comportamiento del transformador sometido a estos fenómenos transitorios, surge la necesidad de desarrollar modelos precisos y fiables teniendo en cuenta la interacción del transformador con el sistema de potencia, para determinar la distribución de la tensión a lo largo de los devanados.

El rango de frecuencias de la respuesta transitoria del transformador sometido a estos transitorios está por encima de los 10 kHz. De ahí que, el modelado del transformador para altas y muy altas frecuencias es indispensable y el modelo del transformador debe representar el comportamiento de los devanados en una amplia gama de frecuencias, teniendo en cuenta la dependencia de los parámetros del transformador con la frecuencia.

Los fabricantes y los usuarios están preocupados por la eficacia de los distintos modelos y métodos de cálculo disponibles para analizar y mitigar estos transitorios de muy alta frecuencia.

Varios enfoques y herramientas se pueden usar para modelar los transformadores a altas frecuencias como se ha comentado en el primer capítulo. En general, los devanados no son uniformes y por ello, el modelo analítico o continuo no se puede aplicar para determinar el comportamiento transitorio de los transformadores reales. La no uniformidad de las capacitancias del transformador afecta a la distribución inicial transitoria de la tensión y por lo tanto es necesario usar un modelo numérico como es el caso del modelo interno detallado o el modelo terminal.

### 3.2 Modelo interno detallado del transformador

Con el objetivo de analizar la respuesta transitoria interna de los transformadores se requiere construir un modelo que discretiza la geometría interna del transformador en detalle, conocido como el modelo interno detallado o modelo de *Caja Blanca*.

Los modelos internos detallados basados en la *STL* y en la *MTL* se usaron en grandes transformadores tipo *Shell* [113], [116] y también en transformadores tipo *Core* con devanados de capas [103]. Sin embargo, estos modelos son difíciles de aplicar en los transformadores tipo *Core* con devanados de discos debido a la existencia de diferentes tipos de discos complejos como por ejemplo, los discos con espiras intercaladas (*hisercaps o interleave*), los discos imbricados y los discos con conductores blindados. Esto se supera utilizando un modelo de parámetros concentrados que permite una total flexibilidad para modelar cualquier topología geométrica de los transformadores.

El modelo interno detallado del transformador que se desarrolla en esta tesis está basado en el enfoque de parámetros concentrados usando la representación de las inductancias propias y mutuas de los devanados. Este enfoque, a diferencia de otros tipos de modelos internos, es el más apropiado para la descripción del comportamiento transitorio interno del transformador y permite analizar y determinar la ubicación de los fallos dieléctricos en los devanados de una forma rápida y simple [63]. El modelo propuesto también incluye las capacitancias de las espiras, las pérdidas *DC* de las espiras, las pérdidas dieléctricas y las pérdidas debido a las corrientes *eddy*. Así, los devanados del transformador se representan mediante una red eléctrica equivalente de parámetros concentrados *RLCG* teniendo en cuenta la dependencia de los parámetros con la frecuencia.

A altas frecuencias, los devanados del transformador se comportan como una línea de transmisión eléctrica con parámetros disipativos y acoplados. Las ecuaciones de *Maxwell* para ondas electromagnéticas transversales en líneas de transmisión con pérdidas se pueden aplicar para analizar los transitorios del transformador. De tal manera, cada devanado se puede dividir en un número diferente de bloques, los cuales son representados por circuitos  $\pi$  equivalentes. Como resultado, en el método propuesto, las ecuaciones diferenciales de *Maxwell* se resuelven en el dominio de la frecuencia aplicando el *método modal* desarrollado por *Wilcox* y la *transformada numérica de Laplace*.

El *método modal* y la *transformada numérica de Laplace* se revelan como una técnica eficiente para resolver las ecuaciones diferenciales de *Maxwell* en el dominio de la frecuencia. El análisis en el dominio de la frecuencia ofrece varias ventajas en comparación con el análisis directo en el dominio del tiempo, ya que los parámetros eléctricos dependientes de la frecuencia se pueden tener en cuenta de una manera más precisa, rigurosa y fácil [135], [136]. Finalmente, la solución en el dominio del tiempo se obtiene a partir de la solución en el dominio de la frecuencia aplicando la *transformada numérica inversa de Laplace* [92]. Por lo tanto, el modelo propuesto puede obtener resultados tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia.

La metodología del modelado del transformador desarrollado en esta tesis fue publicado en [64], [65], aplicado a un transformador real en [3], [4], [66], [67], [68], [69] y aplicado a un transformador ficticio en [72]. También fue aplicado a un cable subterráneo en [70].

### 3.2.1 Descripción del modelo interno detallado

En el caso de los transformadores, el enfoque de parámetros concentrados consiste en dividir los devanados en varias secciones finitas, las cuales son caracterizadas por sus resistencias, inductancias, capacitancias y conductancias equivalentes. La red resultante de todas estas secciones representa toda la geometría de los devanados del transformador.

Por debajo de unos pocos kHz, la corriente de desplazamiento puede aproximarse a cero, y los devanados se pueden modelar sólo con las resistencias, las inductancias propias y las inductancias mutuas. Pero a altas frecuencias, esta aproximación no es válida, ya que las corrientes de desplazamiento desde una sección de un devanado a otra deben ser tenidas en cuenta y por lo tanto, las capacitancias y las conductancias tienen que ser incluidas en el modelo del transformador.

A altas frecuencias, cada devanado se puede considerar como una línea de transmisión, donde los parámetros concentrados equivalentes deben incorporar las características eléctricas y magnéticas de las espiras. Sin embargo, el modelo espira-espira puede ser injustificable debido a la complejidad y al excesivo esfuerzo computacional. Para evitar estos problemas, las espiras se pueden agrupar en bloques o secciones como se muestra en la Fig. 3.1.

Un bloque es una unidad o parte elemental del devanado, el cual está formado por varias espiras. Cada unidad elemental se representa por un circuito  $\pi$  equivalente de parámetros concentrados dependientes con la frecuencia, en el cual se incorpora el acoplamiento magnético y capacitivo mutuo entre bloques [66], [68]. El circuito eléctrico equivalente de dos unidades elementales se detalla en la Fig. 3.2, donde  $R_{i,i}$  es la resistencia del elemento debido a las pérdidas *DC* y a las pérdidas por el efecto *skin*,  $L_{i,i}$  es la inductancia propia del elemento incluyendo el efecto *skin*,  $C_{s,i}$  es la capacitancia serie a lo largo del propio elemento,  $G_{s,i}$  es la conductancia serie del elemento debido a las pérdidas dieléctricas,  $C_{gx,i,i}$  es la capacitancia entre el elemento y tierra,  $G_{gx,i,i}$  es la conductancia del elemento hacia tierra debido a las pérdidas dieléctricas,  $M_{i,j}$  es la inductancia mutua entre dos elementos incluyendo el efecto *proximity*,  $R_{i,j}$  describe las pérdidas entre dos elementos debido al efecto *proximity*,  $C_{px,i,j}$  es la capacitancia entre dos elementos y  $G_{px,i,j}$  es la conductancia entre dos elementos debido a las pérdidas dieléctricas.

Cada bloque representa una parte o sección de la geometría física de un devanado y estos bloques son conectados entre sí para representar todos los devanados. La red eléctrica equivalente del transformador se obtiene mediante la conexión de los circuitos eléctricos de las partes elementales como se muestra en la Fig. 3.3 y el cálculo de estos parámetros se discute en el próximo capítulo.

Cada unidad elemental debe ser suficientemente pequeña para poder asumir que la corriente que fluye a través del bloque se considera constante y no será influenciada por la corriente de desplazamiento, la cual será notable a altas frecuencias. Una subdivisión es válida sólo si hay una distribución de tensión lineal dentro de cada unidad elemental. Esto es cierto por debajo de la frecuencia límite superior impuesta por la subdivisión. De modo que, el modelo está limitado en frecuencia debido a la discretización. *Degeneff* [47] indica la regla para conocer la frecuencia límite superior de un modelo de parámetros concentrados como se explica en el Anexo B. Cuando la frecuencia se acerca a este límite, las capacitancias influirán en la distribución de la tensión, y la subdivisión debe ser refinada. El límite superior decrece con el incremento del tamaño del transformador.

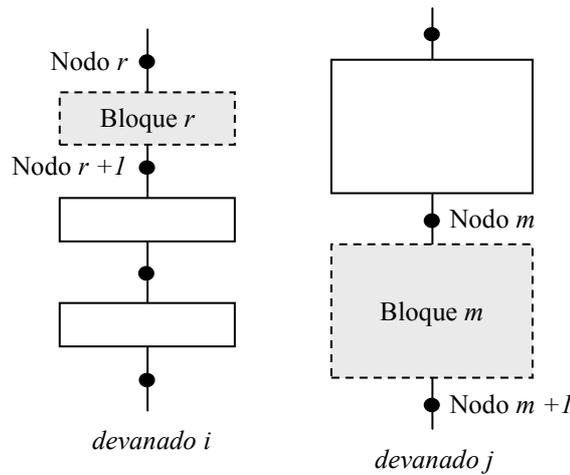


Fig. 3.1. Discretización de los devanados agrupando las espiras en bloques [68][69].

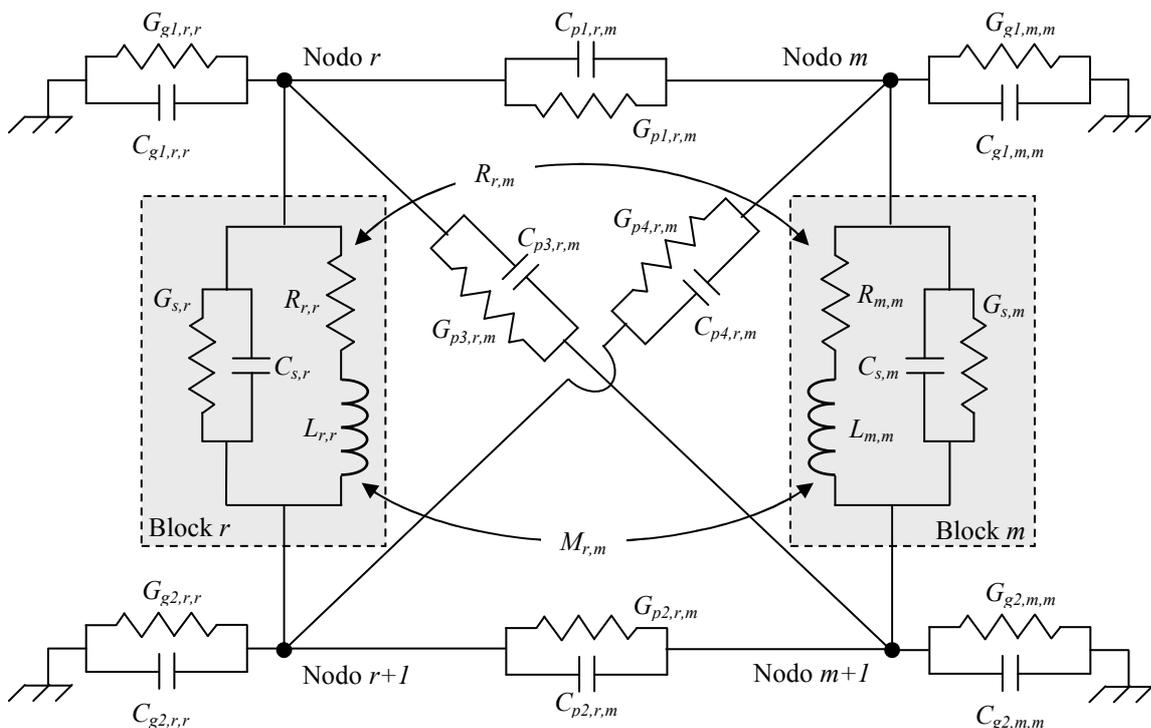


Fig. 3.2. Circuito eléctrico de parámetros concentrados para un par de bloques [68][69].

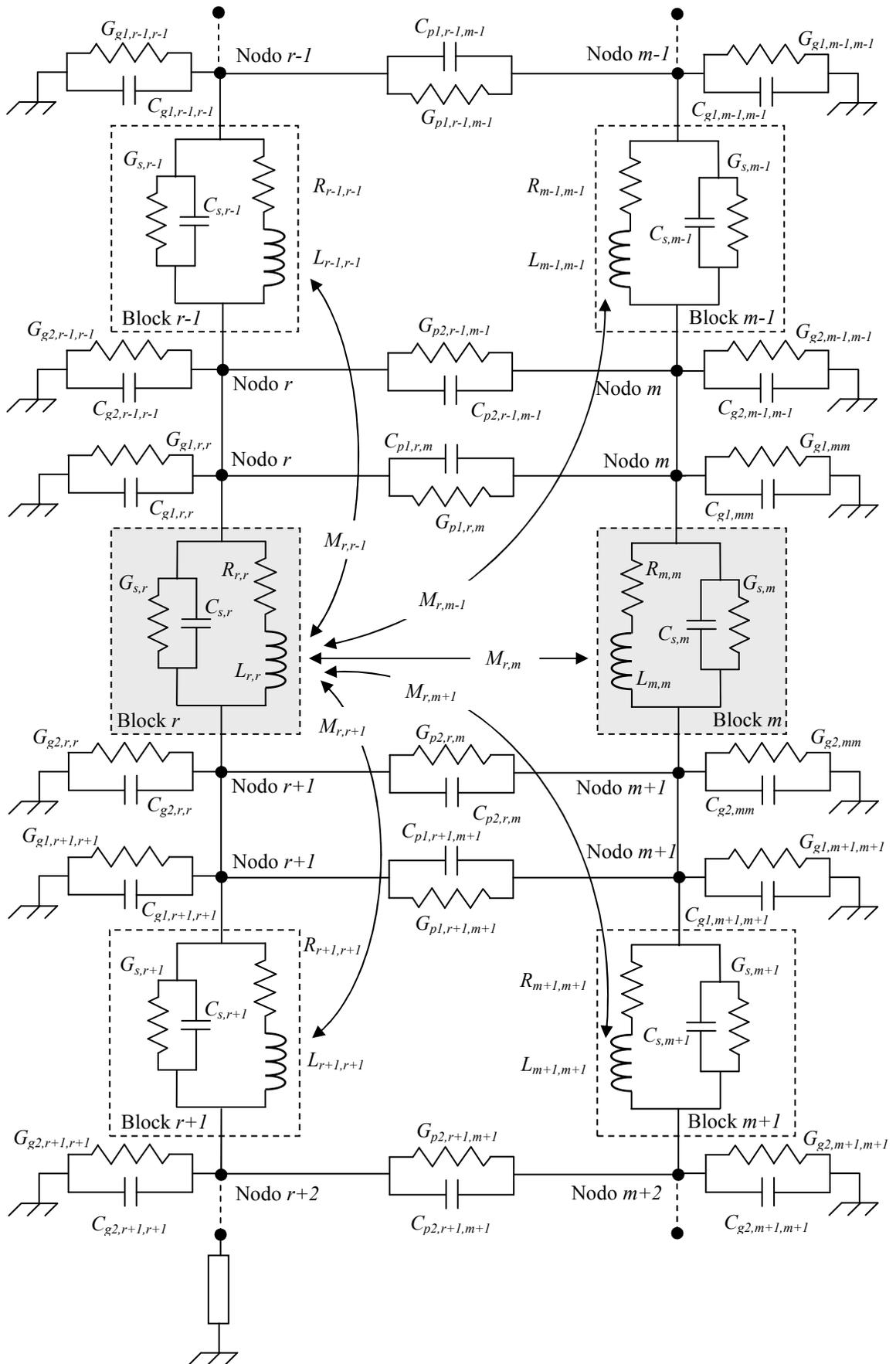


Fig. 3.3. Detalle del circuito eléctrico del modelo interno detallado del transformador.

El número de bloques en que se divide un devanado es un parámetro elegido por el usuario, cuyo valor es un compromiso entre la precisión y la complejidad del modelo. A mayor número de bloques, se incrementa la precisión pero también aumenta la complejidad y el esfuerzo computacional del modelo.

Normalmente las espiras de un disco o un par de discos se agrupan en una unidad elemental y las capas de los devanados de capas se dividen en varias partes elementales para mantener una discretización uniforme entre todos los devanados del transformador. Esta discretización simplifica el modelado, simplifica la obtención de los parámetros concentrados y disminuye el tiempo de computación pero también reduce el límite de la frecuencia superior del modelo. En general, cuando se usa un disco como la unidad elemental en la discretización de los devanados, la precisión del modelo está asegurada hasta 1 MHz y algunas veces más, dependiendo del tamaño del transformador.

Aplicando el procedimiento descrito se puede obtener las tensiones de los nodos, así como las corrientes que fluyen en las ramas, bien resolviendo las ecuaciones diferencias en el dominio del tiempo o bien en el dominio de la frecuencia. Debido al comportamiento dependiente con la frecuencia de los parámetros, el cálculo en el dominio de la frecuencia es preferible.

Por tanto, el circuito eléctrico del modelo propuesto se analiza en el dominio de la frecuencia aplicando la técnica de la *transformada numérica de Laplace* y resolviendo las ecuaciones diferenciales utilizando el método del *análisis modal*, los cuales son discutidos en este capítulo. Además, el análisis en el dominio de la frecuencia permite obtener la matriz de admitancias dependientes con la frecuencia en los terminales del transformador para construir el modelo terminal, el cual se describe también en este capítulo.

### 3.2.2 Método del análisis modal

El método del *análisis modal* permite resolver las ecuaciones diferenciales del transformador en el dominio de la frecuencia. El *método modal* realiza una manipulación numérica en la forma matricial, por medio de transformaciones lineales. El método modal permite tener en cuenta los efectos dependientes con la frecuencia de los parámetros del transformador, obtener la solución general de las ecuaciones del transformador sin las limitaciones y restricciones del análisis clásico, determinar las frecuencias naturales de resonancia del transformador y obtener los parámetros del modelo terminal.

La representación esquemática del modelo interno detallado de un transformador de  $N$  devanados se muestra en la Fig. 3.4. Esta representación consiste en una caja de  $N$  ramas inductivas con  $N$  terminales de entrada y  $N$  terminales de salida, donde cada devanado viene representado por cada rama inductiva. Se puede considerar que cada devanado se comporta como una línea de transmisión con parámetros disipativos y acoplados. Por lo tanto, se puede usar la teoría de las ondas electromagnéticas transversales aplicadas sobre líneas de transmisión en el dominio de la frecuencia para obtener el comportamiento transitorio a lo largo de los devanados.

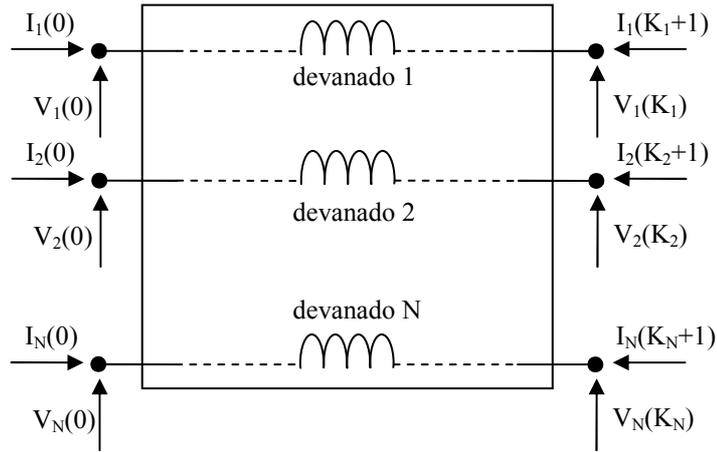


Fig. 3.4. Representación simbólica del modelo interno detallado [65][136].

Manipulando las ecuaciones de *Maxwell* para modelar las líneas de transmisión, se formulan las conocidas ecuaciones telegráficas en el dominio del tiempo,

$$\frac{\partial}{\partial x} V(x, t) = -L \frac{\partial}{\partial t} I(x, t) - RI(x, t) \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I(x, t) = -C \frac{\partial}{\partial t} V(x, t) - GV(x, t) \quad (3.2)$$

donde  $V(x, t)$  e  $I(x, t)$  es la tensión y la corriente de la línea de transmisión en la posición  $x$  en el instante de tiempo  $t$ .  $L$ ,  $R$ ,  $C$  y  $G$  son la inductancia, la resistencia, la capacitancia y la conductancia por unidad de longitud de la línea de transmisión.

Tomando la *transformada de Laplace* y manipulando (3.1) y (3.2) se obtienen las ecuaciones telegráficas en el dominio de la frecuencia,

$$\frac{\partial}{\partial x} V(x) = -ZI(x) \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I(x) = -YV(x) \quad (3.4)$$

donde  $Z$  e  $Y$  es la impedancia y la admitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión.

Aplicando las ecuaciones telegráficas (3.3) y (3.4) a un transformador de  $N$  devanados, representado por medio de una red eléctrica de circuitos  $\pi$  equivalentes de parámetros concentrados, se obtiene la tensión a tierra (3.5) y la corriente inductiva (3.6) en la posición  $x$  del devanado  $i$ ,

$$\frac{\partial}{\partial x} V_i(x) = - \sum_{j=1}^N \int_0^{\lambda_j} Z_{ij}(x, \beta) I_j(\beta) d\beta, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I_i(x) = - \sum_{j=1}^N \int_0^{\lambda_j} Y_{ij}(x, \beta) V_j(\beta) d\beta, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.6)$$

donde  $V_i(x)$  e  $I_i(x)$  es la tensión con respecto a tierra y la corriente inductiva en la posición  $x$  del devanado  $i$ .  $V_j(\beta)$  e  $I_j(\beta)$  es la tensión con respecto a tierra y la corriente inductiva en la posición  $\beta$  del devanado  $j$ .  $Z_{ij}(x, \beta)$  e  $Y_{ij}(x, \beta)$  es la impedancia mutua y la admitancia nodal mutua entre la posición  $x$  del devanado  $i$  y la posición  $\beta$  del devanado  $j$ .  $\lambda_j$  es la longitud del devanado  $j$ .

La impedancia  $Z_{ij}(x, \beta)$  y la admitancia  $Y_{ij}(x, \beta)$  dependen de la frecuencia, es decir dependen del parámetro  $s$  de Laplace. De este modo,  $V_i(x)$  e  $I_i(x)$  contienen los valores de la tensión y de la corriente en el dominio de la frecuencia tras aplicar la *transformada de Laplace* a las correspondientes señales en el dominio del tiempo,  $V_i(x, t)$  e  $I_i(x, t)$ , respectivamente.

Estas ecuaciones se resuelven numéricamente en el dominio de la frecuencia. Las soluciones numéricas de (3.5) y (3.6) producen la discretización de las ecuaciones. Esta discretización corresponde a la división de los devanados en bloques formados por parámetros concentrados. Manipulando (3.5) y (3.6) se obtienen (3.7) y (3.8),

$$V_i(k) = V_i(K_i) + \sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^{K_j} \sum_{r=k+1}^{K_i} Z_{ij}(r, m) I_j(m), \quad (3.7)$$

$$k = 0, 1, \dots, K_i - 1$$

$$i = 1, 2, \dots, N$$

$$I_i(k) = I_i(K_i + 1) + \sum_{j=1}^N \sum_{m=0}^{K_j} \sum_{r=k}^{K_i} Y_{ij}(r, m) V_j(m), \quad (3.8)$$

$$k = 0, 1, \dots, K_i$$

$$i = 1, 2, \dots, N$$

donde  $N$  es el número de devanados,  $K_i$  y  $K_j$  es el número de bloques en que se divide el devanado  $i$  y el devanado  $j$ , respectivamente.  $V_i(k)$  es la tensión con respecto a tierra del nodo  $k$  del devanado  $i$ ,  $I_i(k)$  es la corriente inductiva que fluye desde el nodo  $k-1$  al nodo  $k$ .  $V_i(0)$  e  $V_i(K_i)$  es la tensión a tierra de entrada y de salida del devanado  $i$ .  $I_i(0)$  e  $I_i(K_i+1)$  es la corriente de entrada y de salida del devanado  $i$ .  $Z_{ij}(r, m)$  es la impedancia mutua entre el bloque  $r$  del devanado  $i$  y el bloque  $m$  del devanado  $j$  e  $Y_{ij}(r, m)$  es la admitancia nodal mutua entre el nodo  $r$  del devanado  $i$  y el nodo  $m$  del devanado  $j$ , respectivamente.

Existe  $2xN'+N$  ecuaciones simultáneas que modelan el comportamiento del transformador, donde  $N'$  es el número total de bloques en que se divide el transformador de  $N$  devanados. La exactitud de la solución de estas ecuaciones viene determinada por el grado de discretización y por la precisión en el cálculo de los elementos  $Z_{ij}(r, m)$  e  $Y_{ij}(r, m)$ .

Agrupando y manipulando los términos de (3.7) y (3.8) para eliminar la corriente de los nodos internos de cada devanado, se obtiene la ecuación en la forma matricial,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_B \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_B \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{I}_B = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_S \\ -\mathbf{I}_R \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{V}_B = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_S \\ \mathbf{V}_R \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{V}_S = \begin{bmatrix} V_1(0) \\ V_2(0) \\ \vdots \\ V_N(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_S = \begin{bmatrix} I_1(0) \\ I_2(0) \\ \vdots \\ I_N(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_R = \begin{bmatrix} V_1(K_1) \\ V_2(K_2) \\ \vdots \\ V_N(K_N) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_R = \begin{bmatrix} I_1(K_1 + 1) \\ I_2(K_2 + 1) \\ \vdots \\ I_N(K_N + 1) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{V}' = \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \\ \vdots \\ V'_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}'_j = \begin{bmatrix} V_j(1) \\ V_j(2) \\ \vdots \\ V_j(K_j - 1) \end{bmatrix}, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3.13)$$

donde  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{D}$  son sub-matrices calculadas a partir de las impedancias  $Z_{ij}(r, m)$  y de las admitancias  $Y_{ij}(r, m)$ , las cuales determinan el acoplamiento inductivo y capacitivo entre los diferentes bloques de la representación del transformador. Estas matrices se calculan en el Anexo A. El vector  $\mathbf{V}_B$  e  $\mathbf{I}_B$  representan el conjunto de tensiones con respecto a tierra y las corrientes de entrada de los  $2N$  terminales del transformador, respectivamente.  $\mathbf{V}_S$  e  $\mathbf{I}_S$  es el conjunto de las tensiones y de las corrientes de los terminales de entrada de los  $N$  devanados y  $\mathbf{V}_R$  e  $\mathbf{I}_R$  es el conjunto de las tensiones y de las corrientes de los terminales de salida de los  $N$  devanados. El vector  $\mathbf{V}'$  representa el conjunto de tensiones con respecto a tierra de todos los nodos internos en que se dividen los devanados del transformador y  $V'_j$  es la tensión a tierra de los nodos internos del devanado  $j$ .

En vez de resolver la ecuación (3.9) de forma directa en el dominio de la frecuencia, primero se descompone la sub-matriz  $\mathbf{C}$  en dos componentes,

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}' + \mathbf{C}_L \quad (3.14)$$

donde  $\mathbf{C}_L$  y  $\mathbf{C}'$  se calculan en el Anexo A. Entonces la ecuación (3.9) queda como,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_B \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C}' + \mathbf{C}_L & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_B \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

cuya solución es,

$$\mathbf{V}' = (\mathbf{1} - \mathbf{D})^{-1}(\mathbf{C}' + \mathbf{C}_L)\mathbf{V}_B \quad (3.16)$$

$$\mathbf{I}_B = (\mathbf{A} + \mathbf{B}(\mathbf{1} - \mathbf{D})^{-1}(\mathbf{C}' + \mathbf{C}_L))\mathbf{V}_B \quad (3.17)$$

Ahora se reorganiza (3.16) y (3.17) de la siguiente manera,

$$\mathbf{V}' = \mathbf{C}_L\mathbf{V}_B + (\mathbf{1} - \mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}(\mathbf{C}_L - \mathbf{C}_H)\mathbf{V}_B \quad (3.18)$$

$$\mathbf{I}_B = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{C}_L)\mathbf{V}_B + \mathbf{B}(\mathbf{1} - \mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}(\mathbf{C}_L - \mathbf{C}_H)\mathbf{V}_B \quad (3.19)$$

donde  $C_H$  se define como,

$$C_H = -D^{-1}C' \quad (3.20)$$

La forma modal de la solución se obtiene mediante la diagonalización de la matriz  $D$  como,

$$D = Q\alpha Q^{-1} \quad (3.21)$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \alpha_n \end{bmatrix}, \quad Q = [q_1 \quad \cdots \quad q_n] \quad (3.22)$$

donde  $n = N' - N$  es el número total de modos naturales de resonancia,  $\alpha$  es la matriz diagonal formada por los valores propios de  $D$ , y  $Q$  es la matriz formada por los vectores propios de  $D$ . El elemento  $\alpha_j$  es el valor propio y la columna  $q_j$  es el vector propio del modo  $j$  de la matriz  $D$ .

Sustituyendo (3.21) en (3.18) y (3.19) y reorganizando los términos, se obtiene la forma modal de la solución en el dominio de la frecuencia cuya expresión es,

$$V' = C_L V_B + QhP^t V_B \quad (3.23)$$

$$I_B = Y_{BB} V_B + XhP^t V_B = Y_{BB} V_B + P\zeta hP^t V_B = Y_B V_B \quad (3.24)$$

donde

$$Y_{BB} = A + BC_L \quad (3.25)$$

$$P^t = [p_1 \quad \cdots \quad p_n]^t = Q^{-1}(C_L - C_H) \quad (3.26)$$

$$X = [x_1 \quad \cdots \quad x_n] = BQ \quad (3.27)$$

$$h = \begin{bmatrix} h_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_n \end{bmatrix}, \quad h_j = \frac{\alpha_j}{1 - \alpha_j} \quad (3.28)$$

$$\zeta = \begin{bmatrix} \zeta_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \zeta_n \end{bmatrix}, \quad \zeta_j = \frac{p_j^t x_j}{p_j^t p_j} \quad (3.29)$$

$P^t$  y  $X$  son matrices lineales de transformación de tamaño  $n \times n$ , la matriz diagonal  $h$  representa las funciones de transferencia modales y la matriz diagonal  $\zeta$  representa las admitancias modales de salida.

Por otro lado, con (3.24) se obtiene la expresión de la admitancia multi-terminal  $Y_B$ , la cual se puede descomponer en,

$$Y_B = Y_{BB} + P\zeta hP^t = Y_{BB} + \sum_{j=1}^n y_j G_j \quad (3.30)$$

$$y_j = h_j \zeta_j \quad (3.31)$$

$$G_j = p_j p_j^t \quad (3.32)$$

donde  $y_j$  y  $G_j$  es la admitancia modal de entrada y la matriz de distribución de admitancias para el modo  $j$ , respectivamente. Para cualquier sistema externo, el transformador aparece como una admitancia multi-terminal  $Y_B$ , visto como una *Caja Negra* de  $2N$  terminales.

La ecuación (3.23) permite calcular las tensiones de los nodos internos conociendo las tensiones en los terminales de los devanados de la Fig. 3.4. La ecuación (3.24) se usa para calcular la corriente de entrada que circula por los  $2N$  terminales y para obtener la admitancia multi-terminal  $Y_B$  del modelo del transformador.

El *método modal* calcula la solución de (3.23) y (3.24) realizando el diagrama de flujo de la Fig. 3.5. El *método modal* descompone la representación del transformador formado por  $N'$  bloques mutuamente acoplados en un conjunto de  $N'-N$  redes modales desacopladas (independientes). La red modal  $j$  viene caracterizada por una función de transferencia  $h_j$ , por una admitancia modal de salida  $\zeta_j$  y por una admitancia modal de entrada  $y_j$ .

Las tensiones de los nodos internos son calculadas mediante un proceso de cinco etapas como indica el diagrama de flujo de la Fig. 3.5. La primera etapa consiste en calcular las tensiones de los terminales  $V_B$  usando la ecuación (3.24) y conociendo las condiciones de los terminales (puntos fluctuantes, puntos conectados a tierra, etc). La segunda etapa calcula la tensión modal de entrada  $v_j$  de la red modal  $j$  a partir de las tensiones de los terminales mediante la transformación,

$$v_j = p_j^t V_B \quad (3.33)$$

La tercera etapa calcula la respuesta de cada red modal cuando está sometida a su tensión modal de entrada. Puesto que las redes modales están completamente desacopladas, se requiere un mínimo esfuerzo computacional para calcular el conjunto de respuestas modales. Entonces la tensión modal de entrada es convertida a la tensión modal de salida  $v'_j$  aplicando la función de transferencia  $h_j$  de la red modal  $j$ ,

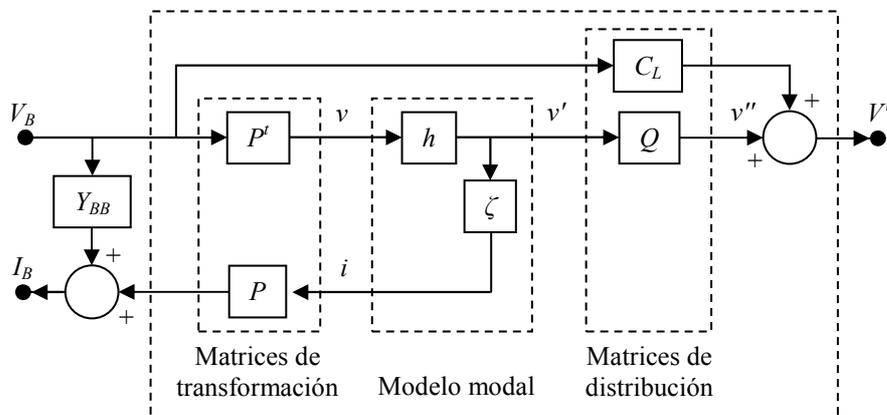


Fig. 3.5. Diagrama de flujo de la solución modal [65][136].

$$v'_j = h_j v_j = \left( \frac{y_j}{\zeta_j} \right) v_j \quad (3.34)$$

En la cuarta etapa, las tensiones modales de salida son distribuidas a lo largo de los nodos internos por la acción de la matriz  $\mathbf{Q}$  como,

$$\mathbf{v}'' = \mathbf{Q}\mathbf{v}' = \sum_{j=1}^n \mathbf{q}_j v'_j \quad (3.35)$$

La red modal  $j$  tiene asociado el vector de distribución  $\mathbf{q}_j$  (la columna  $j$  de la matriz  $\mathbf{Q}$ ). El vector  $\mathbf{q}_j$  distribuye la tensión modal de salida del modo  $j$  en los nodos internos de la representación del transformador, con ponderaciones dadas por los elementos de  $\mathbf{q}_j$ . En la última etapa, la tensión de los nodos internos se obtiene como,

$$\mathbf{V}' = \mathbf{C}_L \mathbf{V}_B + \mathbf{v}'' \quad (3.36)$$

donde la contribución de  $\mathbf{C}_L \mathbf{V}_B$  corresponde al cálculo de la distribución final del análisis clásico cuando la frecuencia tiende a cero.

### 3.2.3 Transformada numérica de Laplace

La *transformada de Laplace* resulta ser una técnica muy poderosa en el análisis de los transitorios. Su enfoque analítico se excluye para manejar muchas aplicaciones prácticas como por ejemplo, la propagación de la onda transitoria en sistemas de transmisión de parámetros dependientes con la frecuencia. Estas dificultades se pueden superar con la manipulación numérica de la *transformada de Laplace*.

#### 3.2.3.1 Técnicas numéricas en el dominio de la frecuencia

Existen varias técnicas numéricas disponibles en el dominio de la frecuencia, tales como: la *Transformada de Fourier*, la *Transformada de Fourier Modificada* y la *Transformada Numérica de Laplace* (NLT, por sus siglas en inglés) [89], [92]. La *Transformada de Fourier* es el primer enfoque que se ha usado para analizar los transitorios de un sistema eléctrico [110]. *Mullineaux* y su grupo presentaron la *Transformada de Fourier Modificada*, la cual usa la *Transformada de Fourier* con la función de la ventana de datos para mitigar los errores de *Gibbs* y con el concepto de frecuencia compleja para mejorar los errores de distorsión (*aliasing*) mediante el coeficiente de amortiguamiento. *Noda et. al.* [95] implementan el algoritmo de la *Transformada Rápida de Fourier* (FFT, por sus siglas en inglés) en la técnica de la *Transformada de Fourier Modificada* para analizar los transitorios de líneas de transmisión. En 1978 *Wilcox* formula la *Transformada de Fourier Modificada* en términos de la teoría de la *Transformada de Laplace*, introduciendo la *Transformada Numérica de Laplace* y propone un criterio para seleccionar el factor de amortiguamiento de *Laplace* [132]. *Wilcox*, *Wedepohl* y otros autores aplican la NTL para analizar el comportamiento transitorio de cables, líneas y transformadores [110].

### 3.2.3.2 Cálculo de la transformada numérica de Laplace

El cálculo del vector  $V_B(s)$  para resolver la ecuación (3.23) se obtiene a partir del vector  $V_B(t)$  aplicando la *Transformada Directa de Laplace* cuya expresión analítica se obtiene como [92], [132],

$$V_B(s) = \int_{-\infty}^{-\infty} V_B(t)e^{-st} dt \quad (3.37)$$

donde  $s$  es el parámetro de *Laplace*. La solución en el dominio del tiempo para  $V'(s)$  de la ecuación (3.23) se calcula aplicando la *Transformación Inversa de Laplace* cuya expresión analítica es [92], [132],

$$V'(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V'(s)e^{st} ds \quad (3.38)$$

Considerando un rango de integración finito, las ecuaciones (3.37) y (3.38) se pueden escribir como [92], [132],

$$V_B(s) = \int_0^T V_B(t)e^{-st} dt = \int_0^T [V_B(t)e^{-ct}]e^{-j\omega t} dt \quad (3.39)$$

$$V'(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\Omega}^{\Omega} V'(s)e^{st} ds = \frac{1}{\pi j} \int_0^{\Omega} V'(s)e^{st} ds = \frac{e^{ct}}{\pi} \int_0^{\Omega} V'(c + j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (3.40)$$

donde  $s = c + j\omega$ ,  $\omega$  es la pulsación angular y  $c$  es una constante finita real que representa el coeficiente de amortiguamiento artificial del parámetro de *Laplace*,  $T$  es el tiempo total de la simulación y  $\Omega$  es la frecuencia de truncamiento.

En [92] usa la regla trapezoidal y en [132] usa la regla del valor medio para obtener la forma numérica de la *Transformada de Laplace*. La forma numérica de (3.39) y (3.40), aplicando la regla del valor medio y discretizando con  $4M$  muestras en el tiempo  $[0, T]$  y  $4M$  muestras en la frecuencia  $[-\Omega, \Omega]$ , se calcula como [132],

$$V'((2n-1)\Delta t) = \frac{e^{c(2n-1)\Delta t}}{2M\Delta t} \left[ \sum_{k=1}^M V'(c + j(2k-1)\Delta\omega) \sigma((2k-1)\Delta\omega) e^{j(2k-1)(2n-1)\pi/4M} \right] \quad (3.41)$$

$n = 1, \dots, 2M$

$$V_B(c + (2k-1)\Delta\omega) = \frac{T}{2M} \left[ \sum_{n=1}^{2M} V_B((2n-1)\Delta t) e^{-c(2n-1)\Delta t} e^{j(2k-1)(2n-1)\pi/4M} \right] \quad (3.42)$$

$k = 1, \dots, M$

$$\Delta t = \frac{T}{4M} \quad \Delta\omega = \frac{\pi}{T} \quad \Omega = 2M\Delta\omega = 2M \frac{\pi}{T} = \frac{\pi}{2\Delta t} \quad (3.43)$$

donde  $\Delta t$  es el paso de discretización del tiempo,  $\Delta\omega$  es el paso de integración de la frecuencia, y  $\sigma$  es una función de ventana de datos.

Para un estudio transitorio, se elige un tiempo  $T$  como la duración de la simulación y el paso de la frecuencia  $\Delta\omega$  se fija de acuerdo con (3.43). El paso del tiempo  $\Delta t$  y la frecuencia de truncamiento  $\Omega$  están determinados por el número de muestras  $M$  de acuerdo con (3.43).

La evaluación numérica de (3.39) y (3.40) introduce dos tipos de errores: las oscilaciones de *Gibb* debido al truncamiento del rango de integración y el *aliasing* debido a la discretización de la frecuencia. Los errores de truncamiento se reducen con la introducción de una función de ventana de datos (*Hanning*, *Lanczos*, *Blackman*, etc). Los errores de *aliasing* se reducen con el coeficiente de amortiguamiento  $c$ , donde *Wilcox* [132] propone un valor de  $c = 2\Delta\omega$  y *Wedepohl* [92] propone un valor de  $c = \ln(M^2)/T$ . Las ecuaciones (3.41) y (3.42) muestran que la *NTL* puede interpretarse como la *Transformada de Fourier* de una señal que ha sido amortiguada artificialmente. Por lo que el algoritmo de la *FFT* se puede usar para reducir el tiempo de cálculo.

La técnica de la *Transformada Numérica de Laplace* para el cálculo de los transitorios electromagnéticos consiste primero en obtener la solución en el dominio de la frecuencia con (3.23) debido a las tensiones de entrada  $V_B(t)$  aplicando la ecuación (3.42) dentro de un rango de frecuencias  $[-\Omega, \Omega]$ . Por lo tanto, la solución en el dominio de la frecuencia corresponde al estado estacionario para  $M$  frecuencias dadas. Una vez que la solución en el dominio de frecuencia se obtiene para todas las frecuencias dadas, la solución temporal de las tensiones internas en todos los nodos  $V'(t)$  se puede calcular para el intervalo de tiempo  $[0, T]$  con  $2M$  muestras aplicando la ecuación (3.41). El mismo procedimiento se realiza para obtener la solución de la corriente en los terminales del transformador dado por (3.24).

### 3.3 Modelo terminal del transformador

Con el objetivo de obtener el comportamiento transitorio del transformador debido a la interacción de éste con el sistema de potencia como se ilustra en la Fig. 2.2, es necesario modelar el transformador conectado al modelo del sistema de potencia en el dominio del tiempo. Para ello se debe simular el transformador mediante un modelo terminal o también conocido como modelo de *Caja Negra*.

El modelo terminal se basa en la representación del transformador por medio de un circuito eléctrico equivalente de elementos  $R$ ,  $L$ ,  $C$  y  $G$  que interconectan los diferentes terminales del transformador. Este modelo reproduce el comportamiento transitorio de los terminales del transformador y se puede utilizar para determinar la corriente que fluye a través de los terminales o para calcular la tensión que se transfiere a los terminales [38].

La ecuación que describe el comportamiento del modelo terminal se escribe en el dominio del tiempo como [22], [38], [78],

$$\mathbf{i}_n(t) = \mathbf{Y}_n(t)\mathbf{v}_n(t) \quad (3.44)$$

$$\mathbf{Y}_n = \int \mathbf{\Gamma}_n dt + \mathbf{G}_n + \frac{d}{dt}\mathbf{C}_n \quad (3.45)$$

donde  $\mathbf{i}_n$  es el vector de la corriente inyectado en los terminales,  $\mathbf{v}_n$  es el vector nodal de la tensión de los terminales,  $\mathbf{T}_n$  es la inversa de la matriz nodal de inductancias,  $\mathbf{G}_n$  y  $\mathbf{C}_n$  es la matriz nodal de conductancias y la matriz nodal de capacitancias de los terminales, respectivamente.

Tomando la *transformada de Laplace* se tiene que [22],

$$\mathbf{i}_n(s) = \left( \frac{1}{s} \mathbf{T}_n + \mathbf{G}_n + s \mathbf{C}_n \right) \mathbf{v}_n(s) = \mathbf{Y}_n(s) \mathbf{v}_n(s) \quad (3.46)$$

donde la admitancia en el terminal  $j$  se puede obtener midiendo la corriente que circula a través del terminal  $j$  cuando se aplica una tensión en el terminal  $j$  mientras los restantes terminales son cortocircuitados, es decir,

$$Y_{jj}(s) = \frac{i_j(s)}{v_j(s)} \quad (3.47)$$

Sustituyendo  $s = j\omega$  para un rango de frecuencias se puede obtener la respuesta de la admitancia de un terminal en función de la frecuencia a través de los ceros y polos (resonancias y anti-resonancias) [22].

Por lo tanto, el modelo terminal se describe en el dominio de la frecuencia en términos de la matriz de admitancias nodales del transformador en función de la frecuencia [22]. Esta matriz de admitancias se puede obtener a partir de medidas o se puede obtener a través del modelo interno detallado [43], [86]. Una vez obtenida la matriz de admitancias en función de la frecuencia, ésta debe ser sintetizada en un circuito *RLCG* por medio de un procedimiento de aproximación racional con el objetivo de construir el modelo terminal compatible con el modelo del sistema de potencia en el dominio del tiempo [43], [86].

En este trabajo de investigación, el modelo terminal se calcula a partir de la matriz de admitancias nodales  $\mathbf{Y}_B$  obtenida del modelo interno detallado (3.30) [86]. La matriz de admitancias  $\mathbf{Y}_B$  en función de la frecuencia se obtiene aplicando un análisis de la respuesta en frecuencia del transformador utilizando el método del barrido en frecuencias (*SFRA*). Este método realiza un barrido de frecuencias dentro de un rango predefinido mediante la aplicación de señales senoidales de amplitud constante y frecuencia variable. Cada elemento de la matriz  $\mathbf{Y}_B$  es ajustado con el método del *Vector Fitting*, el cual aproxima la respuesta en frecuencia  $\mathbf{Y}_B(j\omega)$  con funciones racionales, expresadas en la forma de suma de fracciones parciales cuya expresión es [43], [44], [45], [46],

$$Y_{ij}(j\omega) \approx Y_{ij,fit} = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{j\omega - a_i} + d + j\omega e \quad (3.48)$$

donde  $Y_{ij,fit}$  es el elemento ajustado del elemento  $Y_{ij}$  de la matriz  $\mathbf{Y}_B$ ,  $n$  es el número de polos,  $d$  y  $e$  son constantes reales,  $c_i$  y  $a_i$  son los residuos y los polos, respectivamente.

Los polos y los residuos reales son separados de los polos y residuos complejos conjugados para cada función racional. Entonces, cada función que representa cada elemento ajustado  $Y_{ij,fit}$  es sintetizada por un módulo del tipo mostrado en la Fig. 3.6, donde  $n_l$  es el número de

polos y residuos reales y  $n_2$  es el número de polos y residuos complejos. Este módulo consiste en una red eléctrica formada por un número de ramas en paralelo de parámetros *RLCG* independientes de la frecuencia donde la respuesta en frecuencia del módulo coincide con la respuesta en frecuencia del elemento  $Y_{ij}$  sobre el rango de frecuencias de interés [46].

El modelo terminal se desarrolla en la forma del circuito  $\pi$  equivalente multi-terminal como se muestra en la Fig. 3.7 para un transformador de dos devanados por fase, donde  $N1$  y  $N3$  es el terminal de entrada y de salida del devanado *BT*, respectivamente y  $N2$  y  $N4$  es el terminal de entrada y de salida del devanado *AT*, respectivamente. Por lo tanto, los parámetros del circuito  $\pi$  equivalente del modelo terminal se calculan como,

$$Y_{ii,\pi} = \sum_{j=1}^{2N} Y_{ij,fit}, \quad Y_{ij,\pi} = -Y_{ij,fit} \quad i, j = 1, \dots, 2N \quad (3.49)$$

donde  $N$  es el número de devanados,  $Y_{ii,\pi}$  es la componente conectada entre el terminal  $i$  y tierra,  $Y_{ij,\pi}$  es la componente conectada entre los terminales  $i$  y  $j$  como se muestra en la Fig. 3.7. Los parámetros  $Y_{ij,\pi}$  son compatibles con los programas tipo *EMTP* y el modelo terminal se puede conectar al modelo del sistema eléctrico de potencia [45], [46], [86].

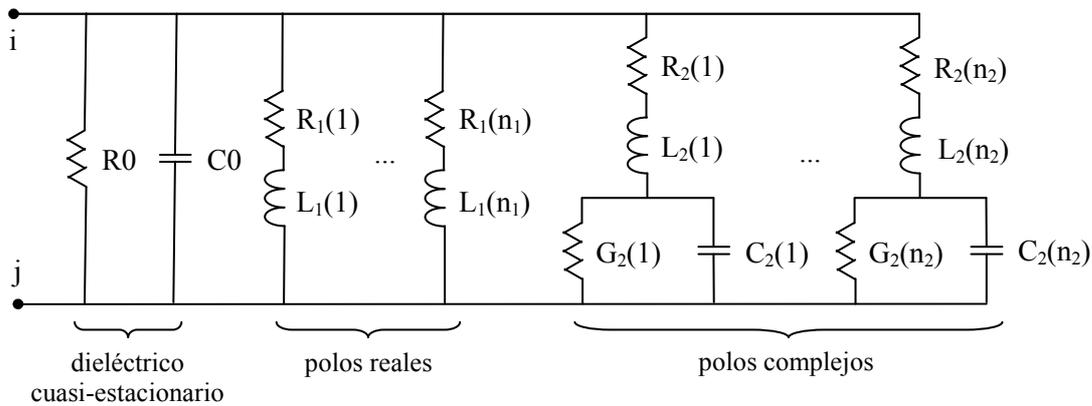


Fig. 3.6. Red eléctrica del módulo RLCG para la función racional del elemento de la admitancia ajustada  $Y_{ij,fit}$  entre los nodos  $i$  y  $j$  [3][45].

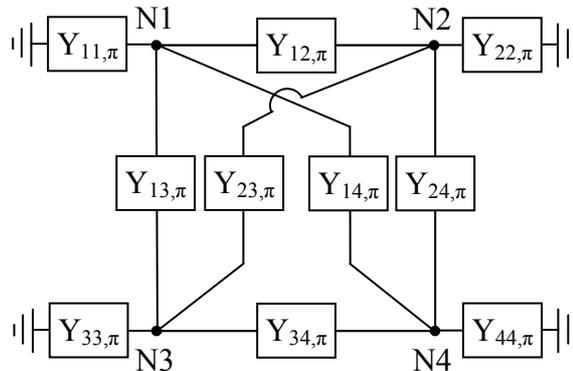


Fig. 3.7. Circuito eléctrico del modelo terminal para dos devanados [3].

## 4 Parámetros del transformador

Este capítulo presenta el cálculo de los parámetros del circuito eléctrico equivalente del modelo propuesto. El circuito eléctrico está formado por ramas inductivas y por ramas capacitivas. Las ramas inductivas representan el acoplamiento magnético de las espiras, el cual se modela con las inductancias y las resistencias de las espiras. Las ramas capacitivas representan el acoplamiento eléctrico de las espiras, el cual se modela con las capacitancias y las conductancias del aislamiento.

### 4.1 Introducción

Un punto crítico en el modelado del transformador está en determinar con precisión los parámetros del modelo ya que el grado de precisión en las simulaciones del modelo propuesto dependerá de la exactitud de los valores obtenidos en los parámetros de la red eléctrica equivalente de la Fig. 3.3.

Los parámetros del modelo propuesto se obtienen a partir de los parámetros de las espiras a través de las dimensiones geométricas del núcleo, del tanque y de las espiras, así como de las propiedades físicas de los materiales del transformador, utilizando fórmulas analíticas. Los parámetros son dependientes de la frecuencia y se calculan para cada frecuencia dentro de un rango de frecuencias [64], [65], [66], [68].

De acuerdo con el capítulo anterior, las capacitancias series entre espiras, las capacitancias a tierra de las espiras hacia el núcleo, el tanque y la culata son incluidas para modelar el acoplamiento electrostático entre las espiras de cada devanado debido al efecto capacitivo del aislamiento. Además, las capacitancias paralelas entre las espiras de devanados enfrentados son introducidas para modelar el acoplamiento electrostático entre los devanados. Estas capacitancias se agrupan en las capacitancias resultantes de los bloques [25], [49], [103], [116], [64], [65], [66], [68].

En cuanto al acoplamiento magnético, la inductancia propia de cada espira y la inductancia mutua entre las espiras de todos los devanados son consideradas para tener en cuenta todos los acoplamientos inductivos del transformador. La inductancia propia de cada espira se calcula considerando una espira circular para los transformadores tipo *Core* y una espira rectangular para los transformadores tipo *Shell*, ambos con una sección transversal rectangular. La inductancia mutua entre las espiras se obtiene aplicando el método *Lyle* [138]. Además, en el cálculo de todas las inductancias para frecuencias muy altas, se considera que el flujo no penetra dentro del núcleo [116]. Estas inductancias se agrupan en las inductancias resultantes de los bloques [25], [103], [138], [64], [65], [66], [68].

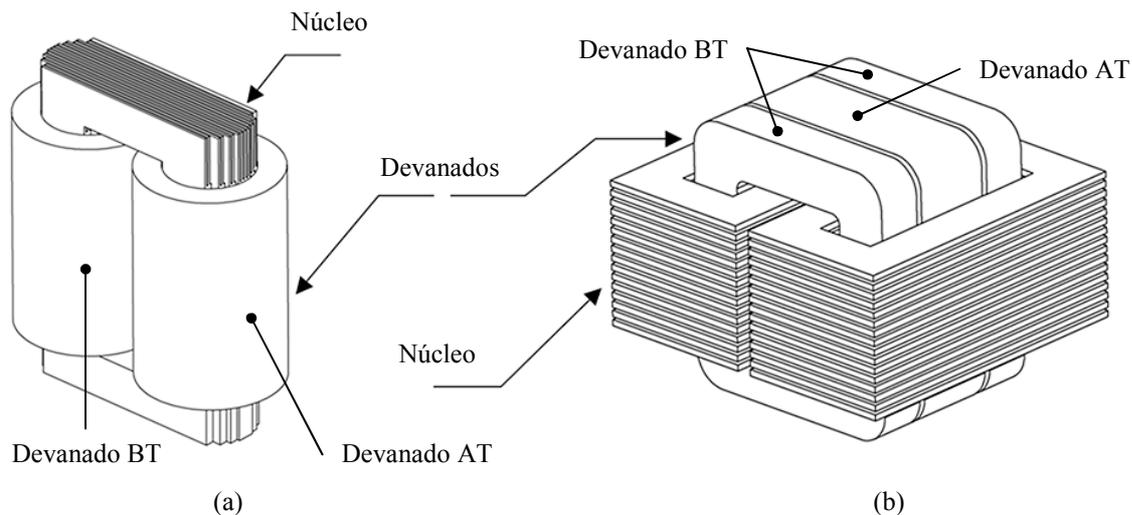


Fig. 4.1. Clasificación de los transformadores: (a) tipo *Core*, (b) tipo *Shell*.

Como es bien conocido, las pérdidas juegan un papel importante en la simulación precisa de la distribución de la tensión a lo largo de los devanados. Por lo tanto, las pérdidas en el núcleo debido a las corrientes *eddy*, las pérdidas en los conductores debido al efecto *skin* y *proximity* así como las pérdidas dieléctricas, todas ellas dependientes con la frecuencia, también son incluidas [103], [116], [64], [65], [66], [68].

## 4.2 Clasificación de los transformadores

El cálculo de los parámetros del transformador depende de la forma geométrica de las espiras y de la posición entre los devanados y el núcleo. De acuerdo con la construcción del núcleo, se conocen dos tipos de transformadores [73]:

- Transformador tipo *Core* o *Columna*: Es aquel en el cual los devanados envuelven una parte considerable del circuito magnético del núcleo y los devanados normalmente son bobinas cilíndricas como se muestra en la Fig. 4.1.a para un transformador monofásico. En el caso de un transformador trifásico, el devanado primario y el secundario de una fase se colocan sobre la misma columna vertical de la estructura del núcleo de forma concéntrica.
- Transformador tipo *Shell* o *Acorazado*: Es aquel en el cual una buena parte del núcleo se encuentra cubriendo a los devanados. Los devanados de alta y baja tensión de una fase están formados por bobinas rectangulares dispuestas en forma de discos superpuestos como se detalla en la Fig. 4.1.b.

## 4.3 Cálculo de las admitancias del transformador

A continuación se discute el cálculo de las admitancias que aparecen en el circuito eléctrico del modelo propuesto de la Fig. 3.3 para un transformador tipo *Core* y *Shell*.

### 4.3.1 Introducción

El cálculo de las capacitancias de las espiras es un factor determinante para la distribución de la tensión transitoria interna del transformador. Las capacitancias se pueden calcular usando fórmulas analíticas tradicionales o utilizando métodos numéricos.

Varias contribuciones para calcular las capacitancias fueron hechas por *De* [25], *Fergestad* [29], *Moreau* [88], *Okuyama* [96], *Pedersen* [98], *Stein* [121] y *Del Vechhio et al.* [127].

*Pedersen* [98], calcula las capacitancias series de los devanados *hisercaps*, analizando el devanado *hisercap* con la representación de la impedancia característica y sus investigaciones contribuyen al entendimiento de la distribución interna de tensiones en los devanados *hisercaps*. *Del Vechhio et al.* [127] deducen una ecuación para el cálculo de la capacitancia serie de los devanados con conductores de blindaje (*shields*), basándose en la conservación de la energía electrostática.

En esta tesis, el cálculo de las capacitancias se realiza a partir de expresiones analíticas y fórmulas semi-empíricas, dando lugar a las capacitancias series y paralelas entre las espiras, así como las capacitancias a tierra de las espiras.

Una vez que se obtiene todas las capacitancias de las espiras, se calculan las capacitancias asociadas a los bloques aplicando el principio de la conservación de la energía electrostática considerando una distribución lineal de la tensión dentro de cada bloque.

### 4.3.2 Materiales dieléctricos

El papel de celulosa se utiliza en muchos tipos de aislamiento eléctrico. Las principales razones para el uso generalizado del papel como aislamiento son su bajo coste, su disponibilidad, y sus buenas propiedades eléctricas y mecánicas. En su forma más pura tiene una rigidez dieléctrica baja, es químicamente inerte y de baja conductividad eléctrica [17].

*Race et al* [108] investigaron las propiedades dieléctricas del papel seco donde observaron que la permitividad relativa se reduce y las pérdidas dieléctricas aumentan a medida que la frecuencia se incrementa. Las investigaciones realizadas por *Morgan* [90] muestran que las propiedades dieléctricas en una pila de papel seco de múltiples capas dependen de la frecuencia, de la temperatura, de la presión del aire y de la compresión de las capas.

Debido a su estructura similar a una malla y el carácter fibroso, normalmente el papel contiene una cierta cantidad de aire y humedad, los cuales provocan la degradación de sus propiedades aislantes y aceleran los procesos de envejecimiento. Por lo que el aire y la humedad se deben eliminar y reemplazar por otro material de mejores características como el aceite.

Los primeros aceites usados en los transformadores fueron los aceites de parafina. Después fueron reemplazados por aceites nafténicos. Y finalmente se añadieron aditivos anti-oxidantes para disminuir la tasa de deterioro de los aceites. Los distintos mecanismos que contribuyen a las pérdidas dieléctricas en aceites son revisados por *Bartnikas* [8].

Antes de la impregnación del papel en aceite, se realiza un tratamiento de secado y de vacío para eliminar la humedad y el aire del papel y reducir la tasa inicial de envejecimiento.

El envejecimiento es el proceso de deterioro de los materiales dieléctricos debido a la formación de depósitos, partículas y otros productos tales como ácidos, humedad, etc. La influencia de la humedad y del envejecimiento en las propiedades dieléctricas parece ser menor para las frecuencias altas pero es de gran importancia a frecuencias más bajas [9].

En general, el comportamiento de un dieléctrico en un campo eléctrico se describe por medio de la permitividad relativa compleja  $\hat{\epsilon}_r$  dependiente de la frecuencia,

$$\hat{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_r'(\omega) - j\epsilon_r''(\omega) = \left(1 - j \frac{\epsilon_r''(\omega)}{\epsilon_r'(\omega)}\right) \epsilon_r'(\omega) = (1 - j \tan\delta) \epsilon_r(\omega) \quad (4.1)$$

donde  $\epsilon_r(\omega) = \epsilon_r'(\omega)$  es la permitividad relativa del material aislante dependiente de la frecuencia,  $\tan\delta$  es el factor de disipación del material dieléctrico definido como la relación entre la parte imaginaria  $\epsilon_r''$  y la parte real  $\epsilon_r'$  de la permitividad relativa compleja del material dieléctrico. La permitividad  $\epsilon_r''$  es el factor de pérdidas dieléctricas, el cual representa las pérdidas dieléctricas y está relacionado con el factor de disipación dieléctrica.

En los modelos de alta frecuencia para transformadores de potencia, todas las propiedades dieléctricas de los materiales aislantes se consideran normalmente constantes, independientes de la frecuencia, de la temperatura, de la humedad, del envejecimiento, etc [63], [124]. La razón es que hay poca información relevante en la literatura sobre las propiedades dieléctricas de estos materiales para frecuencias altas y por el hecho de que las propiedades magnéticas tienen una mayor dependencia con la frecuencia que las propiedades dieléctricas.

### 4.3.3 Capacitancia y conductancia

La capacitancia refleja la energía del campo eléctrico almacenado en un sistema. Este campo eléctrico puede estar generado por cargas o por la variación en el tiempo del campo magnético. En un devanado, no hay capacitancias entre espiras adyacentes relacionadas con el campo eléctrico generado por las cargas ya que todo el devanado está al mismo potencial. Sin embargo, el campo magnético variable en el tiempo genera un campo eléctrico inducido. La componente tangencial de este campo eléctrico provoca una superficie no equipotencial en los conductores resultando una diferencia de potencial uniforme entre las espiras adyacentes. Esto genera corrientes de desplazamiento que fluyen por el dieléctrico entre las espiras adyacentes. Estas corrientes de desplazamiento, las cuales llevan asociadas las pérdidas debido a la polarización y a la conducción son modeladas a través de las capacitancias y de las pérdidas dieléctricas entre las espiras enfrentadas. Generalmente, las pérdidas dieléctricas son despreciables a baja frecuencia pero son muy importantes a alta frecuencia.

Por otro lado, para altas frecuencias, las corrientes de desplazamiento pueden fluir desde los devanados hacia las estructuras conectadas a tierra como el núcleo, la cuba y la culata. Estas

corrientes son modeladas a través de las capacitancias y de las pérdidas dieléctricas de las espiras a tierra.

Por lo tanto, cada devanado se reemplaza por un conjunto de capacitancias equivalentes con pérdidas (series, paralelas y a tierra) conectadas en los nodos de los bloques. Estas capacitancias de los bloques se calculan a partir de las capacitancias geométricas complejas de las espiras y aplicando el principio de la conservación de la energía electrostática.

Una capacitancia compleja se modela con un circuito en paralelo formado por una capacitancia y una conductancia. La admitancia de este circuito en paralelo se calcula como,

$$Y = j\omega\hat{C} = j\omega\hat{\epsilon}_r C^0 = j\omega(1 - j\tan\delta)\epsilon_r C^0 = \omega \tan\delta \epsilon_r C^0 + j\omega\epsilon_r C^0 = G + j\omega C \quad (4.2)$$

donde  $C$  y  $G$  es la capacitancia y la conductancia del circuito en paralelo,  $\hat{C}$  es la capacitancia compleja,  $C^0$  es la capacitancia considerando el vacío como el material dieléctrico,  $\hat{\epsilon}_r$ ,  $\epsilon_r$  y  $\tan\delta$  es la permitividad relativa compleja, la parte real de la permitividad relativa compleja y el factor de disipación del material dieléctrico, respectivamente.

Para los transformadores, donde varios materiales dieléctricos se usan en los canales de separación, la permitividad relativa compleja de los diferentes materiales y las dimensiones geométricas del canal están involucrados en el cálculo de la permitividad relativa efectiva compleja del canal dieléctrico. El cálculo de las capacitancias y de la permitividad relativa efectiva compleja se discuten en las siguientes secciones.

#### 4.3.4 Permitividad relativa efectiva

La estructura típica del aislamiento de un transformador consiste principalmente de papel que rodea el cobre de las espiras, de conductos de refrigeración con aceite separados por tubos o planchas circulares (barreras) de cartón prensado con el apoyo de listones (separadores) de cartón prensado que proporcionan la fuerza mecánica y eléctrica al canal dieléctrico de aceite. La estructura de un canal dieléctrico en la dirección radial como es el caso del canal entre dos capas y en la dirección axial como es el caso del canal entre dos discos se ilustra en la Fig. 4.2.

Ambos tipos de canales se pueden representar con el mismo modelo X-Y [33], el cual sustituye la estructura dieléctrica detallada del canal por la cantidad relativa del papel, de las barreras, de los separadores y del aceite como se muestra en la Fig. 4.3. Este modelo X-Y tiene en cuenta la influencia de las capas de papel de las espiras.

**Tabla 4.I. Valores de las propiedades dieléctricas de los materiales**

Material dieléctrico	$\epsilon_r$		$\tan\delta$
	No impregnado de aceite	Impregnado de aceite	
Aceite	2.2	2.2	0.0005-0.003
Papel	2.8	3.3	0.001-0.005
Cartón	3.5	4.4	0.001-0.005

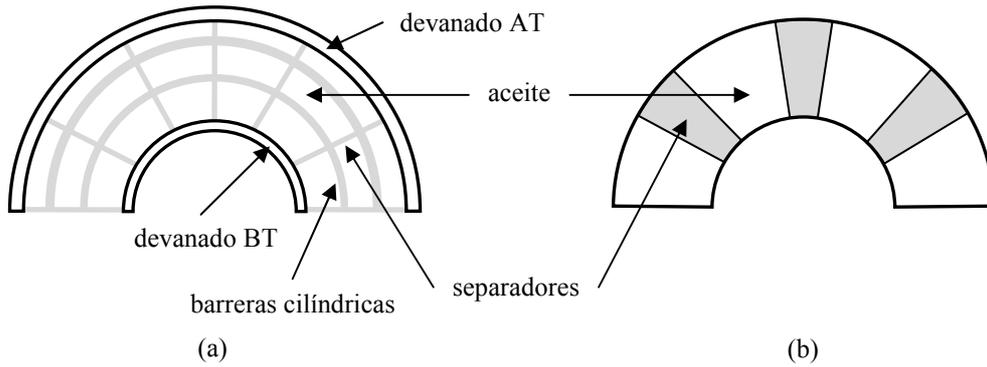


Fig. 4.2. Estructura de un canal dieléctrico: (a) en la dirección radial, (b) en la dirección axial.

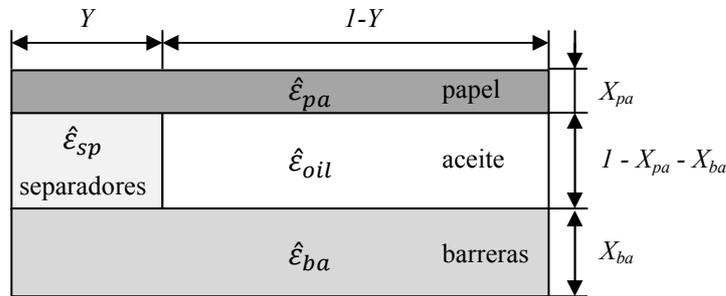


Fig. 4.3. Modelo X-Y del canal dieléctrico.

La permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico se calcula usando el modelo X-Y a partir de las dimensiones geométricas del canal y las permitividades relativas de los materiales, cuyo valor es [33], [57], [60],

$$\hat{\epsilon}_{r,ef} = \frac{Y}{\frac{X_{pa}}{\hat{\epsilon}_{pa}} + \frac{X_{ba}}{\hat{\epsilon}_{ba}} + \frac{(1 - X_{pa} - X_{ba})}{\hat{\epsilon}_{sp}}} + \frac{1 - Y}{\frac{X_{pa}}{\hat{\epsilon}_{pa}} + \frac{X_{ba}}{\hat{\epsilon}_{ba}} + \frac{(1 - X_{pa} - X_{ba})}{\hat{\epsilon}_{oil}}} \quad (4.3)$$

donde  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico,  $\hat{\epsilon}_{pa}$ ,  $\hat{\epsilon}_{sp}$ ,  $\hat{\epsilon}_{ba}$ ,  $\hat{\epsilon}_{oil}$  son las permitividades relativas complejas del papel, de los separadores, de las barreras y del aceite, respectivamente. El parámetro  $X_{pa}$  es la relación entre la anchura total de las capas de papel del canal y la anchura del canal. El parámetro  $X_{ba}$  es la anchura total de todas las barreras del canal dividido por la anchura del canal. El parámetro  $Y$  es la relación entre la longitud perimetral total de todos los separadores y la longitud perimetral del canal. Los valores típicos de la permitividad relativa de diferentes materiales dieléctricos se muestran en la Tabla 4.1 [10]. Este procedimiento se aplica en todos los canales dieléctricos del transformador para calcular las capacitancias geométricas.

### 4.3.5 Capacitancias y conductancias series de las espiras

La capacitancia y la conductancia serie equivalente de un bloque del circuito eléctrico de la Fig. 3.3 se calcula a partir de las capacitancias geométricas complejas entre las espiras que

constituyen el bloque. Se incluyen las capacitancias entre las espiras enfrentadas dentro de una capa o un disco y las capacitancias entre espiras de capas o discos adyacentes del mismo devanado como se ilustra en la Fig. 4.4. Las capacitancias entre las espiras y los anillos electrostáticos y las capacitancias entre las espiras y los *shields* también se incluyen.

Para un transformador, tipo *Core* o *Shell*, el cálculo de la capacitancia geométrica compleja entre dos espiras enfrentadas  $\hat{C}_{geo,i,j}$  se obtiene a través de la expresión de la capacitancia de placas paralelas [57], [60],

$$\hat{C}_{geo,i,j} = \varepsilon_0 \hat{\varepsilon}_{r,ef} l_m \frac{h + d}{d} \quad (4.4)$$

donde  $\varepsilon_0$  es la permitividad del vacío,  $\hat{\varepsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico entre las dos espiras enfrentadas,  $d$  es la distancia del canal dieléctrico,  $l_m$  es la longitud perimetral media de las dos espiras ( $l_m = \pi \cdot d_m$ ),  $d_m$  es el diámetro medio de las dos espiras,  $h$  es la dimensión enfrentada entre las dos espiras involucrada en el cálculo de la capacitancia. Estas dimensiones se ilustran en la Fig. 4.5. La distancia  $d$  se suma a la dimensión  $h$  para tener en cuenta el efecto borde del campo eléctrico en las espiras.

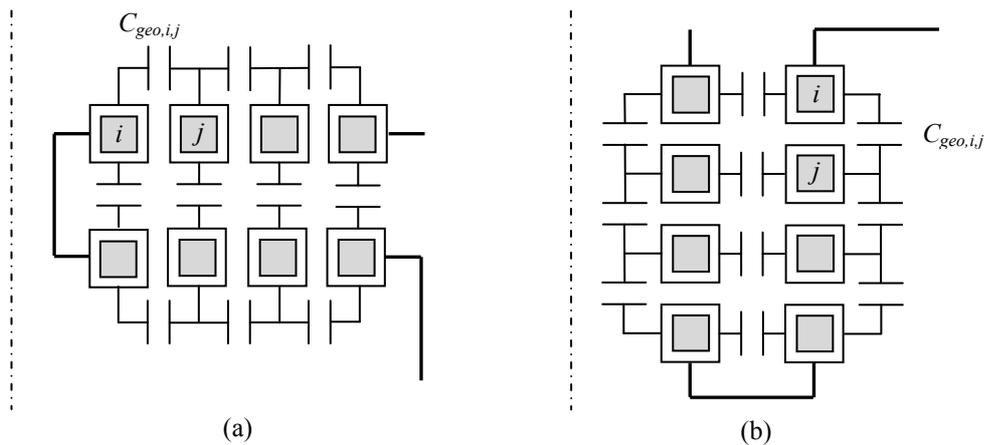


Fig. 4.4. Capacitancias geométricas de las espiras: (a) discos, (b) capas.

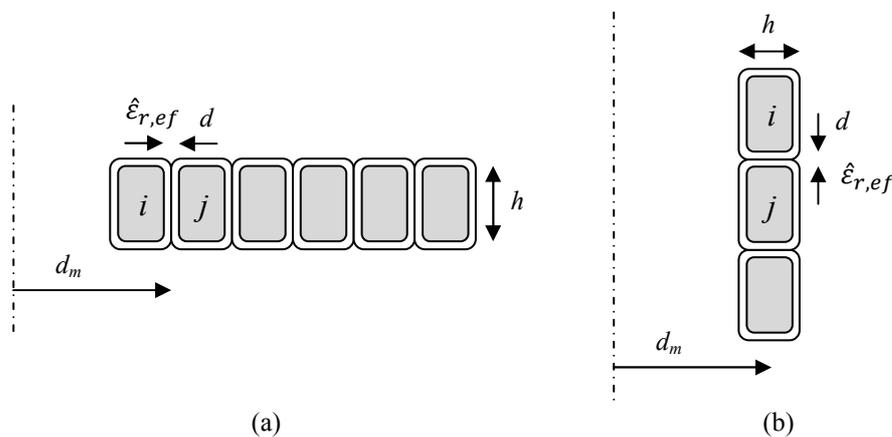


Fig. 4.5. Dimensiones geométricas de dos espiras alineadas: (a) discos, (b) capas.

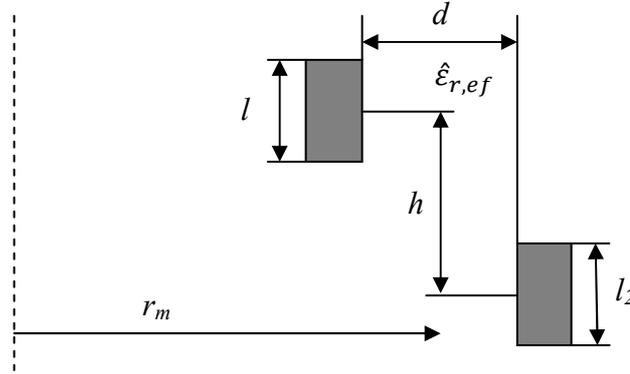


Fig. 4.6. Dimensiones geométricas de dos espiras no alineadas.

El uso de la ecuación (4.4) tiene una serie de limitaciones. Esta ecuación es válida cuando  $d \ll h$ . Además, requiere una alineación perfecta de los conductores y ambas espiras tienen que tener el mismo tamaño y una forma geométrica perfecta [127].

### 4.3.6 Capacitancias y conductancias paralelas de las espiras

Las capacitancias y las conductancias paralelas equivalentes entre dos bloques enfrentados del circuito eléctrico de la Fig. 3.3 se calculan a partir de las capacitancias geométricas complejas entre espiras enfrentadas de ambos bloques. Las capacitancias entre los anillos electrostáticos enfrentados también se incluyen.

Para un transformador, tipo *Core* o *Shell*, las capacitancias paralelas y las capacitancias series de espiras no alineadas se calculan usando el método desarrollado por *Farr* [28]. Este método supone que el acoplamiento capacitivo sólo existe entre las caras enfrentadas de las espiras. Por lo tanto, en la dirección radial, sólo la dimensión axial de las espiras y el canal dieléctrico radial entre las espiras es necesario mientras que en la dirección axial, sólo la dimensión radial de las espiras y el canal dieléctrico axial entre las espiras es requerido. El valor de la capacitancia geométrica compleja entre dos espiras enfrentadas dado por este método es,

$$\hat{C}_{geo,i,j} = \epsilon_0 \hat{\epsilon}_{r,ef} \frac{l_m}{\pi} \text{Ln} \left[ \frac{\cosh(2\alpha h) + \cosh[\alpha(l_1 + l_2)]}{\cosh(2\alpha h) + \cosh[\alpha(l_1 - l_2)]} \right] \quad (4.5)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2d} \quad (4.6)$$

donde  $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío,  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico entre las dos espiras enfrentadas,  $l_m$  es la longitud media de las dos espiras,  $l_1$  y  $l_2$  es la dimensión enfrentada de cada espira,  $d$  es la distancia de separación del canal dieléctrico y  $h$  es la distancia de separación de las dos espiras no alineadas como se detalla en la Fig. 4.6.

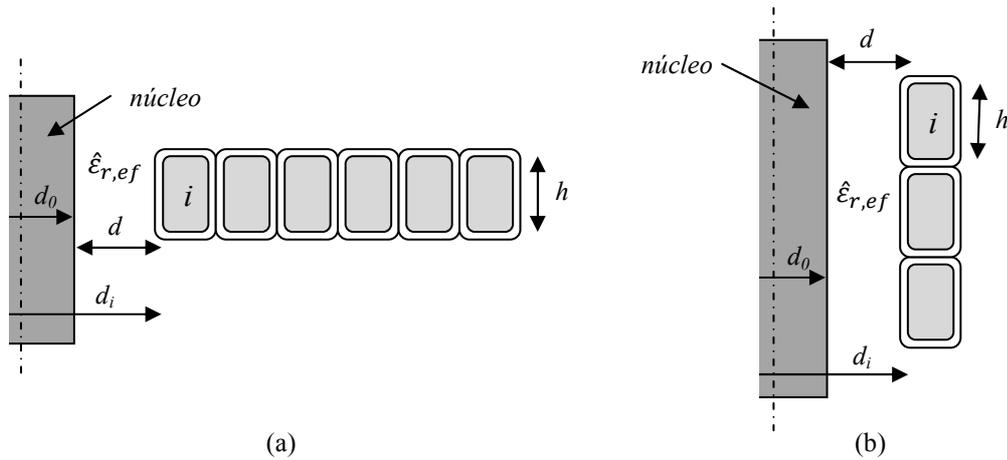


Fig. 4.7. Dimensiones entre espiras y el núcleo: (a) discos, (b) capas.

La ecuación (4.5) se aproxima a la expresión de las placas paralelas (4.4) cuando la relación entre las distancias  $h$  y  $d$  es muy pequeña.

### 4.3.7 Capacitancias y conductancias de las espiras a tierra

Las capacitancias y las conductancias equivalentes de un bloque a tierra del circuito eléctrico de la Fig. 3.3 se calculan a partir de las capacitancias geométricas complejas entre las espiras del bloque y tierra.

#### 4.3.7.1 Capacitancias geométricas complejas entre las espiras y el núcleo

Para un transformador tipo *Core*, las capacitancias geométricas complejas entre las espiras y el núcleo se calculan sólo para el devanado más interno, el cual está enfrenteado con la columna del núcleo. Puesto que el devanado es concéntrico montado alrededor del núcleo, se usa la expresión de la capacitancia de dos cilindros concéntricos dado por,

$$\hat{C}_{geo,i,0} = 2\pi\epsilon_0\hat{\epsilon}_{r,ef} \frac{h+d}{\text{Ln}\left(\frac{d_i}{d_0}\right)} \quad (4.7)$$

donde  $\hat{C}_{geo,i,0}$  es la capacitancia geométrica compleja de la espira enfrenteada al núcleo,  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico entre la espira y el núcleo,  $h$  y  $d_i$  es la dimensión axial y el diámetro interno de la espira, respectivamente,  $d_0$  es el diámetro del núcleo y  $d$  es la distancia de separación entre la espira y el núcleo, el cual se usa para incluir el efecto borde del campo eléctrico. Estas dimensiones se muestran en la Fig. 4.7.

Para un transformador tipo *Shell*, las capacitancias entre las espiras y el núcleo se calculan para todos los devanados cuyas espiras están enfrenteadas con el circuito magnético usando la ecuación (4.4).

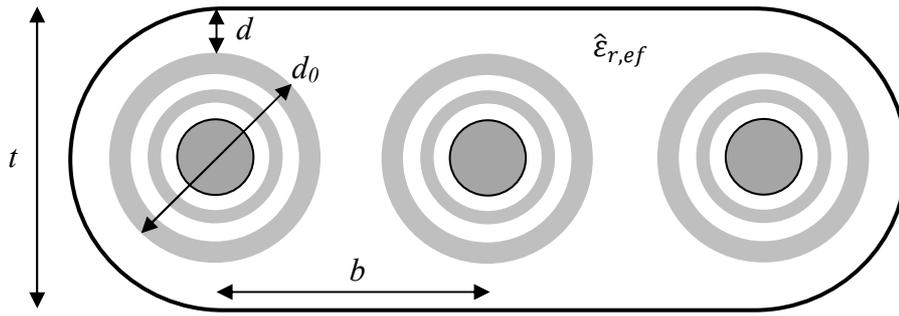


Fig. 4.8. Dimensiones entre fases y entre devanados y la cuba.

#### 4.3.7.2 Capacitancias geométricas complejas entre fases

En este trabajo de investigación, sólo se modela una fase del transformador y se considera que las demás fases son piezas solidas conectadas a tierra. Por lo que la capacitancia entre fases es una capacitancia a tierra.

Para un transformador tipo *Core*, las capacitancias geométricas complejas entre espiras de los devanados más externos de fases enfrentadas se calculan como la capacitancia de dos cilindros paralelos no coaxiales cuyo valor es [60],

$$\hat{C}_{geo,i,0} = \pi \epsilon_0 \hat{\epsilon}_{r,ef} \frac{h + (b - d_0)}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{d_0}\right)} \quad (4.8)$$

donde  $\hat{C}_{geo,i,0}$  es la capacitancia geométrica compleja entre las espiras de fases enfrentadas,  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico entre fases,  $h$  y  $d_0$  es la dimensión axial y el diámetro exterior de las espiras, respectivamente y  $b$  es la distancia entre los ejes de los dos devanados como se muestra en la Fig. 4.8.

En un transformador tipo *Shell* no se calcula las capacitancias entre fases.

#### 4.3.7.3 Capacitancias geométricas complejas entre las espiras y la cuba

Para un transformador tipo *Core*, las capacitancias geométricas complejas entre las espiras y la cuba se calculan sólo para el devanado más externo, el cual está enfrentado con la cuba. Este cálculo no es sencillo ya que la forma geométrica del tanque no permite calcular estos valores con alguna expresión analítica conocida. Para ello, se usa expresiones empíricas donde se introducen factores de reducción para modelar la forma geométrica de la cuba. Si se considera que los dos lados de la cuba son semicilíndricos, se usa las siguientes expresiones para calcular las capacitancias geométricas complejas entre las espiras y la cuba según la fase modelada del transformador.

Para la fase central, se utiliza la siguiente expresión con un factor de reducción de valor 0.25 para modelar la configuración de un condensador formado por un cilindro frente a un plano,

$$\hat{C}_{geo,i,0} = \frac{1}{4} \pi \epsilon_0 \hat{\epsilon}_{r,ef} \frac{h + d}{\cosh^{-1} \left( \frac{t}{d_0} \right)} \quad (4.9)$$

donde  $\hat{C}_{geo,i,0}$  es la capacitancia geométrica compleja de la espira enfrentada a la cuba,  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico,  $d$  es la distancia de separación,  $h$  y  $d_0$  es la dimensión axial y el diámetro exterior de la espira, respectivamente y  $t$  es la anchura interna del tanque como se muestra en la Fig. 4.8.

Para las fases externas, se utiliza la siguiente expresión con un factor de reducción de valor 0.75 para modelar que la cuba no es totalmente cilíndrica,

$$\hat{C}_{geo,i,0} = \frac{3}{4} 2\pi \epsilon_0 \hat{\epsilon}_{r,ef} \frac{h + d}{\ln \left( \frac{t}{d_0} \right)} \quad (4.10)$$

donde  $\hat{C}_{geo,i,0}$  es la capacitancia geométrica compleja de la espira enfrentada a la cuba,  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico,  $d$  es la distancia de separación,  $h$  y  $d_0$  es la dimensión axial y el diámetro exterior de la espira, respectivamente y  $t$  es la anchura interna del tanque como se muestra en la Fig. 4.8.

Para un transformador tipo *Shell*, las capacitancias entre las espiras y la cuba se calculan para todos los devanados cuyas espiras están enfrentadas con la cuba usando la ecuación (4.4).

#### 4.3.7.4 Capacitancias geométricas complejas entre las espiras y la culata

La capacitancia geométrica compleja entre una espira y la culata se calcula como [103],

$$\hat{C}_{geo,i,0} = \epsilon_0 \hat{\epsilon}_{r,ef} \frac{S}{d} \quad (4.11)$$

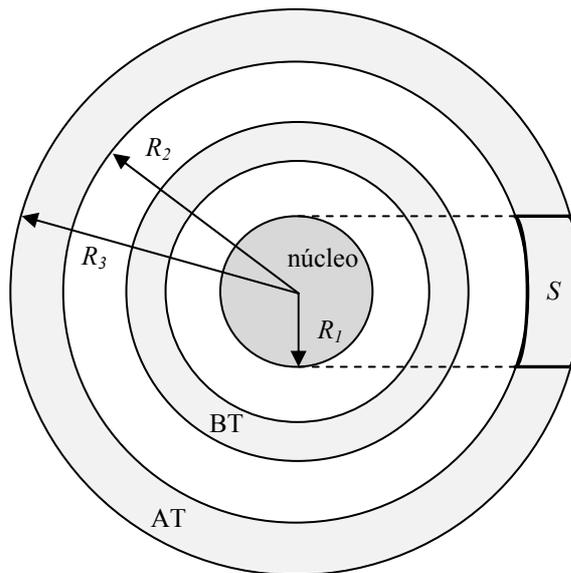


Fig. 4.9. Superficie de la culata proyectada sobre un devanado.

$$S = R_3^2 \arcsin\left(\frac{R_1}{R_3}\right) + R_1 \sqrt{R_3^2 - R_1^2} - R_2^2 \arcsin\left(\frac{R_1}{R_2}\right) - R_1 \sqrt{R_2^2 - R_1^2} \quad (4.12)$$

donde  $\hat{C}_{geo,i,0}$  es la capacitancia geométrica compleja de la espira enfrentada con la culata,  $S$  representa la superficie proyectada de la culata sobre la espira como se indica en la Fig. 4.9,  $R_l$  es el radio del núcleo,  $R_2$  y  $R_3$  es el radio interno y externo de la espira, respectivamente,  $\hat{\epsilon}_{r,ef}$  es la permitividad relativa compleja efectiva del canal dieléctrico y  $d$  es la distancia de separación.

### 4.3.8 Capacitancias y conductancias de los bloques

Una vez que se obtienen las capacitancias geométricas complejas de las espiras, las cuales son valores de rama, es necesario asociarlas a los nodos de los bloques aplicando la conservación de la energía electrostática almacenada dando lugar a las capacitancias y las conductancias de los bloques.

#### 4.3.8.1 Capacitancia y conductancia serie de los bloques

La capacitancia y la conductancia serie equivalente de un bloque, representadas por la capacitancia serie compleja equivalente del bloque, se calculan aplicando la conservación de la energía electrostática almacenada en el bloque. Si hay una diferencia de tensión entre los terminales del bloque, existe un campo eléctrico y una energía electrostática asociada al bloque. La energía electrostática almacenada en un bloque es [49],

$$W_E = \frac{1}{2} \hat{C}_S V^2 = \iiint_{\Omega} \frac{1}{2} \hat{\epsilon} E^2 d\Omega \quad (4.13)$$

donde  $V$  es la caída de tensión entre los terminales del bloque,  $\epsilon$ ,  $E$  y  $\hat{C}_S$  es la permitividad dieléctrica, el campo eléctrico y la capacitancia serie compleja equivalente dentro del bloque, respectivamente. En la mayoría de los casos prácticos, en lugar de usar la integral de volumen, se utiliza la energía almacenada en las capacitancias geométricas complejas entre las espiras enfrentadas dentro del bloque, asumiendo una distribución lineal del potencial a lo largo del bloque, por lo que la energía almacenada en un bloque es,

$$W_E = \frac{1}{2} \hat{C}_S V^2 = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{1}{2} \hat{C}_{geo,i,j} V_{ij}^2 \quad (4.14)$$

$$V_{ij} = \frac{(p_j - p_i)}{N} V \quad (4.15)$$

donde  $V_{ij}$  es la caída de tensión entre las espiras  $i$  y  $j$ ,  $\hat{C}_{geo,i,j}$  es la capacitancia geométrica compleja entre las espiras  $i$  y  $j$ ,  $N$  es el número de espiras dentro del bloque,  $p_i$  y  $p_j$  es la posición eléctrica de las espiras  $i$  y  $j$ , respectivamente. En el Anexo C se muestra las expresiones de la capacitancia serie de algunos devanados típicos utilizados en transformadores.

4.3.8.2 Capacitancia y conductancia paralela de los bloques

Las capacitancias y las conductancias paralelas equivalentes entre dos bloques, representadas por las capacitancias paralelas complejas equivalentes, se detallan en la Fig. 4.10. Se asume que los terminales *A*, *B*, *C* y *D* tienen diferentes potenciales y la distribución de la tensión a lo largo de cada bloque es uniforme. Aplicando la conservación de la energía electrostática almacenada, se obtiene la siguiente regla para calcular los valores de las capacitancias paralelas complejas equivalentes entre dos bloques enfrentados,

$$\begin{aligned} \hat{C}_{p1} = \hat{C}_{p2} &= \frac{1}{3} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \hat{C}_{geo,i,j}, & \hat{C}_{p3} = \hat{C}_{p4} &= \frac{1}{6} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \hat{C}_{geo,i,j}, \\ \hat{C}_{p5} = \hat{C}_{p6} &= -\frac{1}{6} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \hat{C}_{geo,i,j} \end{aligned} \quad (4.16)$$

donde  $N_1$  y  $N_2$  es el número de espiras de cada bloque,  $\hat{C}_{geo,i,j}$  es la capacitancia geométrica compleja entre las espiras  $i$  y  $j$  de los dos bloques enfrentados. No hay ningún significado físico que se atribuye a la capacitancia negativa, ya que es el resultado de un proceso de síntesis. Las capacitancias negativas se pueden despreciar.

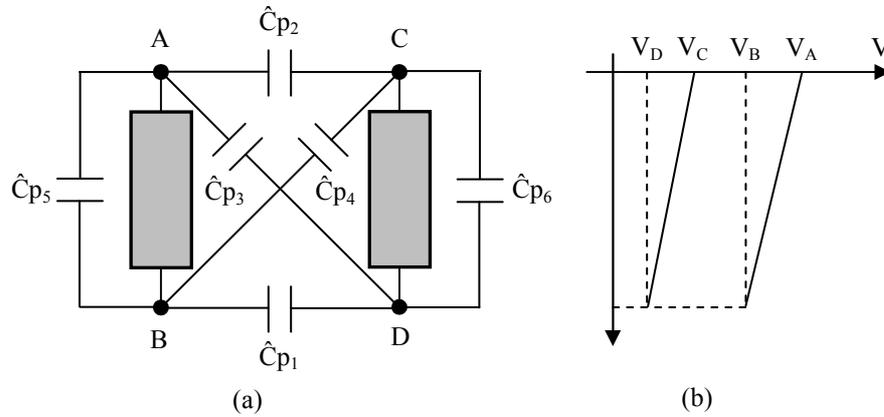


Fig. 4.10. Circuito equivalente de las capacitancias paralelas de dos bloques: (a) capacitancias acopladas entre bloques, (b) distribución de la tensión a través de los dos bloques.

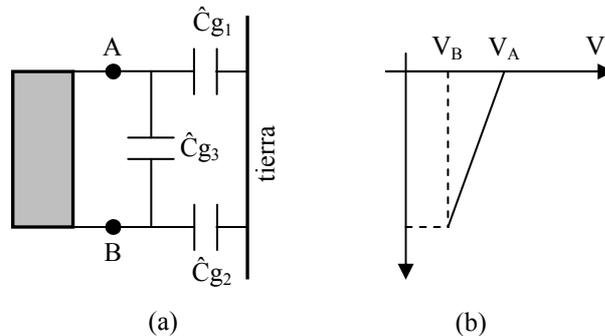


Fig. 4.11. Circuito equivalente de las capacitancias a tierra de un bloque: (a) Capacitancias acopladas del bloque a tierra, (b) distribución de la tensión a través del bloque.

### 4.3.8.3 Capacitancia y conductancia a tierra de los bloques

El acoplamiento eléctrico entre un bloque y las estructuras conectadas a tierra es representado a través de las capacitancias complejas equivalentes entre el bloque y tierra como se ilustra en la Fig. 4.11, donde se asume que la tierra está a potencial cero, los terminales  $A$  y  $B$  tienen diferentes potenciales y la distribución de la tensión dentro del bloque es uniforme. Aplicando la conservación de la energía electrostática almacenada, se obtiene la siguiente regla para calcular los valores de las capacitancias complejas equivalentes de un bloque a tierra,

$$\hat{C}_{g1} = \hat{C}_{g2} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \hat{C}_{geo,i,0}, \quad \hat{C}_{g3} = -\frac{1}{6} \sum_{i=1}^N \hat{C}_{geo,i,0} \quad (4.17)$$

donde  $N$  es el número de espiras del bloque y  $\hat{C}_{geo,i,0}$  es la capacitancia geométrica compleja entre la espira  $i$  del bloque y tierra. Las capacitancias negativas se pueden despreciar.

## 4.4 Cálculo de las impedancias del transformador

A continuación se discute el cálculo de las impedancias que aparecen en el circuito eléctrico del modelo propuesto de la Fig. 3.3 para un transformador tipo *Core* y *Shell*.

### 4.4.1 Introducción

Mientras que las ramas capacitivas son esenciales en cualquier cálculo transitorio, igualmente importante son las ramas inductivas ya que el intercambio de energía entre los campos eléctricos y magnéticos que se desarrolla durante el régimen transitorio produce las oscilaciones de la tensión.

Hay fórmulas precisas, derivadas de la solución analítica de las ecuaciones de *Maxwell*, para calcular la inductancia de las bobinas con núcleo de aire [40]. Sin embargo, la inductancia de una bobina montada sobre un núcleo de acero laminado es más complejo ya que su valor varía con la frecuencia debido a la dependencia de las propiedades del acero con la frecuencia.

Se han realizado muchos intentos para desarrollar un modelo de la inductancia propia y mutua en presencia de un núcleo ferro-magnético. Una expresión fue desarrollada por *Rabins* [106], el cual asume una columna cilíndrica infinita con permeabilidad infinita. *Fergestad* [30] ha mejorado el modelo de *Rabins* a través de la inclusión de un tramo central con permeabilidad finita. *White* [131] hizo la suposición de que el núcleo era de permeabilidad finita pero infinitamente largo en la dirección axial. *Wilcox et al.* [133], [134] derivó una expresión para la inductancia propia y mutua que incluía una longitud finita del núcleo con permeabilidad finita. *Quintana* [105] modificó la fórmula de *White* para incluir un núcleo finito, y demostró que la expresión obtenida es una solución particular de la formulación de *Wilcox*.

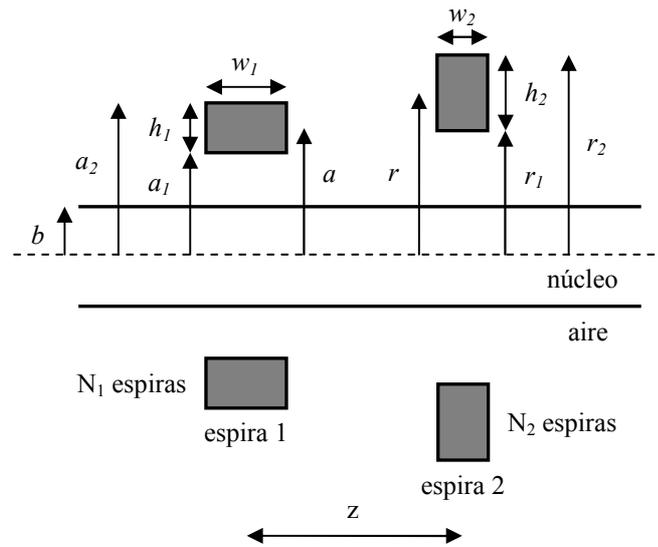


Fig. 4.12. Dimensiones de dos espiras del transformador.

#### 4.4.2 Impedancia de las espiras con núcleo ferro-magnético

El método propuesto por *Wilcox*, el cual se basa en la solución de las ecuaciones de *Maxwell* teniendo en cuenta las corrientes *eddy* del núcleo, es un buen método para modelar las inductancias de las espiras en fenómenos transitorios de altas frecuencias [133], [134]. Primero asume que las espiras son filamentos circulares sobre un núcleo homogéneo infinitamente largo de sección transversal despreciable, luego adapta el método para representar un núcleo cerrado con longitud finita y extiende el método para bobinas con secciones transversales rectangulares no despreciables [133]. Finalmente aplica este método a un transformador real [50], [134].

La sección transversal de dos espiras ( $i$  y  $j$ ) montadas sobre un núcleo magnético se muestra en la Fig. 4.12 y la impedancia mutua calculada por el método de *Wilcox* es dado por (4.18) [133], [134].

$$Z(i, j) = j\omega L_{air}(i, j) + Z_{core}(i, j) \quad (4.18)$$

La impedancia consiste de dos términos donde  $L_{air}(i, j)$  es la inductancia mutua entre las dos espiras considerando el núcleo de aire,  $Z_{core}(i, j)$  representa la impedancia adicional entre las dos espiras debido a la presencia del núcleo de acero. La parte real de la impedancia representa las pérdidas en el núcleo debido a las corrientes *eddy* y la impedancia de la forma  $Z(i, i)$  corresponde a la impedancia propia de la espira  $i$ .

#### 4.4.3 Inductancia con el núcleo de aire

El primer término de la ecuación (4.18) corresponde a la inductancia propia de una espira y la inductancia mutua entre espiras considerando aire en el núcleo. Estas inductancias se calculan basándose en el cálculo de la inductancia de un inductor con el núcleo de aire [29], el cual se explica en el Anexo D.

#### 4.4.3.1 Inductancia propia

Para un transformador tipo *Core*, la inductancia propia de una espira circular con una sección transversal rectangular se determina con la aproximación (4.19) de la ecuación (D.4) del Anexo D [40], [115],

$$L_{air}(i, i) = \mu_0 R \left( \text{Ln} \left( \frac{8R}{R_s} \right) - 2 \right) \quad (4.19)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío,  $R$  es el radio medio de la espira de la Fig. 4.13 y  $R_s$  representa el radio medio geométrico (*GMR*) dado por *Grover* [40],

$$\text{Ln} \frac{R_s}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \frac{2b}{3a} \tan^{-1} \left( \frac{a}{b} \right) + \frac{2a}{3b} \tan^{-1} \left( \frac{b}{a} \right) - \frac{b^2}{12a^2} \text{Ln} \left( 1 + \frac{a^2}{b^2} \right) - \frac{a^2}{12b^2} \text{Ln} \left( 1 + \frac{b^2}{a^2} \right) - \frac{25}{12} \quad (4.20)$$

donde  $R_s$  es el radio medio geométrico,  $a$  y  $b$  es la dimensión axial y radial de la espira, respectivamente como se muestra en la Fig. 4.13.

Para un transformador tipo *Shell*, la inductancia propia de una espira rectangular con una sección transversal rectangular se calcula con la aproximación (4.21) de la ecuación (D.4) del Anexo D [40],

$$L_{air}(i, i) = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ x \text{Ln} \left( \frac{2x}{R_s} \right) + y \text{Ln} \left( \frac{2y}{R_s} \right) + 2\sqrt{x^2 + y^2} - x \sinh^{-1} \left( \frac{x}{y} \right) - y \sinh^{-1} \left( \frac{y}{x} \right) - 1.75(x + y) \right] \quad (4.21)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío,  $x$  e  $y$  son las longitudes de los segmentos de la espira rectangular mostrados en la Fig. 4.14, y  $R_s$  es el radio medio geométrico dado por (4.20).

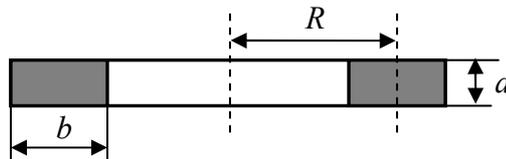


Fig. 4.13. Dimensiones de una espira circular.

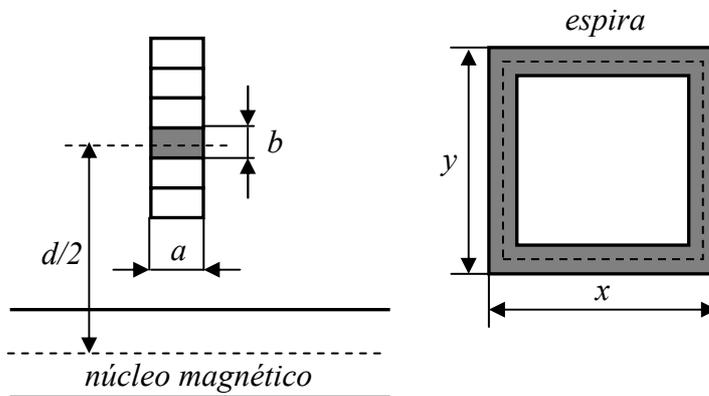


Fig. 4.14. Dimensiones de una espira rectangular.

#### 4.4.3.2 Inductancia mutua

La inductancia mutua entre dos espiras con un núcleo de aire se calcula considerando que las espiras son filamentos de sección transversal despreciable como se explica en el Anexo D.

Para espiras circulares, *Maxwell* desarrolla una formula exacta de la integral general (D.5) usando las integrales elípticas para calcular la inductancia mutua entre dos filamentos circulares coaxiales cuya expresión es [40], [81],

$$L_{air}(i,j) = \mu_0 \frac{2}{q} \sqrt{r_i r_j} \left[ \left( 1 - \frac{q^2}{2} \right) K(q) - E(q) \right] \quad (4.22)$$

$$q = \sqrt{\frac{4r_i r_j}{z^2 + (r_i + r_j)^2}} \quad (4.23)$$

donde  $z$  es la distancia de separación entre los centros de los filamentos,  $r_i$  y  $r_j$  es el radio medio del filamento  $i$  y  $j$ , respectivamente como se indica en la Fig. 4.15.  $K(q)$  y  $E(q)$  son las integrales elípticas completas de primera y segunda especie, respectivamente.

Para espiras rectangulares, se asume que cada espira es un filamento formado por cuatro segmentos rectos perpendiculares dos a dos como se muestra en la Fig. 4.14. La inductancia mutua entre dos segmentos rectos paralelos se calcula como,

$$M_{ij} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \text{Ln} \left( \frac{l}{d} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}} \right) - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2}} + \frac{d}{l} \right] \quad (4.24)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío,  $d$  es la distancia de separación entre los dos segmentos y  $l$  es la longitud de los dos segmentos como se muestra en la Fig. 4.16.

Cuando los segmentos tienen diferentes longitudes como se muestra en la Fig. 4.17, la inductancia mutua entre los dos segmentos se obtiene como,

$$M_{ij} = \frac{(M_{m+p} + M_{m+q}) - (M_p + M_q)}{2} \quad (4.25)$$

donde  $M_{m+p}$  es la inductancia mutua entre los dos segmentos teniendo ambos una longitud  $m+p$  y siendo eliminados las otras partes de los segmentos de la Fig. 4.17.

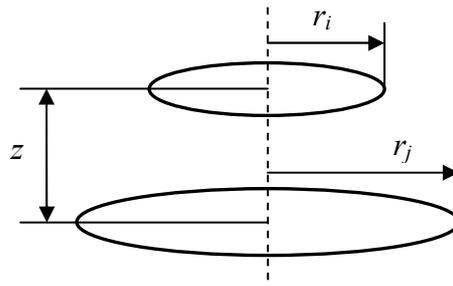


Fig. 4.15. Dimensiones geométricas de dos filamentos circulares coaxiales.

Considerando simetrías y que la inductancia mutua entre dos lados ortogonales es cero, la inductancia mutua entre dos espiras rectangulares se calcula con las inductancias mutuas entre los segmentos paralelos como se muestra en la Fig. 4.18, teniendo en cuenta el sentido de la corriente, de la siguiente manera,

$$L_{air}(i, j) = 2(M_{1,5} - M_{1,7} + M_{2,6} - M_{2,8}) \quad (4.26)$$

Toda esta formulación sólo es exacta para filamentos de sección transversal despreciable y es bastante precisa si las dimensiones de la sección transversal de las espiras son despreciables en comparación con la distancia de separación entre ellas. Cuando se tiene en cuenta las dimensiones transversales de las espiras, se usa el método de *Lyle*, el cual obtiene buenos resultados en el cálculo de la inductancia mutua entre espiras.

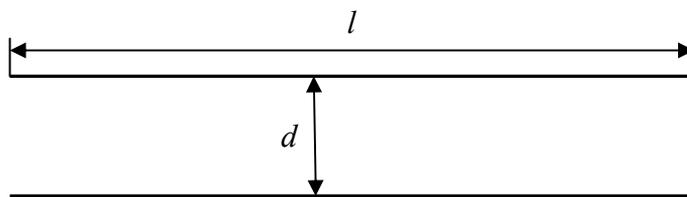


Fig. 4.16. Dimensiones de dos segmentos rectos paralelos con la misma longitud.

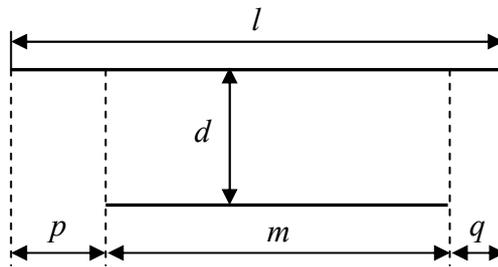


Fig. 4.17. Dimensiones de dos segmentos rectos paralelos con diferentes longitudes.

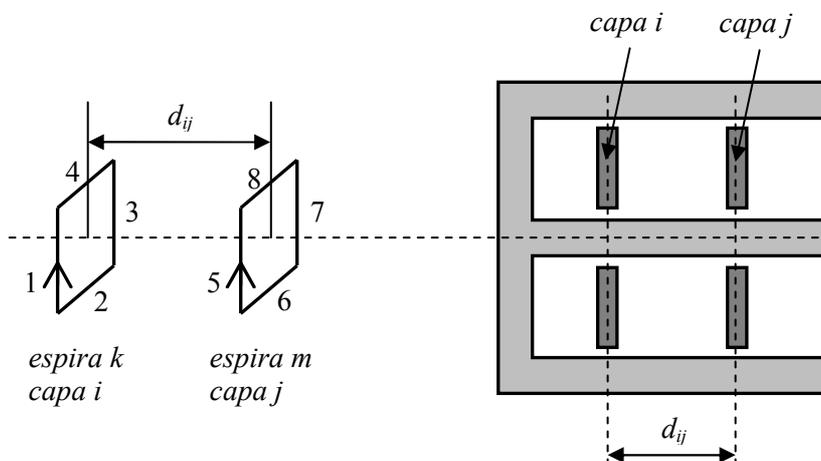


Fig. 4.18. Dimensiones de dos espiras rectangulares para el cálculo de la inductancia mutua.

El método de *Lyle* reemplaza cada espira por un cierto número de filamentos de sección transversal despreciable y calcula la inductancia mutua entre dos espiras como la media de todas las inductancias mutuas entre los filamentos [75], [138]. Las inductancias mutuas entre los filamentos se calculan a través de la formulación de *Maxwell* usando (4.22) para las espiras circulares y usando (4.26) para las espiras rectangulares. El método de *Lyle* se explica en el Anexo E.

#### 4.4.4 Impedancia adicional del núcleo

El segundo término de la ecuación (4.18), el cual es la impedancia adicional debido a la presencia del núcleo, se divide en dos componentes [133], [134],

$$Z_{core}(i, j) = Z_1(i, j) + Z_2(i, j) \quad (4.27)$$

donde  $Z_1(i, j)$  es la impedancia mutua debido al flujo confinado dentro del núcleo y  $Z_2(i, j)$  representa la impedancia mutua producida por el flujo de dispersión adicional al introducir el núcleo de acero. La ecuación (4.27) se estudia en el Anexo F.

Asumiendo que la distribución de la corriente es uniforme sobre la sección transversal de cada espira, las componentes de la impedancia adicional  $Z_{core}(i, j)$  se definen como,

$$Z_1(i, j) = j\omega \frac{\pi b^2}{\lambda} \left( \frac{2\mu_{2z} I_1(mb)}{mb I_0(mb)} - \mu_1 \right) \quad (4.28)$$

$$Z_2(i, j) = \frac{j\omega\mu_1 4\pi}{\lambda h_1 h_2 w_1 w_2} \sum_{n=1}^N P_1(\beta_n a_1, \beta_n a_2) P_1(\beta_n r_1, \beta_n r_2) Q_1(\beta_n w_1, \beta_n w_2) \frac{I_1(\beta_n b) F_1(\beta_n b)}{K_1(\beta_n b)} \sigma_n \cos(\beta_n z) \quad (4.29)$$

$$m = \sqrt{j\omega\mu_{2z}\sigma_2}, \quad \beta_n = \frac{2\pi n}{\lambda}, \quad \sigma_n = \frac{\sin(n\pi/N)}{(n\pi/N)} \quad (4.30)$$

donde  $\omega$  es la pulsación angular,  $\mu_1$  es la permeabilidad fuera del núcleo ( $\mu_1 = \mu_0$ ),  $\mu_{2z}$  y  $\mu_{2r}$  es la permeabilidad del núcleo en la dirección axial y radial, respectivamente,  $b$  es el radio medio del núcleo,  $\lambda$  es la longitud del circuito magnético,  $\sigma_2$  es la conductividad isotrópica del núcleo,  $N$  es el número de términos imágenes necesarios para evaluar  $Z_2(i, j)$ ,  $\sigma_n$  es el factor de *Lanczos* y se usa para eliminar posibles oscilaciones de *Gibb*,  $I_0$ ,  $I_1$ ,  $K_0$  y  $K_1$  son las funciones de *Bessel* modificadas de orden cero y uno, de primera y segunda especie, respectivamente. Las otras funciones se definen como,

$$F_1(\beta_n b) = \left[ \frac{f(\beta_n b) - (\mu_0/\mu_{2z})f(\Gamma_n b)}{g(\beta_n b) + (\mu_0/\mu_{2z})f(\Gamma_n b)} \right] \quad (4.31)$$

$$P_1(x, y) = \frac{1}{\beta_n^2} [P_1(x) - P_1(y)] \quad (4.32)$$

$$Q_1(x, y) = \frac{2}{\beta_n^2} \left[ \cos\left(\frac{x-y}{2}\right) - \cos\left(\frac{x+y}{2}\right) \right] \quad (4.33)$$

Y las funciones auxiliares son,

$$\Gamma_n = \sqrt{\frac{\mu_{2z}}{\mu_{2r}} \beta_n^2 + j\omega\mu_{2z}\sigma_2} \quad (4.34)$$

$$f(\zeta) = \zeta \frac{I_0(\zeta)}{I_1(\zeta)}, \quad g(\zeta) = \zeta \frac{K_0(\zeta)}{K_1(\zeta)} \quad (4.35)$$

$$P_1(\alpha) = \frac{\pi\alpha}{2} [K_1(\alpha)L_0(\alpha) + K_0(\alpha)L_1(\alpha)] \quad (4.36)$$

$$L_k(\alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\alpha/2)^{k+2n+1}}{[n+1/2]! [k+n+1/2]!} \quad (4.37)$$

En este cálculo, el núcleo se considera como una pieza solida de material pero la naturaleza laminada se puede simular con una resistividad anisotrópica [134]. Para la inductancia de dispersión  $Z_2(i,j)$ , la resistividad se incrementa linealmente con la frecuencia, porque el flujo de dispersión entra y sale del núcleo en un ángulo recto con la superficie del núcleo. Esto da lugar a corrientes *eddy* que no están restringidas por la estructura laminada y por lo tanto son libres para circular dentro de los planos entre las superficies de las láminas. Estas pérdidas *eddy* están representadas en la parte real de la impedancia  $Z_{core}(i,j)$ .

#### 4.4.5 Impedancia para altas frecuencias

Para altas frecuencias, por encima de 10 kHz, el flujo magnético no penetra dentro del núcleo debido a las corrientes *eddy* y se asume que el núcleo se comporta como un perfecto conductor. El campo magnético se concentra en una fina capa de la superficie del núcleo provocando la saturación del núcleo. En estas condiciones, existe una región dentro de la columna del núcleo sin flujo magnético y la impedancia adicional  $Z_{core}(i,j)$  se aproxima a la siguiente expresión como se demuestra en el Anexo F [133],

$$Z_{core}(i,j) = -j\omega L_2(i,j) \quad (4.38)$$

donde la inductancia  $L_2(i,j)$  genera un flujo magnético que se opone al flujo creado por la inductancia  $L_{air}(i,j)$  de (4.18). Esta inductancia  $L_2(i,j)$  es equivalente a considerar espiras ficticias situadas en la superficie externa del núcleo y reemplazando el acero por aire. Estas espiras ficticias tienen polaridades opuestas a las espiras reales cuyas corrientes generan un flujo magnético que se oponen al flujo creado por las espiras reales [114], [115].

Por lo tanto, para altas frecuencias, la impedancia propia de una espira y la impedancia mutua entre espiras con un núcleo ferro-magnético se obtienen con las siguientes expresiones,

$$Z(i,i) = j\omega [L_{air}(i,i) - L_{air}(i,i')] \quad (4.39)$$

$$Z(i,j) = j\omega \left[ L_{air}(i,j) - \frac{L_{air}(i,j') + L_{air}(i',j)}{2} \right] \quad (4.40)$$

donde la espira  $i'$  y  $j'$  es la espira ficticia de la espira real  $i$  y  $j$  situada en el núcleo a la misma altura que la espira real. Todas las inductancias que aparecen en (4.39) y (4.40) se calculan usando la formulación analítica de las inductancias con núcleo de aire [40] explicadas en la sección 4.4.3.

#### 4.4.6 Pérdidas de las espiras

A continuación se discute el cálculo de las resistencias que aparecen en el circuito eléctrico del modelo propuesto de la Fig. 3.3 para un transformador tipo *Core* y *Shell*.

##### 4.4.6.1 Introducción

El comportamiento magnético y eléctrico de los devanados están sujetos a diferentes mecanismos de amortiguamiento como:

- Pérdidas en el núcleo debido a las corrientes inducidas.
- Pérdidas dieléctricas debido a la corriente de desplazamiento en los materiales dieléctricos. Las pérdidas dieléctricas, representadas por las conductancias, fueron estudiadas a través de las capacitancias complejas en la sección 4.3.3 de este capítulo.
- Pérdidas en los devanados de las cuales se incluyen las pérdidas resistivas o óhmicas (*DC*) debido a la corriente directa de los conductores, las pérdidas por el efecto *skin* y *proximity* debido a las corrientes inducidas en los conductores.

La estimación de las pérdidas con precisión sobre un amplio rango de frecuencias es muy importante para el diseño y optimización de los devanados. Debido a la complejidad de la geometría de los devanados y la interacción entre los conductores de los devanados, es difícil encontrar una solución analítica general para determinar las pérdidas en los devanados.

Algunos autores estudian el efecto *skin* y *proximity* por separado y otros analizan ambos efectos juntos [35], [62], [74], [99]. La mayoría usan uno de los dos enfoques más conocidos para estimar las pérdidas de los devanados a altas frecuencias. Uno de estos enfoques, comúnmente llamado el método de *Dowell* aunque no fue el primero en usarlo, reemplaza los conductores cilíndricos por conductores rectangulares con la misma área en la sección transversal y luego sustituye los conductores de una misma capa por una lamina conductora, resultando un problema unidimensional para el campo magnético, el cual se resuelve de forma analítica mediante coordenadas cartesianas [26], [99], [122], [143], [144]. Este método es preciso para devanados estrechamente empaquetados. El otro enfoque llamado método de las funciones de *Bessel* usa la solución analítica en coordenadas cilíndricas de la función de *Bessel* del campo magnético para calcular la expresión de las corrientes inducidas de un único conductor cilíndrico aislado que está sometido a un campo magnético uniforme [31], [32], [112], [143], [144]. Este método es preciso para devanados poco compactos. Este enfoque también se llama el método de *Ferreira* a causa de su trabajo en la aplicación práctica de este enfoque [31], [32]. *Perry* [99] deriva una expresión analítica para las pérdidas electromagnéticas en una bobina incluyendo las pérdidas resistivas y las pérdidas por el efecto *skin* y *proximity* usando las ecuaciones de *Maxwell* y el teorema de vector *Poynting*.

#### 4.4.6.2 Corrientes inducidas. El efecto skin y proximity

Cuando un material conductor está expuesto a un campo magnético variable con el tiempo producido por una corriente, se generan corrientes inducidas circulares en el interior del conductor de acuerdo con la ley de inducción electromagnética de *Faraday* y debido a la conductividad eléctrica del material. Estas corrientes parásitas o inducidas también llamadas corrientes de *Foucault* provocan una densidad de corriente no uniforme y un aumento de las pérdidas por el efecto *Joule* en los conductores.

De acuerdo con la ley de *Lenz*, estas corrientes circulares de *Foucault* crean un campo magnético secundario que se opone al campo magnético primario producido por la corriente original. Cuanto más fuerte sea el campo magnético original, o mayor la conductividad eléctrica del conductor, mayores serán las corrientes de *Foucault* y los campos magnéticos inducidos. Las corrientes de *Foucault* se concentran en el centro del conductor y en dirección opuesta a la corriente original. Como resultado, la corriente original fluye más cerca de la superficie y su densidad disminuye desde la superficie hacia el centro del conductor, incrementando la resistencia y las pérdidas del conductor. Este efecto se vuelve más fuerte con el aumento de la frecuencia.

Estas corrientes de *Foucault* también afectan a la distribución de campo magnético en los conductores. A medida que aumenta la frecuencia, el campo magnético se concentra más en la superficie ya que decrece exponencialmente a medida que penetra en el interior del conductor. El punto donde el campo se reduce en un factor  $1/e$  se llama *profundidad de penetración* del campo magnético cuyo valor es,

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \quad (4.41)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío,  $\omega$  y  $f$  es la pulsación y la frecuencia angular de la corriente, respectivamente,  $\sigma$ ,  $\rho$ ,  $\mu$  y  $\mu_r$  es la conductividad eléctrica, la resistividad eléctrica, la permeabilidad magnética y la permeabilidad magnética relativa del conductor, respectivamente. Este parámetro está relacionado con la *constante de propagación o atenuación* ( $\alpha$ ) del campo magnético dentro del conductor con la siguiente expresión,

$$\alpha = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega\mu\sigma} = \frac{1+j}{\sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}} = \frac{1+j}{\delta} \quad (4.42)$$

Si la frecuencia es tan alta que la profundidad de penetración es pequeña en comparación con la curvatura de la superficie del conductor, se puede usar las coordenadas rectangulares para calcular las pérdidas en los devanados. En caso contrario, se debe usar las coordenadas cilíndricas.

Hay dos tipos de efectos que generan corrientes inducidas: el efecto *skin* y *proximity*. El efecto *skin* crea las corrientes parásitas inducidas en un conductor debido al campo

magnético generado por la corriente que fluye por dicho conductor y el efecto *proximity* provoca las corrientes parásitas inducidas en un conductor debido al campo magnético generado por la corriente que circula por otro conductor cercano.

En los transformadores, el efecto *skin* aparece en los devanados donde los conductores están sumergidos en sus propios campos magnéticos y el efecto *proximity* se produce en las estructuras metálicas como el núcleo, la cuba y los devanados, donde las estructuras metálicas y los conductores están expuestos a los campos magnéticos creados por otros conductores.

El efecto *skin* y *proximity* redistribuyen la corriente, provocando una densidad de corriente no uniforme en la sección transversal de los conductores y un aumento de las pérdidas de los devanados. El efecto *skin* representa las pérdidas de las inductancias propias de las espiras, mientras que el efecto *proximity* representa las pérdidas de las inductancias mutuas entre espiras. Si los conductores tienen un eje de simetría y el campo magnético es uniforme y paralelo al eje de simetría, la densidad de corriente provocado por el efecto *skin* tiene una simetría par y la densidad de corriente generado por el efecto *proximity* tiene una simetría impar [31], [32], [143], [144]. Debido a la ortogonalidad de ambos efectos, las pérdidas debido al efecto *skin* y *proximity* se pueden calcular de forma separada como se discute en las siguientes secciones.

#### 4.4.6.3 Cálculo de las pérdidas en el núcleo

La impedancia de una espira obtenida por el método de *Wilcox* (4.18) tiene una parte real  $R_{AC}(\omega)$  que corresponde a la pérdidas dependientes con la frecuencia debido a las corrientes inducidas que circulan en el núcleo y tiene una parte imaginaria  $j\omega L_{AC}(\omega)$  que corresponde a la reactancia dependiente con la frecuencia,

$$Z = R_{AC}(\omega) + j\omega L_{AC}(\omega) \quad (4.43)$$

De la ecuación (4.43) se observa que el método de *Wilcox* no tiene en cuenta las pérdidas en los conductores de las espiras. Es necesario añadir las pérdidas *DC* y las pérdidas inducidas debido al efecto *skin* y *proximity* de las espiras.

#### 4.4.6.4 Cálculo del efecto *skin* en los devanados

El efecto *skin* se modela con la formulación de *Bessel* usando un conductor de sección transversal circular equivalente. La impedancia interna de un conductor cilíndrico debido al efecto *skin* es,

$$Z_{skin} = \frac{l}{2\pi r \sigma} \frac{\alpha I_0(\alpha r)}{I_1(\alpha r)} \quad (4.44)$$

$$\alpha = \sqrt{j\omega\mu\sigma} \quad (4.45)$$

donde  $\omega$  es la pulsación angular,  $I_0$ ,  $I_1$  es la función de *Bessel* modificada de primera especie de orden cero y uno, respectivamente,  $\alpha$  es la constante de atenuación del campo magnético dentro de los conductores,  $r$  es el radio equivalente del conductor cuya área de la sección

transversal coincide con el área real del conductor,  $l$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  es la longitud, la permeabilidad magnética y la conductividad eléctrica del conductor, respectivamente. Esta expresión se demuestra en el Anexo G.

Para altas frecuencias, la impedancia interna de un conductor debido al efecto *skin* obtenida en (4.44) se simplifica como [42], [65],

$$Z_{skin} = R_{dc} + (1 + j) \frac{l}{\sigma p \delta} = R_{dc} + (1 + j) \frac{l}{\sigma p} \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} \quad (4.46)$$

donde  $R_{dc}$ ,  $\sigma$ ,  $l$  es la resistencia DC, la conductividad eléctrica y la longitud del conductor, respectivamente,  $p$  es el perímetro de la sección transversal del conductor y  $\delta$  es la profundidad de penetración del campo magnético dentro de la región del conductor debido al efecto *skin*. El primer término corresponde a la resistencia DC del conductor y el segundo término precisa la influencia del efecto *skin* en la resistencia y en la reactancia interna del conductor.

#### 4.4.6.5 Cálculo del efecto proximity en los devanados

La impedancia interna de un conductor debido al efecto *proximity* se modela por medio de las funciones modificadas de *Bessel* y usando conductores equivalentes de secciones transversales circulares cuya expresión general es,

$$Z_{prox} = \frac{j\omega\mu l}{\pi r} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{r}{d}\right)^{2n} \frac{I_n(\alpha r)}{I_{n-1}(\alpha r)} \quad (4.47)$$

Donde  $I_0$ ,  $I_1$  es la función de *Bessel* modificada de primera especie de orden cero y uno, respectivamente,  $\omega$  es la pulsación angular,  $\mu$  es la permeabilidad magnética de los conductores,  $\alpha$  es la constante de atenuación del campo magnético dentro de los conductores,  $l$  es la longitud media de los dos conductores,  $r$  es el radio equivalente de los dos conductores cuya área de la sección transversal coincide con el área real de los dos conductores y  $d$  es la distancia de separación entre los dos conductores. Esta expresión se demuestra en el Anexo G.

Para altas frecuencias, la impedancia debido al efecto *proximity* se puede simplificar, basándose en la siguiente expresión [19], [65],

$$Z_{prox} = R_{int} + jX_{int} = (1 + j)X_{int} = (1 + j) \omega L_{int} \quad (4.48)$$

donde  $\omega$  es la pulsación angular,  $R_{int}$ ,  $X_{int}$  y  $L_{int}$  es la resistencia interna, la reactancia interna y la inductancia interna del conductor debido a la corriente que fluye por otro conductor.

La relación entre la inductancia interna y la inductancia externa de un conductor debido al campo creado por otro conductor es dado por [19], [65],

$$\frac{L_{int}}{L_{ext}} = \frac{\mu_{int} \delta}{\mu_{ext} d} = \frac{\delta}{d} \quad (4.49)$$

donde  $\mu_{int}$ ,  $\mu_{ext}$  es la permeabilidad magnética en el interior y en el exterior de los conductores ( $\mu_{int} = \mu_{ext} = \mu$ ), respectivamente,  $\delta$  es la profundidad de penetración del campo magnético,  $d$  es la distancia de separación entre los dos conductores.

Usando (4.48) y (4.49) se obtiene la expresión de la impedancia debido al efecto *proximity* entre dos conductores para altas frecuencias en función de la inductancia externa [19], [65],

$$Z_{prox} = (1 + j) \omega \frac{\delta}{d} L_{ext} = (1 + j) \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma d^2}} L_{ext} \quad (4.50)$$

donde  $\sigma$  es la conductividad de los conductores y  $L_{ext}$  es la inductancia externa entre los dos conductores. La parte real representa las pérdidas debido al efecto *proximity* y la parte imaginaria representa la dependencia con la frecuencia de la inductancia mutua entre los conductores.

#### 4.4.7 Impedancia de los bloques

Una vez que se obtienen las impedancias de las espiras, se calcula las impedancias de los bloques del circuito eléctrico de la Fig. 3.3 usando el método formulado por *Kirchoff* [138]. Este método consiste en obtener los valores de las impedancias de los bloques sumando las impedancias de las espiras aplicando la conservación del flujo magnético en la agrupación de las espiras.

La impedancia propia de un bloque se calcula como la suma de todas las impedancias propias de las espiras y de las impedancias mutuas entre las espiras que forman el bloque. Utilizando la propiedad de la simetría, la expresión de la impedancia propia de un bloque se calcula como,

$$Z_{eq}(r, r) = \sum_{i=1}^{n_r} Z(i, i) + 2 \sum_{i=1}^{n_r} \sum_{j=i+1}^{n_r} Z(i, j) \quad (4.51)$$

donde  $Z_{eq}(r, r)$  es la impedancia propia del bloque  $r$ ,  $Z(i, i)$  es la impedancia propia de la espira  $i$  del bloque  $r$ ,  $Z(i, j)$  es la impedancia mutua entre las espiras  $i$  y  $j$  del bloque  $r$  y  $n_r$  es el número de espiras del bloque  $r$ .

La impedancia mutua entre dos bloques se obtiene como la suma de todas las impedancias mutuas entre las espiras de los dos bloques, cuya expresión se calcula como,

$$Z_{eq}(r, m) = \sum_{i=1}^{n_r} \sum_{j=1}^{n_m} Z(i, j) \quad (4.52)$$

donde  $Z_{eq}(r, m)$  es la impedancia mutua entre el bloque  $r$  y el bloque  $m$ ,  $Z(i, j)$  es la impedancia mutua entre la espira  $i$  del bloque  $r$  y la espira  $j$  del bloque  $m$ ,  $n_r$  es el número de espiras del bloque  $r$  y  $n_m$  es el número de espiras del bloque  $m$ .



## 5 Interruptor automático de vacío

En este capítulo se describe los parámetros del interruptor automático de vacío que determinan su comportamiento transitorio. También se describe su modelo matemático para simular los fenómenos transitorios que se generan durante una operación de conmutación.

### 5.1 Introducción

Un interruptor o disyuntor es un dispositivo de conmutación que está diseñado para proteger los sistemas de potencia. Los disyuntores juegan un papel importante en redes de transmisión y de distribución. Estos dispositivos se utilizan para aislar los fallos en los tramos de la red eléctrica de una forma rápida aunque también se pueden usar para conectar o desconectar cargas del sistema de potencia [59].

Cuando un disyuntor interrumpe una corriente, normalmente se forma un arco eléctrico entre los contactos del interruptor y la corriente continúa circulando a través de ese arco. La interrupción de la corriente tiene lugar cuando se enfría el plasma del arco eléctrico. Los disyuntores se clasifican de acuerdo con el medio de refrigeración y la técnica de extinción del arco eléctrico. Hay cuatro tipos principales de disyuntores: aceite, aire forzado, *SF<sub>6</sub>* y de vacío.

Las técnicas más usadas actualmente en disyuntores para aplicaciones de media y alta tensión son el vacío y el *SF<sub>6</sub>*. Éstas aparecieron en la década de 1960 y se desarrollaron rápidamente durante la década de 1970 [59], [101]. El interruptor automático de vacío, en inglés “*Vacuum Circuit Breaker*” (*VCB*), utiliza el vacío como técnica de extinción cuyas principales ventajas son [140]:

- Tiene unas excelentes propiedades dieléctricas con una rápida recuperación dieléctrica y una alta resistencia dieléctrica.
- Tiene una alta capacidad de interrumpir corrientes de cortocircuito y corrientes de alta frecuencia debido a la inestabilidad del arco eléctrico que se establece entre sus contactos.
- No necesita ninguna fuente de gases o líquidos para su refrigeración.
- No necesita mantenimiento.
- Se requiere una pequeña energía mecánica para la operación de conmutación.
- Se puede utilizar en cualquier orientación.
- Es silencioso en su funcionamiento.
- No es inflamable.

Durante los últimos años, el desarrollo de la tecnología de vacío, de los materiales y la evolución del diseño han conducido al desarrollo del *VCB*, a la disminución de su tamaño y de sus costes [119].

Hoy en día, con los problemas medioambientales cada vez más preocupante, la técnica de corte de vacío tiene otra ventaja. El *VCB* tiene un menor impacto medioambiental en comparación con otras tecnologías de conmutación ya que los materiales utilizados son más seguros de manejar, no son perjudiciales para la salud, y su manipulación y eliminación no es complicada [111].

Un *VCB* tiene dos contactos, uno fijo y otro móvil. El contacto móvil tiene dos posiciones, una posición abierta donde los contactos están separados y el *VCB* no conduce la corriente y la posición cerrada donde los contactos están juntos y el *VCB* permite la conducción de la corriente. Los dos contactos están dentro de una cámara de vacío. Cuando el contacto móvil empieza a alejarse del contacto fijo, se produce la ruptura dieléctrica del vacío y se forma un arco eléctrico entre los dos contactos. El *VCB* sigue conduciendo la corriente hasta que este arco se extinga [59].

El arco eléctrico es el fenómeno clave a la hora de analizar el comportamiento transitorio de un *VCB*. En este capítulo se describe en detalle el comportamiento transitorio del *VCB* y su modelo matemático.

## 5.2 Parámetros del interruptor automático de vacío

Para realizar el análisis de los transitorios en un sistema eléctrico con *VCBs*, es de gran importancia comprender los fenómenos de la ruptura del vacío y de la extinción del arco eléctrico. Estos fenómenos que determina el comportamiento transitorio de un *VCB* se describen en detalle discutiendo los principales parámetros del *VCB*:

- La corriente de corte.
- La rigidez dieléctrica.
- La capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia.
- Los reencendidos y la intensificación de la tensión.

### 5.2.1 Corriente de corte

La corriente de corte es un fenómeno que ocurre cuando se interrumpe pequeñas corrientes capacitivas o inductivas y puede provocar sobretensiones severas [101]. Una vez que se establece el arco eléctrico, éste es relativamente estable hasta que la corriente del sistema de potencia alcanza un cruce por cero donde el arco eléctrico desaparece. Sin embargo, cuando el arco eléctrico está conduciendo una pequeña corriente, normalmente el arco es muy inestable y desaparece, provocando el corte de la corriente del sistema de potencia antes de alcanzar su cero natural. El valor de la corriente cuando se produce esta interrupción prematura se llama corriente de corte [59].

Cuando se produce el corte prematuro de la corriente, la pendiente de la corriente ( $di/dt$ ) es elevada. Esto significa que un alto  $di/dt$  puede producir sobretensiones altas en las cargas inductivas y capacitivas del sistema de potencia. Las sobretensiones y el valor de  $di/dt$  dependen de la corriente de corte. Por esta razón la corriente de corte se considera como la mayor desventaja de la técnica de ruptura del vacío.

El valor de la corriente de corte depende de los materiales de los contactos del *VCB*, de la impedancia característica del sistema de potencia, de la impedancia de la carga que se quiere conmutar y de la amplitud de la corriente que se quiere interrumpir. El cálculo del valor real de la corriente de corte es muy complejo. Existe un método para estimar este valor, el cual calcula la amplitud media de la corriente de corte como [48], [59],

$$|I_{ch}| = (\omega |i| \alpha \beta)^q \quad (5.1)$$

$$q = (1 - \beta)^{-1} \quad (5.2)$$

donde  $I_{ch}$  es la amplitud media de la corriente de corte,  $\omega$  es la frecuencia angular de la corriente de alimentación de la red de potencia,  $i$  es la amplitud de la corriente de alimentación que circula por el *VCB* en el instante de tiempo de la primera orden de apertura del *VCB*. Las constantes  $\alpha$ ,  $\beta$  dependen de los materiales de los contactos del *VCB* y los valores son  $\alpha = 6.2 \times 10^{-16}$  y  $\beta = 14.3$  para dispositivos comerciales [48].

Este método considera que el fenómeno de la corriente de corte tiene una distribución *Gaussiana* con una desviación estándar de 15% del valor medio [48]. Si la corriente a través del disyuntor es menor que la corriente de corte, entonces la corriente de la red de potencia se corta inmediatamente después de la separación de los contactos. La amplitud de la corriente de corte para un *VCB* comercial suele variar entre 3 y 8 A [48].

### 5.2.2 Rigidez dieléctrica y la recuperación de la rigidez dieléctrica

La rigidez dieléctrica entre los contactos del *VCB* es un parámetro muy importante en el análisis de los transitorios del interruptor. Esta rigidez dieléctrica aumenta proporcionalmente con el cuadrado de la distancia de separación entre los contactos, mientras que para los primeros milímetros de separación, esta dependencia se puede considerar lineal [48], [59]. En este trabajo se asume una relación lineal entre la rigidez dieléctrica y la separación de los contactos y por lo tanto la rigidez dieléctrica se modela como [48], [59],

$$|U_b| = A(t - t_0) + B \quad (5.3)$$

donde  $U_b$  es la rigidez dieléctrica, en inglés “*Dielectric Strength*” (*DS*), del *VCB*,  $t_0$  es el instante de tiempo de la primera orden de apertura del *VCB*. La constante  $A$  es la relación de recuperación de la rigidez dieléctrica, en inglés “*Rate of Recovery of Dielectric Strength*” (*RRDS*). Cuando el interruptor se abre, la constante  $A$  describe la tasa de aumento de la

rigidez dieléctrica. Cuando el interruptor se cierra, la constante  $A$  describe la velocidad de disminución de la rigidez dieléctrica. Este parámetro depende de la velocidad de separación de los contactos del  $VCB$ . La constante  $B$  representa la rigidez dieléctrica del  $VCB$  en el instante de tiempo  $t_0$ . Los valores de  $A$  y  $B$  dependen de los materiales del  $VCB$ , cuyos valores más frecuentes en  $VCBs$  comerciales se muestran en la Tabla 5.I [36], [140]. La ecuación (5.3) sigue una distribución *Gaussiana* con una desviación estándar de 15% del valor medio [48], [59].

Cuando los contactos están separados y la corriente se interrumpe, aparece una sobretensión transitoria entre los contactos del interruptor. Esta caída de tensión transitoria recibe el nombre de tensión transitoria de restablecimiento, en inglés “*Transient Recovery Voltage*” ( $TRV$ ). El  $TRV$  es de gran importancia para la ruptura dieléctrica del interruptor y se determina por la configuración de la red a ambos lados del interruptor. El  $TRV$  se superpone a la tensión de la frecuencia de alimentación y su valor de pico está relacionado con la corriente de corte. Cuando los contactos del  $VCB$  empiezan a separarse, los valores del  $TRV$  y de la  $DS$  empiezan a aumentar y comienza una competición entre el  $TRV$  y la  $DS$ . Si el valor de la  $TRV$  excede al valor de la  $DS$  calculada en (5.3), se produce la ruptura dieléctrica y el arco eléctrico se establece de nuevo y el  $VCB$  conduce la corriente de nuevo [48], [59].

### 5.2.3 Capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia

Durante la aparición del arco eléctrico debido a la ruptura dieléctrica del  $VCB$  puede circular corrientes de alta frecuencia, en inglés “*High Frequency*” ( $HF$ ). Estas corrientes se generan debido a la energía oscilatoria entre los parámetros parásitos (inductancias, capacitancias y resistencias) del  $VCB$ . La corriente de  $HF$  se superpone con la corriente del sistema de potencia y si la corriente de  $HF$  tiene una amplitud elevada puede provocar un cruce por cero antes del cero natural de la corriente del sistema de potencia. La mayoría de los  $VCBs$  tienen la capacidad de cortar la corriente de  $HF$  en un cruce por cero, y por lo tanto la capacidad de extinguir el arco eléctrico en estas situaciones [59]. Sin embargo, el  $VCB$  no puede interrumpir estas corrientes de  $HF$  si la pendiente ( $di/dt$ ) de la corriente de  $HF$  es demasiada elevada. Puesto que la amplitud de las corrientes de  $HF$  se amortigua rápidamente, el valor de  $di/dt$  también disminuye. Después de un cierto número de pasos por cero, el valor de  $di/dt$  es suficiente pequeño y el  $VCB$  puede cortar la corriente. El valor crítico de  $di/dt$  representa la capacidad de cortar corrientes de  $HF$  del  $VCB$  [48], [59]. El método para determinar el valor medio de la capacidad de cortar corrientes de  $HF$  del  $VCB$  es propuesto en [36], el cual considera una dependencia lineal con respecto al tiempo,

$$\left| \frac{di}{dt} \right| = C(t - t_0) + D \quad (5.4)$$

donde  $t_0$  es el instante de tiempo de la apertura del  $VCB$ . Las constantes  $C$  y  $D$  dependen de los materiales del  $VCB$  y los valores típicos se muestran en la Tabla 5.II [36], [140]. La ecuación (5.4) sigue una distribución *Gaussiana* con una desviación estándar de 15% del valor medio [48].

**Tabla 5.I. Parámetros de la rigidez dieléctrica del VCB**

A (V/ $\mu$ s)	0.47	13	17	2	20	30	50
B (kV)	0.69	0.69	3.4	0	0	0	0

**Tabla 5.II. Parámetros de la capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia del VCB**

C (A/s <sup>2</sup> )	-0.034x10 <sup>12</sup>	0.31 x10 <sup>12</sup>	1.0 x10 <sup>12</sup>	0	0
D(A/ $\mu$ s)	255	155	190	100	600

### 5.2.4 Múltiples re-igniciones y la intensificación de la tensión

Las re-igniciones y los reencendidos del VCB son rupturas temporales del dieléctrico durante el proceso de apertura y normalmente aparecen cuando el interruptor corta corrientes inductivas y capacitivas. La re-ignición es una caída de tensión temporal que ocurre durante el primer cuarto del periodo de la tensión (subida) y el reencendido es lo mismo pero aparece en el segundo cuarto (bajada) [48].

Las re-igniciones y los reencendidos son provocados por el rápido aumento del TRV. Cuando el TRV alcanza la rigidez dieléctrica entre los contactos del VCB, el arco eléctrico se restablece y el interruptor conduce una corriente de nuevo. Esto provoca una corriente de HF que se superpone con la corriente de alimentación de la red. La corriente de HF se extinguirá en un cruce por cero y el TRV comienza a elevarse rápidamente. El TRV alcanza de nuevo a la rigidez dieléctrica del VCB provocando la aparición del arco eléctrico y de la corriente de HF otra vez. Este fenómeno se llama múltiples re-igniciones. El proceso de las múltiples re-igniciones continúa hasta que el TRV nunca alcanza a la rigidez dieléctrica del VCB. Las múltiples re-igniciones producen los fenómenos transitorios durante la operación de apertura del VCB [48].

Los siguientes parámetros del VCB tienen mucha importancia en la aparición de las múltiples re-igniciones:

- El tiempo de arco del VCB.
- La rigidez dieléctrica del VCB y la RRDS.
- La capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia.

El intervalo de tiempo entre el instante de tiempo de la apertura de los contactos y la primera extinción del arco eléctrico (corriente de corte) se denomina tiempo de arco (AT). Si el tiempo de arco es muy corto, la rigidez dieléctrica entre los contactos del VCB no llega a un valor suficiente para resistir el TRV. Esto significa que el TRV alcanzará a la rigidez dieléctrica del VCB muy rápidamente y la probabilidad de que aparezcan múltiples re-igniciones será muy alta. Para un VCB con un alto RRDS, la recuperación de la rigidez dieléctrica será muy rápida y el TRV tardará más tiempo en alcanzar la rigidez dieléctrica del VCB y por lo tanto el número de re-igniciones se reducirá. Para un VCB con una elevada capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia, el TRV aumentará rápidamente y el número de re-igniciones será elevado.

El proceso de múltiples re-igniciones puede provocar la intensificación de la tensión. Cuando se corta corrientes inductivas o capacitivas, la tensión de alimentación está muy cerca de su valor de pico y como el  $TRV$  se superpone a la tensión de alimentación, resulta una tensión transitoria muy alta en los terminales del  $VCB$ . Con cada ruptura, los picos de la tensión son más altos provocando una tensión transitoria mayor en el lado de la carga del  $VCB$ , en este caso el transformador [36].

### 5.3 Modelo del interruptor automático de vacío

Con el fin de simular el comportamiento transitorio que tienen lugar durante la operación de apertura del  $VCB$  es necesario desarrollar un modelo matemático preciso teniendo en cuenta los parámetros del  $VCB$  descritos en este capítulo. El  $VCB$  se modela como un interruptor ideal asociado a un algoritmo de control como se muestra en la Fig. 5.1. El algoritmo de control del interruptor ideal, en inglés “*Switch Control Algorithm*” ( $SCA$ ), modela el estado del interruptor ideal en cada instante de tiempo teniendo en cuenta los parámetros del  $VCB$ , el valor de la caída de tensión ( $TRV$ ) en los contactos del  $VCB$  y la corriente que circula por el  $VCB$ . El modelo propuesto del  $VCB$  fue publicado en [3].

En el instante de tiempo  $t_0$  de la simulación, el  $SCA$  da la orden de abrir el interruptor ideal. Cuando la corriente de alimentación del sistema de potencia es menor que la corriente de corte, el  $SCA$  envía una señal de apertura al interruptor ideal. La comparación del  $TRV$  con la rigidez dieléctrica ( $DS$ ) del  $VCB$  calculada en (5.3) tiene lugar en cada instante de tiempo. Cada vez que el  $TRV$  excede del valor absoluto de la  $DS$ , el  $SCA$  envía señales de cierre al interruptor ideal y las re-igniciones son simuladas. Durante un cruce por cero de la corriente, se realiza la comparación de la pendiente de la corriente  $HF$  con el valor de la capacidad de cortar corrientes de alta frecuencia del  $VCB$  calculada en (5.4). Si la pendiente de la corriente  $HF$  es menor que el valor obtenido en (5.4), el  $SCA$  envía una señal de apertura al interruptor ideal y el arco eléctrico se extingue.

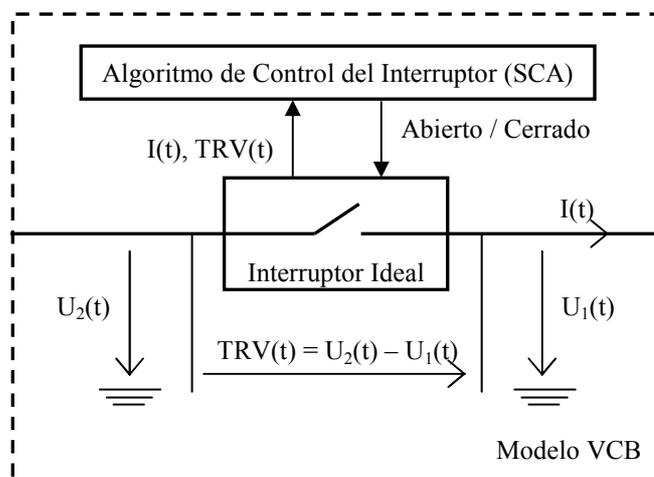


Fig. 5.1. Modelado del interruptor automático de vacío ( $VCB$ ).

## 6 Ensayos dieléctricos

Este capítulo describe una metodología para evaluar el estrés dieléctrico del aislamiento en transformadores de potencia excitados con los impulsos normalizados de los ensayos dieléctricos. Este método se basa en el análisis de los factores de seguridad del campo eléctrico y utiliza el modelo interno detallado propuesto ligado a un modelo de elementos finitos *2D axisimétrico* según el artículo [69].

### 6.1 Introducción

La fiabilidad de la transmisión de la energía depende en gran medida del correcto funcionamiento del sistema de aislamiento de los transformadores. Por ello, la estructura del aislamiento debe estar configurada para soportar diferentes tipos de sobretensiones. La protección contra estas sobretensiones se considera en las especificaciones de diseño del transformador y se comprueba por medio de diversos ensayos dieléctricos normalizados. Estos ensayos son llevados a cabo por el fabricante antes de la entrega del transformador y tienen un gran impacto en temas de diseño, de rendimiento, de la configuración y del coste total del transformador [47].

Por lo que, la determinación del campo eléctrico en el interior del transformador, con el fin de cumplir los requisitos del cliente, impuestos en los ensayos dieléctricos normalizados, se convierte en un tema clave durante la etapa de diseño.

Para todas las configuraciones de los devanados del transformador, la simulación de los transitorios electromagnéticos de los ensayos dieléctricos es bastante compleja y sólo se puede calcular de forma efectiva mediante la construcción de un modelo interno detallado de parámetros concentrados dependientes con la frecuencia, incluyendo las pérdidas de los devanados como el modelo propuesto en esta tesis [47].

Sin embargo, es necesario considerar las formas geométricas reales de los devanados y de los aislantes implicados para estimar el estrés dieléctrico soportado por el aislamiento debido al campo eléctrico entre las espiras. Un método adecuado que permite superar esta dificultad con una precisión suficiente se basa en el método de elementos finitos (*FEM*) vinculado con el modelo interno detallado de parámetros concentrados (*LPM*) [58], [142].

Así, en 1999, *Yamashita* mejoró el diseño del aislamiento de un transformador de potencia utilizando el análisis del campo eléctrico transitorio, visualizando la intensidad y la tasa de tolerancia de la distribución del campo eléctrico [142]. En 2003, *Khaligh* estudió la influencia de los anillos electrostáticos sobre la distribución del campo eléctrico transitorio y

calculó el diseño de las estructuras del aislamiento de un transformador utilizando el análisis del campo eléctrico transitorio [58].

Desde un punto de vista realista, estos trabajos se basan en la gestión de una información excesiva y pesada obtenida en las simulaciones. Por lo tanto, en este capítulo se describe una metodología práctica que permite diseñar el sistema del aislamiento de transformadores de potencia sometidos a las tensiones transitorias de los ensayos dieléctricos evitando esfuerzos innecesarios. Esta metodología fue aplicada a un transformador real en [69].

## 6.2 Descripción de los ensayos dieléctricos

Los ensayos dieléctricos están formados por varias pruebas especificadas en las normas [51], [52], [53]:

- Ensayo de impulso tipo rayo
- Ensayo de impulso tipo maniobra
- Ensayo de tensión aplicada e inducida

### 6.2.1 Ensayo de impulso tipo rayo

El propósito del ensayo del impulso tipo rayo es comprobar la rigidez dieléctrica del aislamiento del transformador contra las sobretensiones de origen atmosférico. Este ensayo consiste en realizar una familia de ensayos aplicando diferentes impulsos tipo rayo 1.2/50  $\mu$ s normalizados. Primero se aplica un impulso de onda plena con una amplitud entre el 50 y 75% de la tensión máxima, seguido de una secuencia de impulsos de onda plena y de onda cortada con amplitud máxima.

Un terminal del devanado ensayado está conectado al generador de impulsos mientras que el resto de los terminales y la cuba están conectados a tierra directamente o a través de una resistencia. Los devanados no ensayados también están conectados a tierra. En un transformador trifásico, el ensayo se aplica en cada fase con las demás fases no ensayadas y el neutro conectados a tierra.

El ensayo se realiza en cada devanado del transformador. Cuando un devanado no se puede someter directamente a este tipo de ensayos, se permite ensayar mediante las sobretensiones transferidas desde otro devanado.

Cuando se ensaya un transformador con devanados de regulación, se debe elegir la posición de la regulación más crítica desde el punto de vista del aislamiento. También se puede ensayar varias posiciones de la regulación, pero el número de impulsos aplicados en una fase no puede exceder del número especificado por las normas.

Para detectar fallos en el aislamiento durante estos ensayos se compara la forma de onda en varios puntos de medida con el fin de buscar diferencias.

### **6.2.2 Ensayo de maniobra**

El objetivo del ensayo del impulso tipo maniobra es verificar la rigidez dieléctrica del transformador durante una sobretensión de maniobra.

Consiste en aplicar una onda impulso de maniobra en un terminal del transformador producido por un generador de impulsos. Primero se aplica una onda de tensión con una amplitud entre el 50 y 75% de la tensión máxima, seguido de una secuencia de impulsos con amplitud máxima.

La tensión especificada se aplica directamente en el devanado ensayado o se aplica en otro devanado de modo que la tensión del ensayo se induce en el devanado que se quiere ensayar.

El fenómeno transitorio debido al impulso tipo rayo es de corta duración y la saturación del núcleo no tiene lugar. En el caso del impulso de maniobra, la saturación llega a ser sustancial. La forma de onda del impulso de maniobra se ve influenciada por el transformador y por el estado previo del núcleo. Hay menos restricciones en la forma de onda del impulso de maniobra en comparación con el impulso tipo rayo. Otra diferencia es que los terminales de los devanados no ensayados no están conectados a tierra a través de resistencias ya que pueden afectar a la forma de onda del impulso de maniobra.

Se compara la forma de onda en distintos puntos de medida para detectar posibles rupturas del aislamiento durante el ensayo del impulso de maniobra.

### **6.2.3 Ensayo de tensión aplicada e inducida**

Estos ensayos aseguran la capacidad del aislamiento de soportar sobretensiones temporales. El ensayo de tensión aplicada consiste en aplicar la tensión senoidal en los terminales del devanado de alta tensión con la amplitud nominal. El ensayo de tensión inducida consiste en inducir una tensión en el devanado de alta tensión, el cual está en circuito abierto, aplicando una señal senoidal en el devanado de baja tensión.

## **6.3 Metodología para analizar los ensayos dieléctricos**

El sistema del aislamiento de los transformadores de potencia tiene que estar seleccionado con unos márgenes de seguridad suficientes para soportar los peores esfuerzos dieléctricos debido al campo eléctrico transitorio generado durante los ensayos dieléctricos. Para lograr tal objetivo, se presenta una metodología para dimensionar el sistema del aislamiento de los transformadores. En esta tesis se centra en el análisis de los ensayos de impulsos tipo rayo. De acuerdo con el diagrama de flujo de la Fig. 6.1, el método propuesto comienza con la implementación del modelo interno detallado de parámetros concentrados (*LPM*) explicado en el capítulo 3. Este modelo se usa para calcular la distribución de la tensión transitoria a lo

largo de cada devanado asociado con el modelo del método de elementos finitos (*FEMM*). Una vez que la distribución de la tensión transitoria está disponible, la caída de tensión máxima entre espiras enfrentadas y entre discos enfrentados se evalúan para calcular la distribución del estrés dieléctrico máximo y garantizar que los esfuerzos dieléctricos son menores que el valor permitido. Entonces *FEMM* se implementa donde las condiciones de contorno y las fuentes de campo tienen que ser aplicados. Tales condiciones de contorno y fuentes de campo son las tensiones computadas por medio del *LPM* a lo largo de los devanados para el instante de tiempo correspondiente al estrés dieléctrico máximo. Finalmente, la distribución de la intensidad de campo eléctrico en el interior del transformador se obtiene utilizando el análisis de elementos finitos *2D axisimétrico* [142]. El campo eléctrico se visualiza y sus valores se comparan con los valores admisibles, evaluando los factores de seguridad alcanzados para cada diseño. Si los valores calculados para la intensidad del campo eléctrico son inferiores a los valores permitidos, el sistema de aislamiento será aprobado. De lo contrario, el sistema de aislamiento debe ser rediseñado y el procedimiento debe empezar de nuevo.

### 6.3.1 Cálculo de la distribución de la tensión transitoria interna

De acuerdo con el diagrama de flujo en la Fig. 6.1, el modelo interno detallado de parámetros concentrados se usa para obtener la distribución de la tensión transitoria temporal a lo largo de los devanados cuando el transformador está sometido a los impulsos de tensión tipo rayo normalizados de onda plena y de onda cortada.

Con estas simulaciones, se puede obtener la gráfica de la distribución de la tensión de cada nodo de los devanados frente al tiempo así como la gráfica de la distribución de la tensión en cada instante de tiempo a lo largo de los devanados. A partir de toda esta información, se puede comparar todas las simulaciones determinando cuál es la tensión máxima a tierra, en qué nodo y en qué instante de tiempo se produce dicha tensión máxima. También se puede determinar la caída de tensión máxima entre los nodos, en qué nodos y en qué instante de tiempo se produce dicha tensión máxima.

### 6.3.2 Análisis de la caída de tensión entre las espiras

De los resultados computados por el *LPM* para un impulso tipo rayo normalizado, se obtiene los valores de la tensión interna a lo largo de los devanados. Para continuar, la caída de tensión entre espiras enfrentadas se calcula en cada paso de tiempo de la simulación para determinar la caída de tensión máxima entre las espiras enfrentadas. Este cálculo se realiza con el fin de verificar que el valor de la rigidez dieléctrica máxima es menor que el valor de la rigidez dieléctrica admisible del aislamiento entre espiras enfrentadas (véase la Fig. 6.1). La rigidez dieléctrica máxima  $E_{max}(i)$  para el aislamiento entre espiras enfrentadas se evalúa por [93],

$$E_{max}(i) = \frac{\Delta V_{max}(i)}{d(i)} < E_p(i) \quad (6.1)$$

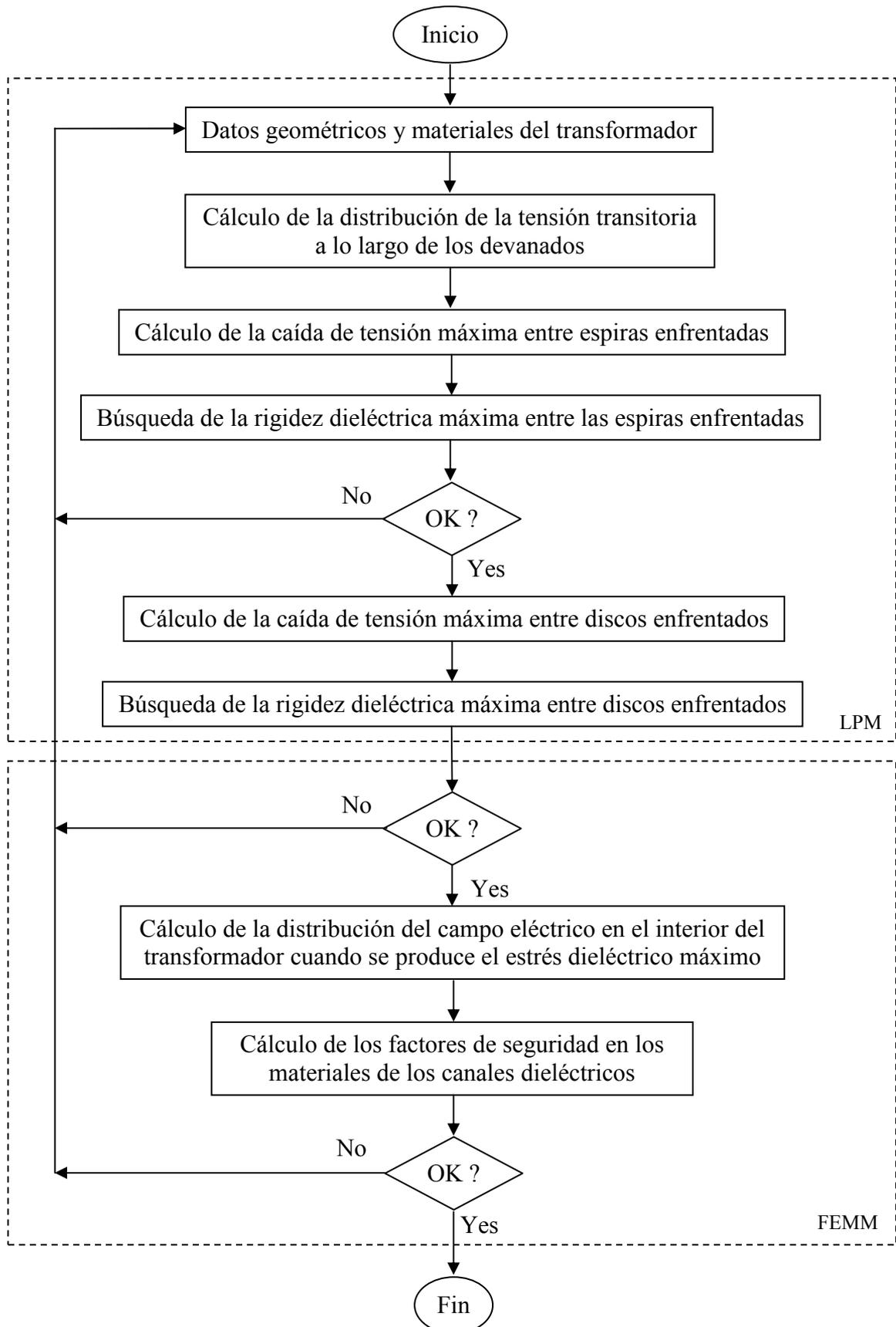


Fig. 6.1. Diagrama de flujo de la metodología propuesta para analizar el estrés dieléctrico debido a los ensayos dieléctricos.

donde  $d(i)$  es la anchura del aislamiento  $i$ ,  $\Delta V_{max}(i)$  y  $E_p(i)$  es la caída de tensión máxima y la rigidez dieléctrica permisible en el aislamiento  $i$ , respectivamente. Según los datos disponibles en la literatura, para una tensión de impulso tipo rayo normalizado de entrada, el valor típico de la rigidez dieléctrica admisible para el papel es de  $E_{p\_paper} = 50 \text{ kV/mm}$  y el valor para el aceite se obtiene a partir de la siguiente expresión [93],

$$E_{p\_aceite} = k \cdot 18 \cdot d^{-n} \quad (6.2)$$

donde  $n = 0.37$  y  $k$  es una constante que depende de la frecuencia de la tensión aplicada y tiene valor unitario a frecuencia industrial. Si los valores calculados de la rigidez dieléctrica para la caída de tensión máxima entre espiras enfrentadas son menores que los valores permisibles, se puede aplicar el análisis de campo eléctrico del transformador.

### 6.3.3 Análisis del campo eléctrico

Una vez conocida la distribución de la tensión máxima a lo largo de los devanados a partir del cálculo transitorio del *LPM*, el siguiente paso es obtener la distribución de la intensidad del campo eléctrico en la geometría del transformador, con el fin de evaluar el rendimiento del diseño de la estructura del aislamiento [58], [142]. Para ello, se ha seleccionado el *FEM* para realizar el análisis del campo eléctrico en los aislantes ya que es hoy en día una de las técnicas numéricas más conocida y utilizada.

La formulación para el cálculo de la distribución del campo eléctrico se basa en la expresión de la densidad de corriente total [94],

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (6.3)$$

donde  $\mathbf{J}$  es la densidad de corriente total,  $\sigma$  es la conductividad eléctrica,  $\mathbf{E}$  es la intensidad de campo eléctrico y  $\mathbf{D}$  es la densidad del flujo eléctrico. Considerando campos sinusoidales, se tiene que,

$$\mathbf{J} = (\sigma + j\omega\epsilon')\mathbf{E} = j\omega\hat{\epsilon}\mathbf{E} \quad (6.4)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular,  $\epsilon'$  permitividad dieléctrica real y  $\hat{\epsilon}$  es la permitividad dieléctrica compleja. Por lo tanto se tiene que,

$$\nabla \mathbf{J} = \nabla(j\omega\hat{\epsilon}\mathbf{E}) = j\omega\nabla(\hat{\epsilon}\nabla V) = 0 \quad (6.5)$$

donde  $V$  es el potencial del campo eléctrico debidamente calculada usando el *LPM*.

Con la aplicación de (6.5), se crea un modelo *2D axisimétrico* de elementos finitos del transformador teniendo en cuenta la geometría real y los materiales del transformador para realizar el análisis del campo eléctrico. Los devanados están representados por los mismos bloques tanto en el modelo interno detallado de parámetros concentrados como en el modelo

de elementos finitos. Las fuentes y las condiciones de contorno (*Dirichlet* y *Newman*) del *FEMM* se obtienen a partir del *LPM*. Así, para cada paso de tiempo de la simulación, la distribución de la tensión en los bloques de cada devanado se calcula con el *LPM*. Esos valores son las fuentes y las condiciones de contorno de los bloques del *FEMM*.

La exactitud de los resultados para visualizar la distribución del campo eléctrico depende de la discretización de la geometría del transformador, del número y del tamaño de los bloques en que se dividen los devanados [58], [142].

El análisis resultante trata una enorme cantidad de información que consume una gran cantidad de recursos y tiempo. Para evitar este problema, se selecciona un enfoque sistemático donde sólo se incluye los valores relevantes de la tensión y del campo eléctrico. Por lo tanto, se propone centrar el análisis sólo en el instante de tiempo en que se produce la caída de tensión máxima entre las espiras enfrentadas. De este modo, este método garantiza que los valores del campo eléctrico en el interior del transformador son menores que el valor de la rigidez dieléctrica permitida de cada material para cualquier intervalo de tiempo de la simulación.

Para ello, el análisis se centra en el cálculo de los factores de seguridad en los distintos canales dieléctricos. Estos factores de seguridad representan en qué medida se podría multiplicar la tensión aplicada del ensayo dieléctrico con el fin de alcanzar la rigidez dieléctrica admisible de cada canal dieléctrico particular. El factor de seguridad en el canal dieléctrico  $i$  se define como,

$$SF(i) = \frac{E_p(i)}{E_{max}(i)} \quad (6.6)$$

donde  $E_{max}(i)$  es la intensidad del campo eléctrico calculado en el canal dieléctrico  $i$  y  $E_p(i)$  es la intensidad del campo eléctrico admisible del canal dieléctrico  $i$ .



## 7 Metodología propuesta. Factores de severidad

Este capítulo propone una metodología en el dominio del tiempo para estimar la severidad dieléctrica a la que se ve sometido el aislamiento del transformador excitado con transitorios no estandarizados de muy alta frecuencia. Para ello, se define un nuevo coeficiente llamado *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo*, en inglés “*Time Domain Severity Factor*” (*TDSF*). También, describe el cálculo del *Factor de Severidad en el Dominio de la Frecuencia*, en inglés “*Frequency Domain Severity Factor*” (*FDSF*).

### 7.1 Introducción

Los transformadores están ocasionalmente expuestos a fenómenos transitorios originados en la interacción eléctrica del transformador con el sistema de potencia tales como operaciones de maniobra, cortocircuitos, descargas atmosféricas, etc. Dependiendo de la duración y la magnitud, estos fenómenos transitorios pueden causar daños en la estructura del aislamiento provocando averías o fallos irreparables en el transformador. Estos fallos se producen debido a las sobretensiones que surgen en los devanados del transformador cuando una tensión de excitación oscilatoria, generada por estos fenómenos transitorios, coincide con una de las frecuencias naturales de los devanados. Estas sobretensiones pueden provocar una amplificación local de la tensión interna debido a la resonancia, causando sollicitaciones más elevadas que las aplicadas en los ensayos dieléctricos del laboratorio.

Por lo que, es necesario que tanto las empresas eléctricas como los fabricantes de transformadores deban encontrar maneras para obtener un mejor conocimiento sobre el estrés eléctrico a la que se ve sometido el transformador cuando está excitado con estos transitorios [21]. Sin embargo, no hay criterios normalizados recogidos dentro de las normas para determinar la severidad del aislamiento cuando el transformador está sometido a este tipo de sobretensiones.

Por lo tanto, en este capítulo, se propone una metodología en el dominio del tiempo para poder estimar la peligrosidad dieléctrica del sistema del aislamiento cuando el transformador está excitado con transitorios no normalizados. Esta metodología permite comprobar si el transformador está bien diseñado para soportar las sobretensiones asociadas al fenómeno transitorio estudiado. Como resultado de su implantación, se plantea un nuevo y práctico parámetro en el dominio del tiempo que define la severidad dieléctrica a lo largo de los devanados, llamado *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo* (*TDSF*). El parámetro *TDSF* fue adoptado por el *Grupo de Trabajo Conjunto* de la *Cigré JWGA2/C4.39*.

También se describe el cálculo del *Factor de Severidad en el Dominio de la Frecuencia (FDSF)* para analizar el estrés dieléctrico del transformador en el dominio de la frecuencia cuando está sometido a sobretensiones no normalizadas.

## 7.2 Factor de severidad en el dominio de la frecuencia (FDSF)

### 7.2.1 Introducción

Algunas sobretensiones transitorias importantes no son representadas en el rango de frecuencias de los ensayos dieléctricos normalizados y no son consideradas durante el diseño de la estructura del aislamiento. Este hecho puede explicar algunos fallos en los transformadores [79].

Una propuesta para clasificar la gravedad de los transitorios en transformadores de potencia, fue la de *Malewski et al.* [76], donde sugiere realizar el análisis de los transitorios en el dominio de la frecuencia aplicando la *FFT*. También, presenta un método para comparar el espectro en frecuencias de una tensión transitoria aplicada a un transformador con el espectro en frecuencias de los ensayos dieléctricos realizados al mismo transformador.

*Popov et al.* [103] usa el método de comparación del espectro en frecuencias de *Malewski* para analizar la tensión transitoria que aparece durante la operación de conmutación de un *VCB* conectado a un transformador.

*Asano et al.* [6] presenta un análisis más detallado utilizando el método de *Malewski*, y *Rocha et al.* [21] realiza la comparación del espectro en frecuencias introduciendo un nuevo parámetro denominado *Factor de Severidad en el Dominio de la Frecuencia (FDSF)*.

La comparación del espectro en frecuencias permite comprobar el grado de representatividad de los ensayos dieléctricos normalizados en los transitorios que alcanzan a los transformadores [21]. La definición del espectro en frecuencias, también llamado la densidad espectral de energía, y el cálculo del coeficiente *FDSF* se detallan en este capítulo.

El análisis en el dominio de la frecuencia es una herramienta muy valiosa ya que permite determinar las frecuencias de resonancia del transformador. De esta manera, se puede evitar operaciones potencialmente peligrosas conociendo las frecuencias de resonancia del transformador y el contenido de armónicos de los transitorios típicos en el sistema de potencia. Sin embargo, es recomendable no establecer ninguna conclusión sin un análisis complementario en el dominio del tiempo, según se propone en este capítulo.

### 7.2.2 Densidad espectral de energía

El espectro en frecuencias o la densidad espectral de energía de una señal  $f(t)$  está relacionada con su energía normalizada. La energía normalizada de la señal  $f(t)$  se define como la energía disipada por una resistencia de  $1 \Omega$  cuando se aplica la señal, la cual se

puede considerar como una tensión  $v(t)$  o una corriente  $i(t)$ . La señal  $f(t)$  aplicada al transformador tiene asociado una energía normalizada que se define como,

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt \quad (7.1)$$

Si la *transformada de Fourier* de la señal temporal  $f(t)$  es  $F(\omega)$ , la energía de la señal se puede escribir como,

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{i\omega t} d\omega \right] dt \quad (7.2)$$

Si se intercambia el orden de integración,

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{i\omega t} dt \right] d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) F(-\omega) d\omega \quad (7.3)$$

Cuando  $f(t)$  es real se tiene que,

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) F(-\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} ESD(\omega) d\omega \quad (7.4)$$

Por lo tanto, aplicando el teorema de *Parseval*, la densidad espectral de la energía, en inglés “*Energy Spectral Density*” (*ESD*), de la onda  $f(t)$  queda definida como el cuadrado de la magnitud de la *transformada de Fourier* de la señal multiplicado por el factor de  $1/2\pi$ ,

$$ESD(\omega) = \frac{|F(\omega)|^2}{2\pi} = \frac{F(\omega)F^*(\omega)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2 \quad (7.5)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular y  $F(\omega)$  es la *transformada de Fourier* de la señal  $f(t)$  y  $F^*(\omega)$  es su conjugado complejo. Para señales de tensión, *ESD* se expresa en  $V^2sHz^{-1}$  o en  $(Vs)^2$ .

La densidad espectral de energía de una señal representa la energía por unidad de frecuencia y muestra las contribuciones relativas de energía de los diferentes componentes en frecuencia de la señal. La *ESD* describe cómo la energía de una señal se distribuye con la frecuencia. El área total bajo la curva de la *ESD* proporciona la energía de la señal  $f(t)$  dentro de una banda de frecuencias dadas multiplicado por el factor de  $1/2\pi$ .

El espectro en frecuencias de la onda transitoria generada en la interacción entre el transformador y el sistema de potencia se calcula de forma numérica usando la *FFT*. Por otro lado, el espectro en frecuencias de las ondas normalizadas de los ensayos dieléctricos se puede calcular de forma numérica o analítica. Estas ondas normalizadas se detallan en el Anexo H. El módulo de  $F(\omega)$  para el impulso de tensión tipo rayo normalizado con la forma de onda plena se puede calcular con la ecuación (7.6),

$$|F(\omega)| = \frac{V_s \cdot V_0 \cdot (p_2 - p_1)}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \cdot (p_1^2 + p_2^2) + (p_1 \cdot p_2)^2}} \quad (7.6)$$

donde  $\omega$  es la pulsación angular,  $V_s$  es la tensión nominal del impulso aplicado,  $V_0, p_1, p_2$  son los parámetros de la onda plena definidos en el Anexo H.

El módulo de  $F(\omega)$  para el impulso de tensión tipo rayo normalizado con la forma de onda cortada, en la frente como en la cola, se puede calcular utilizando la ecuación (7.7),

$$|F(\omega)| = V_s \sqrt{F_r^2(\omega) + F_i^2(\omega)} \quad (7.7)$$

$$F_r(\omega) = V_0 \left( \frac{p_1}{p_1^2 + \omega^2} - \frac{p_2}{p_2^2 + \omega^2} \right) - K_0 C_1(\omega) \cos(\omega T_c) - K_0 C_2(\omega) \sin(\omega T_c) \quad (7.8)$$

$$F_i(\omega) = V_0 \left( \frac{\omega}{p_2^2 + \omega^2} - \frac{\omega}{p_1^2 + \omega^2} \right) - K_0 C_2(\omega) \cos(\omega T_c) + K_0 C_1(\omega) \sin(\omega T_c) \quad (7.9)$$

$$C_1(\omega) = \frac{p_1}{p_1^2 + \omega^2} - \frac{p_3}{p_3^2 + \omega^2}, \quad C_2(\omega) = \frac{\omega}{p_3^2 + \omega^2} - \frac{\omega}{p_1^2 + \omega^2} \quad (7.10)$$

donde  $V_s$  es la tensión nominal del impulso aplicado, los parámetros  $V_0, K_0, T_c, p_1, p_2, p_3$  son los parámetros de la onda cortada definidos en el Anexo H.

### 7.2.3 Cálculo del factor de severidad en el dominio de la frecuencia

El parámetro  $FDSF$  determina la severidad de cada componente en frecuencia de la tensión que alcanza al transformador debido a los fenómenos transitorios asociados con la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia. Este parámetro se define como la relación entre la densidad espectral de energía de la tensión transitoria estudiada y la densidad espectral de energía asociada a los ensayos dieléctricos normalizados cuya expresión es,

$$FDSF(\omega) = \frac{ESD_{sw}(j\omega)}{ESD_{env}(j\omega)} \quad (7.11)$$

donde  $ESD_{sw}(j\omega)$  es la magnitud de la densidad espectral de energía de la tensión transitoria particular aplicada al transformador para cada frecuencia y  $ESD_{env}(j\omega)$  es el valor máximo de las densidades espectrales de energía asociadas a las ondas normalizadas de los ensayos dieléctricos para cada frecuencia. Este parámetro se calcula en los terminales del transformador [21].

Los valores máximos de las densidades espectrales de energía asociadas a los ensayos dieléctricos normalizados crean la curva envolvente que se utiliza como una referencia para

estudiar la severidad de un transitorio particular aplicado al transformador. La envolvente de las ondas normalizadas debe incluir la onda del impulso de maniobra y las ondas del impulso tipo rayo de onda plena y de onda cortada en la cola. El impulso tipo rayo de onda cortada en la cola debe estar compuesta por las ondas cortadas en 2, 3, 4, 5 y 6  $\mu$ s. Otra composición para formar la envolvente, puede conducir a un análisis equivocado [21]. Un ejemplo de la forma de onda de los impulsos normalizados se presenta en la Fig. 9.14 y un ejemplo de la envolvente de las densidades espectrales de energía se presenta en la Fig. 9.15.

Para asegurar que las sollicitaciones que surgen de un determinado fenómeno transitorio están representadas por los ensayos dieléctricos normalizados, el coeficiente  $FDSF$  debe ser inferior a la unidad para cada frecuencia. Si el  $FDSF$  está por debajo de la unidad para todas las frecuencias, se interpreta que la probabilidad de fallo en el transformador es nula debido a resonancias internas. Por el contrario, si el  $FDSF$  está por encima de la unidad, el transitorio analizado no está bien representado en los ensayos dieléctricos y por lo tanto el sistema de aislamiento del transformador estaría expuesto a un riesgo potencial [21], [76].

La principal diferencia entre el coeficiente  $FDSF$  y el enfoque propuesto en *Malewski et al.* [76] es que el coeficiente  $FDSF$  se calcula basándose en la energía asociada a cada componente en frecuencia de las tensiones a través de la  $ESD$ , mientras que en [76] considera sólo la amplitud de la respuesta en frecuencia de las tensiones.

En *Malewski et al.* [76] señaló la dificultad de compensar la disminución de la rigidez dieléctrica del aislamiento con el paso del tiempo, ya que el transformador está envejeciendo. *Malewski* defiende el uso del 70 a 80% del nivel de los ensayos dieléctricos, para compensar este envejecimiento. Utilizando los ensayos dieléctricos sin esta corrección, el usuario puede sobreestimar la rigidez dieléctrica de los transformadores viejos ya que el aislamiento va perdiendo sus propiedades con el paso del tiempo y dependiendo de las condiciones de funcionamiento a las que se expongan durante la vida útil.

El análisis del coeficiente  $FDSF$  aplicado a un transformador real sometido a una tensión transitoria procedente de una operación de conmutación se presentan en [67], [71].

## 7.3 Factor de severidad en el dominio del tiempo (TDSF)

### 7.3.1 Introducción

El método clásico para realizar el análisis de los transitorios en el dominio del tiempo consiste primero en evaluar la distribución de tensiones a lo largo de los devanados para una tensión transitoria de entrada particular. Después, la caída de tensión entre las espiras y la tensión de las espiras a tierra se calculan en cada paso de tiempo con el fin de verificar que el estrés dieléctrico es menor que la rigidez dieléctrica permitida para la ruptura dieléctrica de cada material. A continuación, la distribución del campo eléctrico se visualiza para comprender los fenómenos observados y tomar decisiones. Sin embargo, este método es tedioso y complejo.

Trabajos anteriores encontrados en la literatura consideran la evaluación de las sobretensiones en los transformadores mediante coeficientes, tales como el *FDSF* introducido en la sección anterior. Pero este factor, como es un coeficiente calculado en los terminales del transformador, no puede evaluar la soportabilidad a lo largo de los devanados para localizar puntos débiles dieléctricamente [67], [71]. Para superar esta limitación, se propone en esta tesis un nuevo coeficiente en el dominio del tiempo, identificado como el *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo (TDSF)*. El objetivo del coeficiente *TDSF* es evaluar la severidad dieléctrica soportada por el aislamiento a lo largo de los devanados cuando el transformador está sometido a una tensión transitoria no estandarizada. Este coeficiente práctico fue definido en [4] y aplicado en un transformador real durante la desconexión del transformador de la red mediante la apertura de un *VCB*, evaluando diferentes *VCBs*. También fue aplicado a un transformador ficticio para el *Grupo de Trabajo Conjunto* de la *Cigré JWGA2/C4.39* en [72].

Para obtener el *TDSF* es necesario manejar dos modelos diferentes del transformador como se explica en el capítulo 2. En primer lugar, un modelo terminal (*Caja Negra*) del transformador se usa para calcular la forma de onda de la tensión transitoria en los terminales del transformador durante el evento transitorio que se produce en el sistema eléctrico al que está conectado el transformador. A continuación, un modelo interno detallado (*Caja Blanca*) del transformador se utiliza para calcular la distribución de la tensión transitoria interna a lo largo de los devanados [3]. Estos dos modelos se describen en el capítulo 3.

### 7.3.2 Cálculo del factor de severidad en el dominio del tiempo

El coeficiente *TDSF* evalúa la severidad de las sobretensiones a lo largo de los devanados debido a los transitorios originados en la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia en el dominio del tiempo, en comparación con la respuesta transitoria interna de los ensayos dieléctricos normalizados. La expresión de este coeficiente es,

$$TDSF(i) = \frac{\Delta V_{sw}(i)}{\Delta V_{env}(i)} \quad (7.12)$$

donde  $\Delta V_{sw}(i)$  es la caída de tensión máxima en el canal dieléctrico  $i$  debido al transitorio particular estudiado y  $\Delta V_{env}(i)$  es la caída de tensión máxima en el mismo canal dieléctrico  $i$  para todos los ensayos dieléctricos normalizados (la envolvente de los ensayos dieléctricos normalizados). Se puede estudiar la severidad analizando la caída de tensión entre los discos, la caída de tensión entre las espiras enfrentadas o la tensión de las espiras a tierra para obtener el coeficiente *TDSF* correspondiente a cada canal dieléctrico.

Manipulando (7.12) se obtiene la definición del parámetro *TDSF* en términos del campo eléctrico,

$$TDSF(i) = \frac{\Delta V_{sw}(i)/d(i)}{\Delta V_{env}(i)/d(i)} = \frac{E_{sw}(i)}{E_{env}(i)} \quad (7.13)$$

donde  $d(i)$  es la anchura del canal dieléctrico  $i$ ,  $E_{sw}(i)$  es el campo eléctrico máximo en el canal dieléctrico  $i$  debido al transitorio estudiado y  $E_{env}(i)$  es el campo eléctrico máximo en el canal dieléctrico  $i$  para todos los ensayos dieléctricos normalizados.

Con la ayuda de los coeficientes  $SF$  definidos en (6.6), se obtiene la expresión del coeficiente  $TDSF$  en función del campo eléctrico admisible del canal dieléctrico  $i$ ,

$$TDSF(i) = \frac{E_{sw}(i)}{E_{env}(i)} = \frac{E_{sw}(i)}{E_p(i)/SF(i)} = SF(i) \frac{E_{sw}(i)}{E_p(i)} \quad (7.14)$$

donde  $SF(i)$  es el coeficiente de seguridad del canal dieléctrico  $i$ ,  $E_{sw}(i)$  es el campo eléctrico máximo en el canal dieléctrico  $i$  debido al transitorio estudiado y  $E_p(i)$  es el campo eléctrico admisible del canal dieléctrico  $i$ .

El coeficiente  $TDSF$  permite evaluar internamente el grado de sollicitación dieléctrica a la que está sometido el aislamiento de los devanados debido a la interacción entre el transformador y el sistema de potencia al que está conectado. Puesto que la onda transitoria aplicada al transformador depende de la interacción eléctrica entre éste y el sistema de potencia, implica que cada canal dieléctrico puede ser caracterizado por un  $TDSF$  para cada uno de los casos de estudio en la interacción eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia.

Este coeficiente localiza puntos dieléctricamente débiles a lo largo de los devanados. Además permite comprobar si el estrés dieléctrico del aislamiento a lo largo de los devanados debido al transitorio particular está bien reproducido en los ensayos dieléctricos normalizados y por consiguiente en el diseño de la estructura del aislamiento.

También, crea un lenguaje de entendimiento entre los fabricantes y los propietarios del transformador. Este coeficiente permite al propietario, evaluar el riesgo de sus activos determinando si un transformador puede fallar dentro de su sistema eléctrico, y al fabricante, facilita el estudio de los transformadores evaluando una solución durante la etapa de diseño de la estructura del aislamiento para evitar estos puntos débiles.

El diagrama de flujo para llevar a cabo la metodología propuesta con el fin de calcular los coeficientes  $TDSFs$  se detalla en la Fig. 7.1.

En primer lugar, la construcción del modelo interno detallado del transformador a partir de la geometría y de los materiales del transformador se lleva a cabo de acuerdo con los capítulos anteriores.

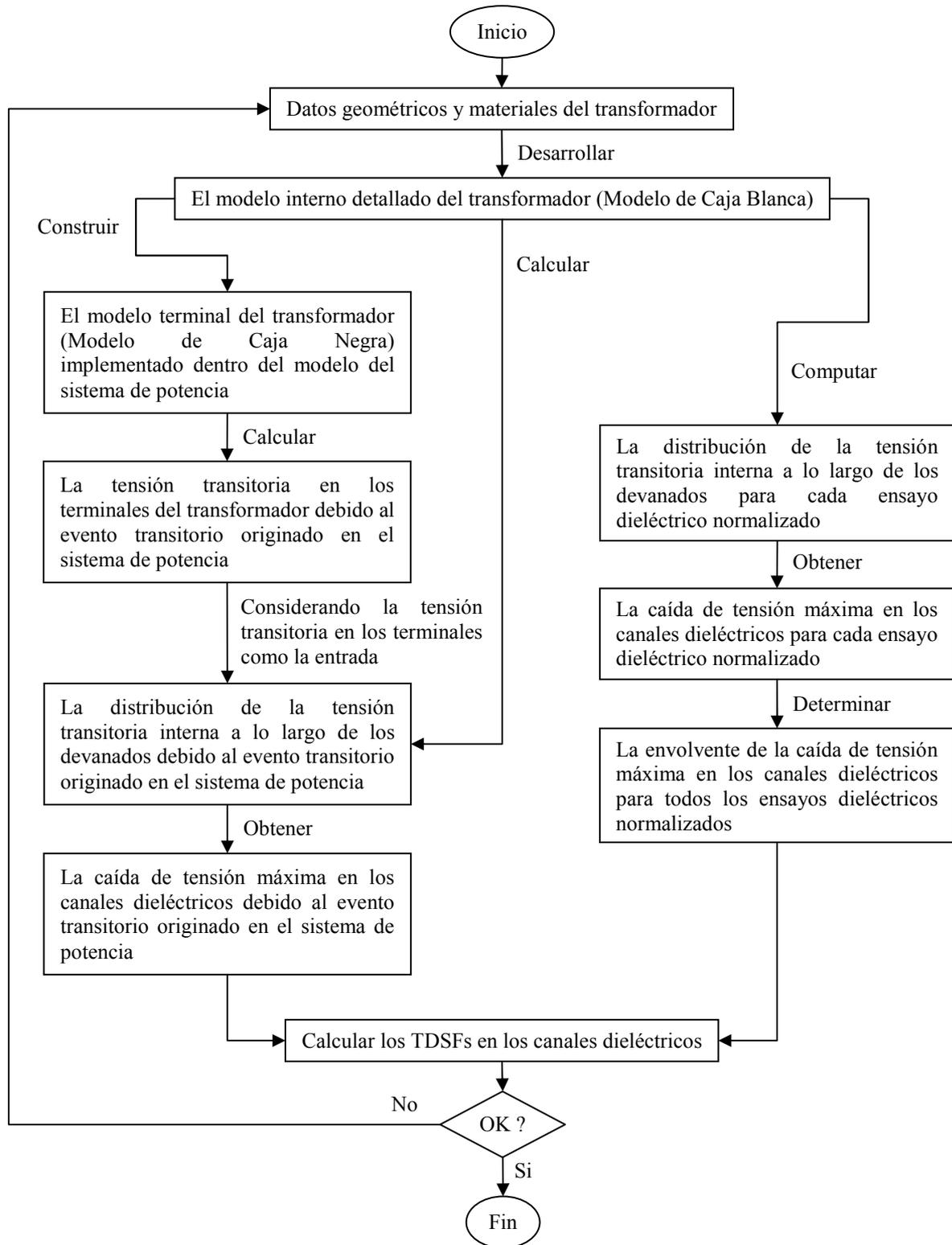


Fig. 7.1. Diagrama de flujo de la metodología propuesta para computar los coeficientes *TDSFs* en los canales dieléctricos de un transformador debido un evento transitorio originado en el sistema de potencia.

El modelo interno detallado permite obtener la distribución de la tensión transitoria interna a lo largo de los devanados para cada ensayo dieléctrico normalizado. Una vez que la distribución de la tensión transitoria está disponible, se calcula la distribución de la caída de tensión máxima en los canales dieléctricos para todos ensayos dieléctricos normalizados y su envolvente.

Por otro lado, el modelo interno detallado permite: Primero, construir el modelo terminal del transformador, que puede ser incorporado dentro de un modelo del sistema de potencia implementado en un programa compatible con el *EMTP*, para obtener la forma de onda de la tensión en los terminales del transformador durante el transitorio originado en el sistema de potencia. Y segundo, calcular la distribución de la tensión transitoria interna a lo largo de los devanados debido a este transitorio particular, considerando como entrada, la tensión en los terminales del transformador obtenido anteriormente con el modelo terminal. Una vez que la distribución de la tensión transitoria interna está disponible, se calcula la distribución de la caída de tensión máxima en los canales dieléctricos.

Por último, la caída de tensión máxima en los canales dieléctricos durante el transitorio particular se compara con la envolvente de la caída de tensión máxima en los canales dieléctricos de todos los ensayos dieléctricos normalizados, calculando los coeficientes *TDSFs*. Si los valores obtenidos de los coeficientes *TDSFs* en los canales dieléctricos son inferiores a la unidad, el sistema de aislamiento del transformador está bien diseñado para este transitorio particular y el transitorio estudiado es soportado por el transformador. De lo contrario, el sistema de aislamiento debe ser rediseñado y el procedimiento de cálculo debe comenzar de nuevo o el transformador no es adecuado para su uso en el sistema de potencia ya que puede estar expuesto a fallos.



## 8 Validación de los modelos

Este capítulo presenta la validación experimental del modelo y de la metodología propuesta a través de una serie de ensayos llevados a cabo en varios transformadores reales, comparando la distribución de la tensión calculada en varios puntos de medida con los valores experimentales. También, muestra la validación del modelo del interruptor automático de vacío, comparando los resultados obtenidos con los valores de la literatura.

### 8.1 Validación del modelo interno detallado del transformador

Con el fin de validar el modelo interno detallado (*Caja Blanca*) propuesto en esta tesis, se realiza una serie de ensayos experimentales de medida (ensayos de picoteo) en varios transformadores trifásicos de potencia de *Efacec Energía* y se compara los resultados obtenidos con los valores experimentales. Los transformadores *TrafoCore\_1*, *TrafoCore\_2* y *TrafoShell\_1* son modelados.

#### 8.1.1 Montaje experimental

El ensayo de picoteo consiste en aplicar un impulso de tensión tipo rayo de amplitud reducida con respecto a la amplitud máxima según las especificaciones *BIL* del transformador [53]. Estos ensayos se realizan en las mismas condiciones que los ensayos dieléctricos normalizados pero con el transformador sin la cuba y sin aceite. Estos ensayos se pueden hacer en la etapa de fabricación antes de colocar la parte activa del transformador dentro de la cuba y con los materiales dieléctricos totalmente secos sin impregnar en aceite.

Los ensayos de picoteo permiten obtener la forma de onda experimental de la tensión transitoria en diferentes puntos internos a lo largo de los devanados. Para ello se dispone de puntos de medida con acceso al cobre de las espiras. De esta manera, se puede conectar los equipos de medida y obtener los valores experimentales de la tensión transitoria en estos puntos accesibles. La configuración experimental, donde se lleva a cabo las mediciones de los ensayos de picoteo se muestra en la Fig. 8.1. Un generador de impulsos de baja tensión se conecta al terminal de entrada del devanado *AT*. Una serie de ensayos de picoteo se realizan en cada transformador, aplicando diferentes impulsos y se registran los valores experimentales en distintos puntos de medida a lo largo de varios devanados [66], [67], [68], [69]. De todos estos ensayos, los resultados de la respuesta a un impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda plena con una amplitud de 250 V se presentan en las siguientes secciones de este capítulo. La representación matemática del impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda plena se detalla en el Anexo H.



**Fig. 8.1. Montaje experimental con un transformador testado para realizar las mediciones de las oscilaciones transitorias durante el ensayo de picoteo.**

### 8.1.2 TrafoCore\_1

A continuación se presentan los resultados obtenidos de los ensayos de picoteo del transformador trifásico tipo *Core* de *Efacec Energía* llamado *TrafoCore\_1* cuyas principales características son:  $60 \pm 13 \times 1.385\%$  / 10.5 kV/40 MVA - YNd11 BIL(L-N) 325-325/75 kV. La configuración geométrica de los devanados de una fase del transformador se muestra en la Fig. 8.2.a. El lado primario del transformador se compone de tres devanados: el devanado principal de alta tensión (*AT*), el devanado de regulación gruesa (*PS*) y el devanado de regulación fina (*REG*). El devanado *AT* consiste de 50 discos continuos con 6 espiras por disco. El devanado *PS* es un devanado de una capa con 65 espiras. El devanado *REG* es un devanado helicoidal imbricado con 13 escalones en paralelo y 5 espiras por escalón. El lado secundario del transformador consta de un devanado de baja tensión (*BT*) formado por dos capas con 54 espiras por capa. El sentido de giro de todos los devanados es directo. Cada devanado tiene dos terminales y las espiras se agrupan en varios bloques como se muestra en la Fig. 8.2.b donde *TS(AT)*, *TS(PS)*, *TS(REG)* y *TS(BT)* son los terminales de entrada de cada devanado y *TR(AT)*, *TR(PS)*, *TR(REG)* y *TR(BT)* son los terminales de salida de cada devanado. Aplicando (B.6) y considerando 18 bloques en el devanado BT, 25 bloques en el devanado AT, 13 bloques en los devanados PS y REG se obtiene un modelo preciso hasta una frecuencia máxima de 991 kHz como se muestra en la Tabla 8.I.

La configuración de la posición máxima (*PosI*) se muestra en la representación simbólica de la Fig. 8.3 donde el impulso de tensión se aplica en el terminal *TS(AT)*, el terminal *TR(AT)* está conectado al terminal *TS(PS)*, el terminal *TR(PS)* está conectado al terminal *TS(REG)*, mientras que los terminales *TR(REG)*, *TS(BT)*, *TR(BT)* están conectados a tierra. La distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador para la posición máxima se muestra en la Fig. 8.7.

La posición de media concordante (*MC*) consiste en que el terminal *TR(AT)* está conectado al terminal *TS(PS)* mientras que los terminales *TR(PS)*, *TS(REG)*, *TS(BT)* y *TR(BT)* están conectados a tierra y el terminal *TR(REG)* es un punto flotante como se muestra en la Fig. 8.4. El impulso de tensión se aplica en el terminal *TS(AT)*. La distribución de la tensión

transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador para la posición de media concordante se muestra en la Fig. 8.8.

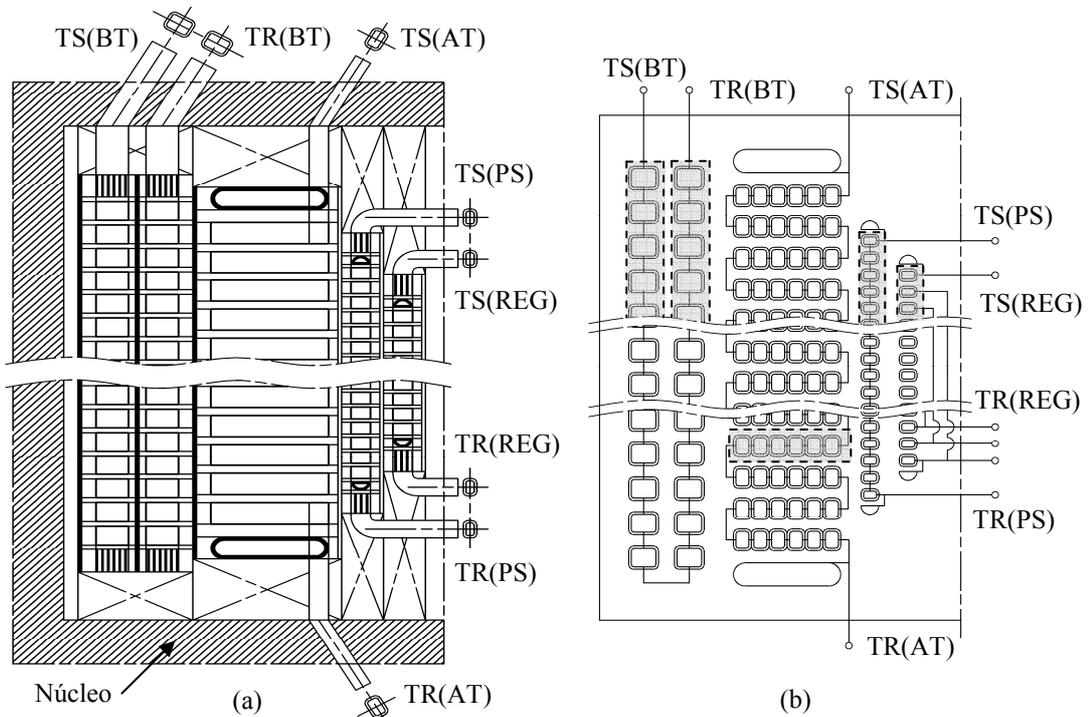
La posición de media discordante (*MD*) consiste en que el impulso de tensión se aplica en el terminal *TS(AT)* mientras que los terminales *TR(AT)*, *TS(PS)*, *TS(REG)* están conectados entre sí, los terminales *TR(REG)*, *TS(BT)* y *TR(BT)* están conectados a tierra y el terminal *TR(PS)* es un punto flotante como se muestra en la Fig. 8.5. La distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador para la posición de media discordante se detalla en la Fig. 8.9.

La posición mínima (*Pos19*) consiste en que los terminales *TR(AT)*, *TS(PS)*, *TS(REG)*, *TS(BT)* y *TR(BT)* están conectados a tierra, mientras que los terminales *TR(PS)* y *TR(REG)* son puntos flotantes como se muestra en la Fig. 8.6. El impulso de tensión se aplica en el terminal *TS(AT)*. La distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador para la posición mínima se muestra en la Fig. 8.10.

A partir de los resultados obtenidos se observa que las simulaciones reproducen las curvas experimentales de los ensayos de picoteo.

**Tabla 8.I. Frecuencia límite superior de la discretización del *TrafoCore\_1***

	Nº bloques	Nº espiras máxima / bloque	$L_{\max}$ del bloque (m)	$f_{\max}$ (MHz)
<i>BT</i>	18	6	14.712	1.30
<i>AT</i>	25	6	18.228	1.02
<i>PS</i>	13	5	17.703	1.10
<i>REG</i>	13	5	18.779	0.99



**Fig. 8.2. Esquema de una fase del transformador *TrafoCore\_1*: (a) Configuración geométrica, (b) Representación eléctrica.**

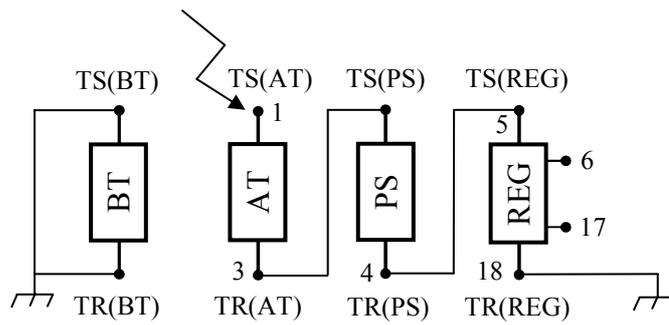


Fig. 8.3. Representación simbólica de una fase del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *Pos1*.

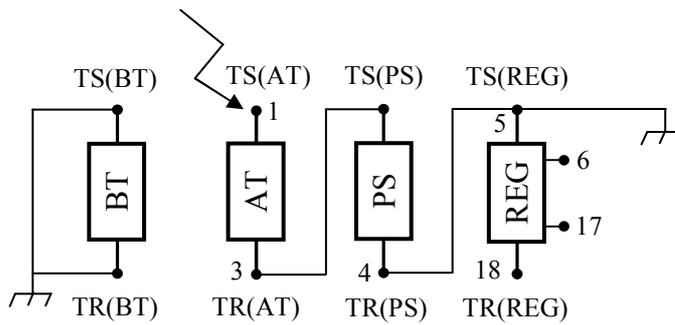


Fig. 8.4. Representación simbólica de una fase del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *MC*.

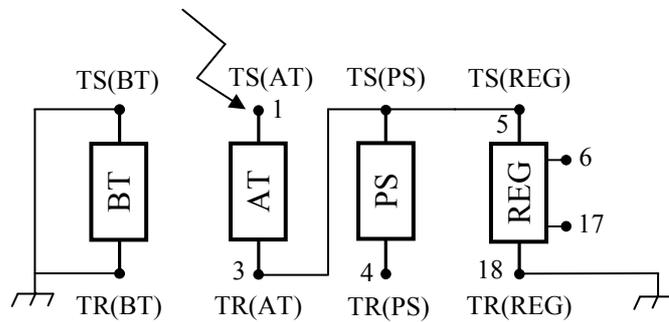


Fig. 8.5. Representación simbólica de una fase del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *MD*.

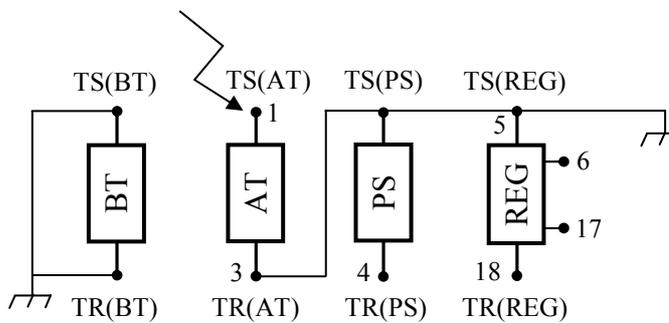
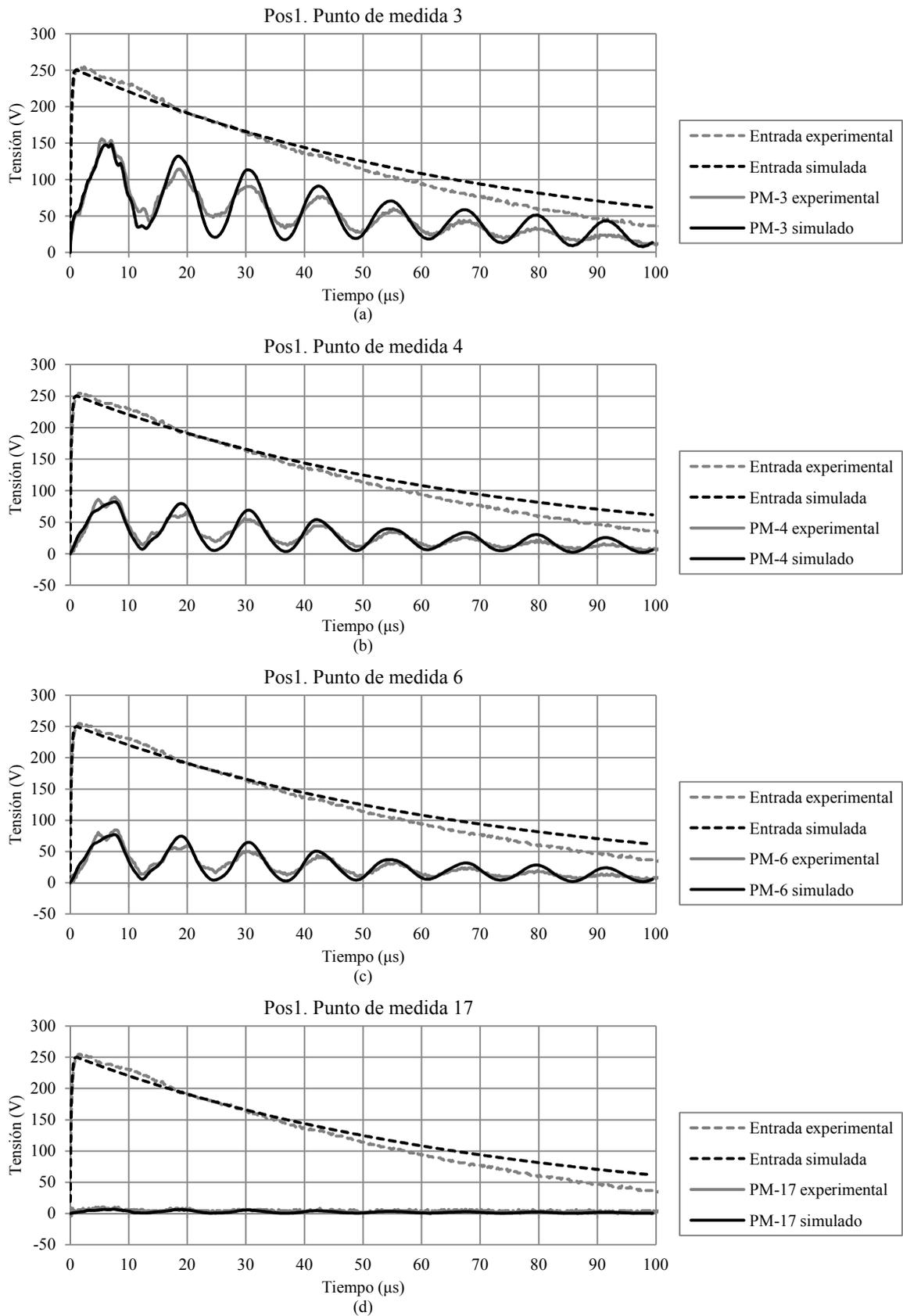
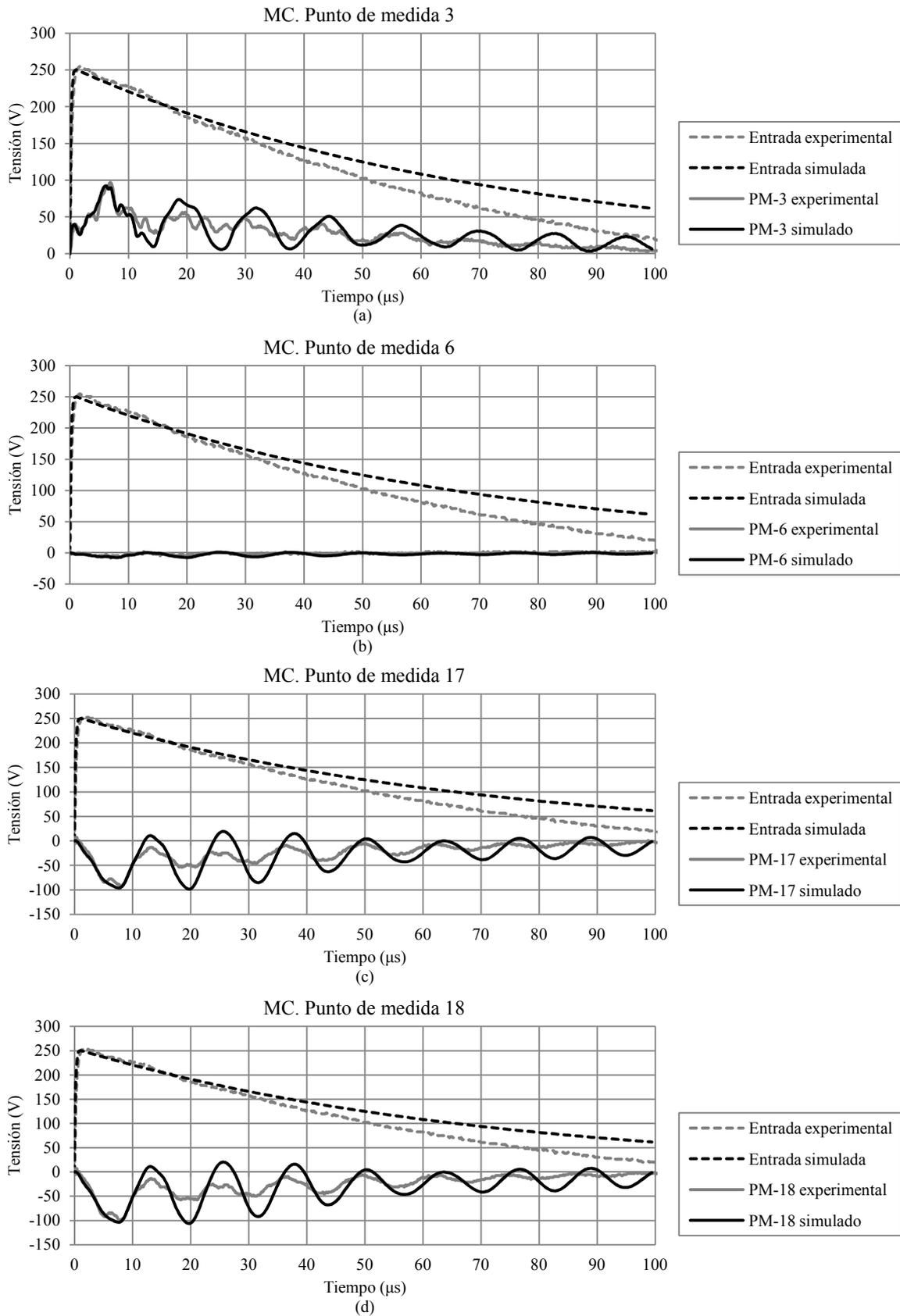


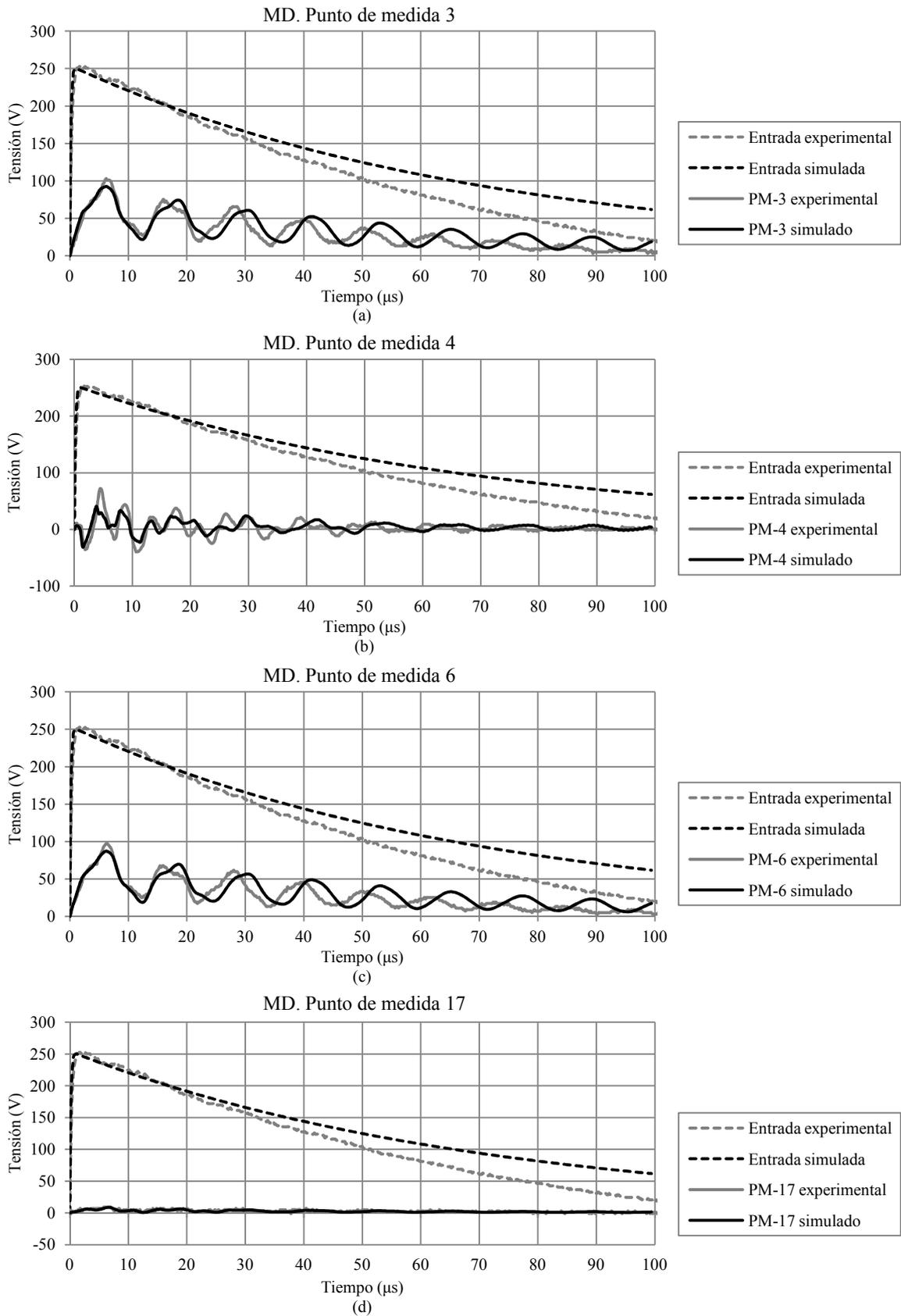
Fig. 8.6. Representación simbólica de una fase del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *Pos19*.



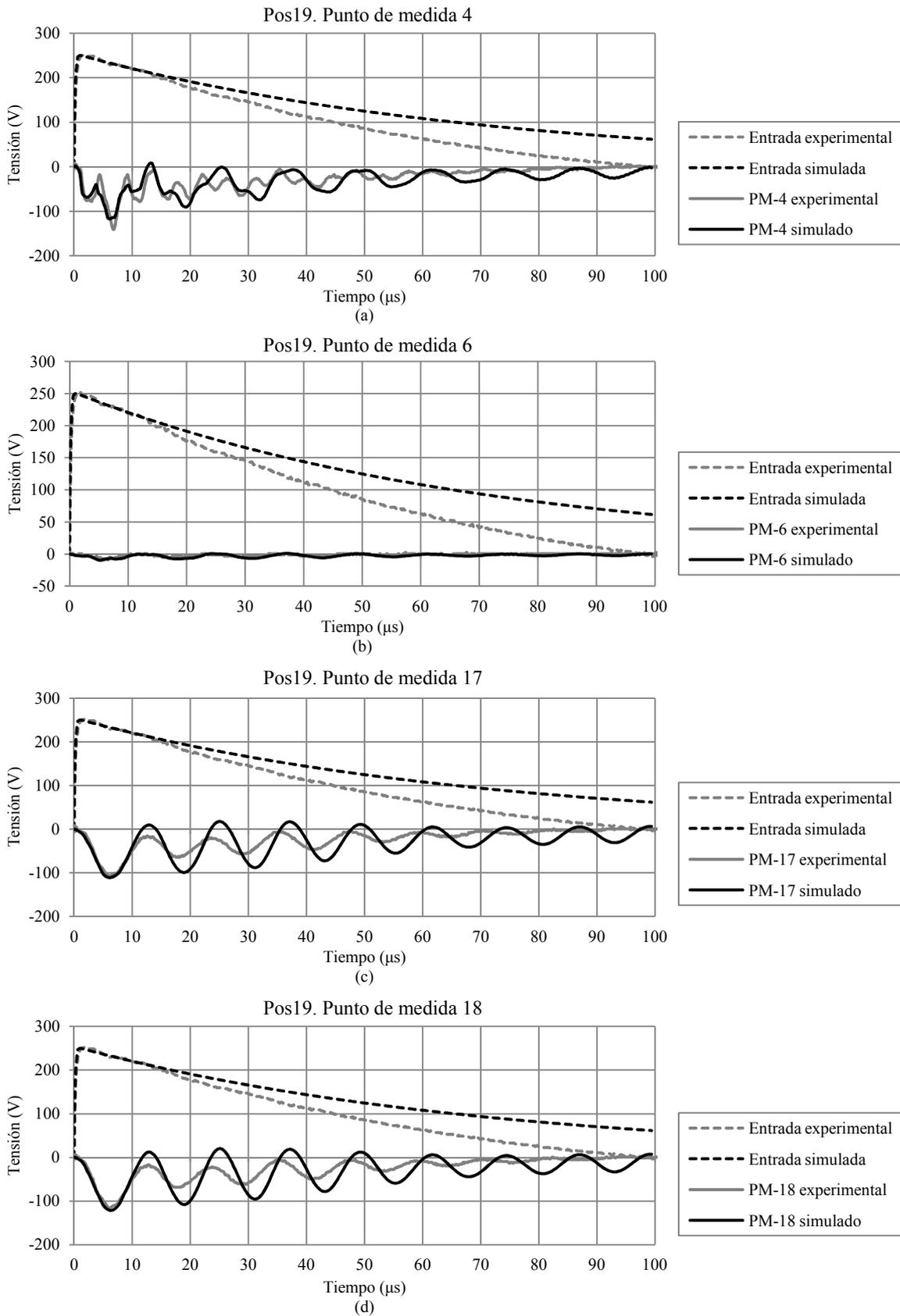
**Fig. 8.7. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *Pos1* durante el ensayo de picotest: (a) Punto de medida 3, (b) Punto de medida 4, (c) Punto de medida 6, (d) Punto de medida 17.**



**Fig. 8.8.** Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_1* para la posición MC durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 3, (b) Punto de medida 6, (c) Punto de medida 17, (d) Punto de medida 18.



**Fig. 8.9. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *MD* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 3, (b) Punto de medida 4, (c) Punto de medida 6, (d) Punto de medida 17.**



**Fig. 8.10. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *Pos19* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 4, (b) Punto de medida 6, (c) Punto de medida 17, (d) Punto de medida 18.**

### 8.1.3 TrafoCore\_2

A continuación se presentan los resultados obtenidos de los ensayos de picoteo del transformador trifásico tipo *Core* de *Efacec Energía* llamado *TrafoCore\_2* cuyas principales características son: 230 (+8-16)\*0.625% / 13.8 kV / 45 MVA - YNyn0 BIL(L-N) 900/110 - 200/110 - 110 kV. El lado primario del transformador se compone de dos devanados: el devanado principal de alta tensión dividido en dos partes en paralelo (*AT1* y *AT2*) y el devanado de regulación dividido en cuatro partes en paralelo (*REG1-SUP*, *REG2-SUP*, *REG1-INF* y *REG2-INF*). Los devanados *AT1* y *AT2* están formados por discos *hisercaps* de una rama alternada y cada uno de ellos tiene 1080 espiras distribuidas en 42 discos. Cada parte del devanado de regulación está formado por 120 espiras distribuidas en 10 discos *hisercaps* de una rama alternada. El lado secundario del transformador está formado por dos devanados de baja tensión (*BT1* y *BT2*). Los devanados *BT1* y *BT2* son devanados de discos continuos con 131 espiras distribuidas en 46 discos.

Tabla 8.II. Frecuencia límite superior de la discretización del *TrafoCore\_2*

	Nº bloques	Nº espiras máxima / bloque	$L_{max}$ del bloque (m)	$f_{max}$ (MHz)
<i>BT</i>	46	6	18.840	0.99
<i>AT</i>	84	26	107.493	0.17
<i>REG</i>	40	12	61.280	0.30

Tabla 8.III. Conexiones de los terminales para las posiciones del transformador *TrafoCore\_2*

Posición	Impulso		Terminales conectados		Terminales a tierra		Terminales Flotantes	
<i>MAX</i>	1	1'	3 – 4	3' – 4'	13 – 0	13' – 0	14	14'
<i>MC</i>	1	1'	3 – 4	3' – 4'	3 – 0	3' – 0	14	14'
<i>MD</i>	1	1'	3 – 14	3' – 14'	3 – 0	3' – 0	4	4'
<i>MIN</i>	1	1'	3 – 14	3' – 14'	5 – 0	5' – 0	4	4'

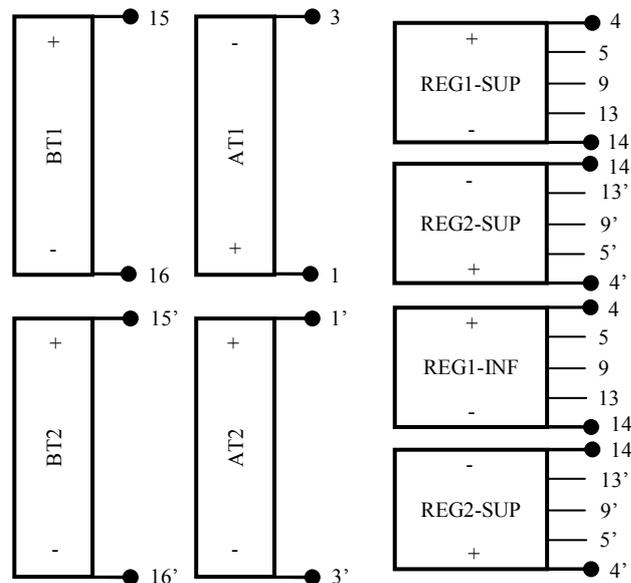


Fig. 8.11. Representación simbólica de una fase del transformador *TrafoCore\_2*.

A partir de la discretización de los devanados de la Tabla 8.II y aplicando (B.6) se obtiene que la frecuencia límite superior del modelo es 170 kHz. La representación simbólica de los devanados de una fase y la polaridad de los terminales se ilustra en la Fig. 8.11.

La Tabla 8.III muestra las conexiones de los terminales para establecer las cuatro posiciones de funcionamiento del transformador que se estudian durante los ensayos de picoteo. El impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda completa se aplica en el terminal de línea del devanado  $AT1$  y  $AT2$  (nodo 1 y nodo 1'). En todos los casos, los terminales 15, 16, 15' y 16' están conectados a tierra. La distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador para la posición  $MAX$ ,  $MC$ ,  $MD$  y  $MIN$  se detallan en la Fig. 8.12, Fig. 8.13, Fig. 8.14 y Fig. 8.15, respectivamente. A partir de estas figuras se puede observar que los resultados obtenidos reproducen las curvas experimentales.

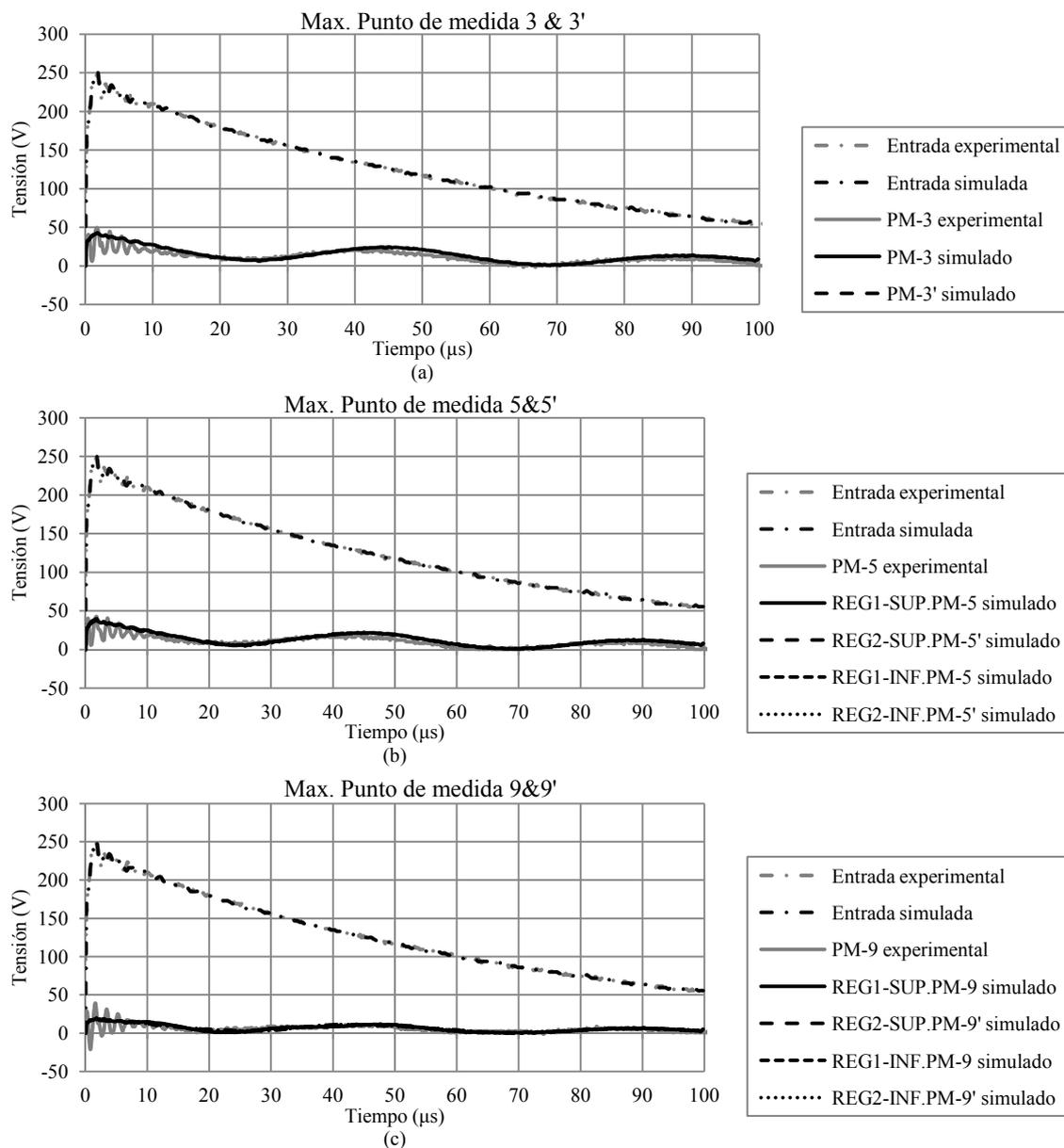
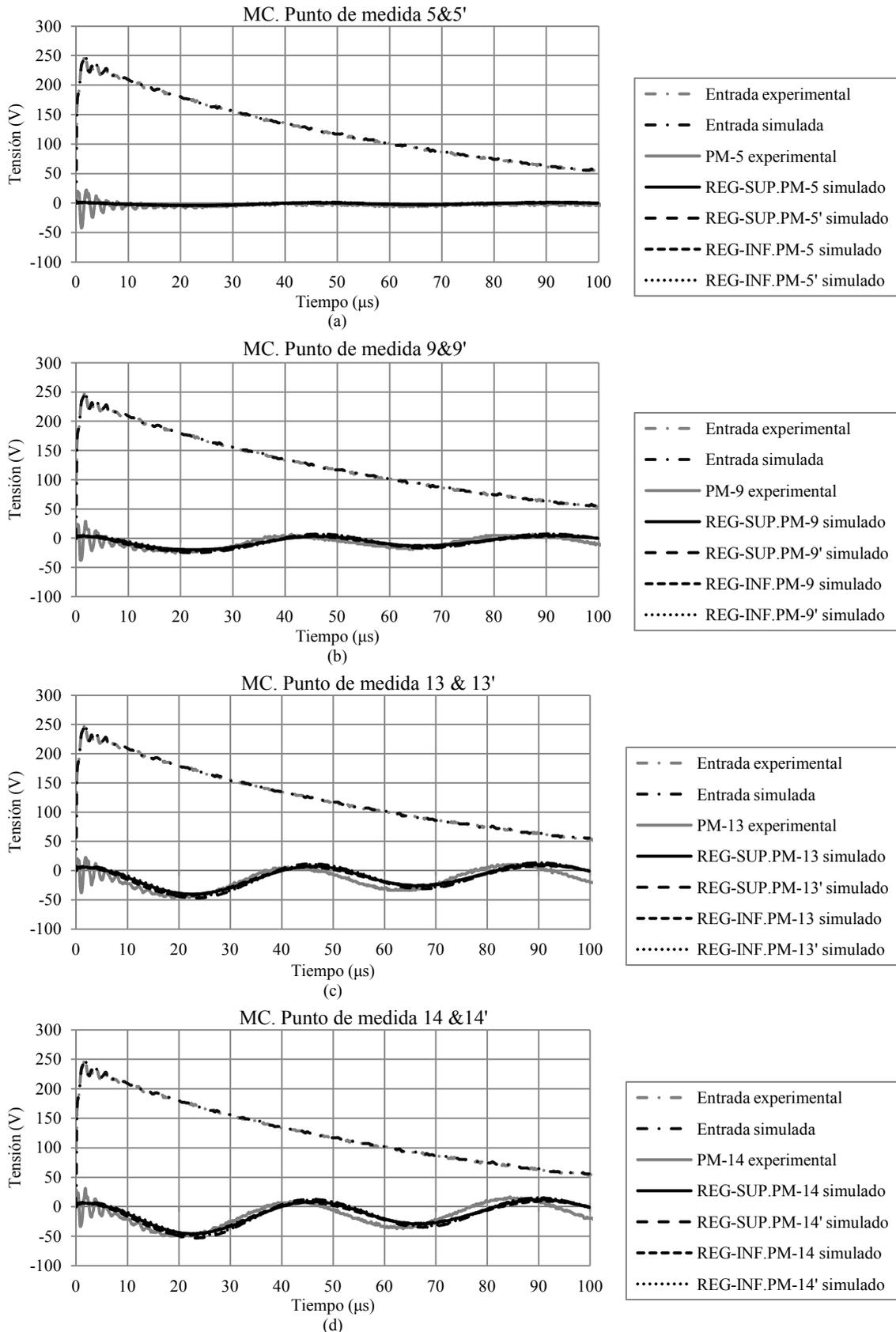
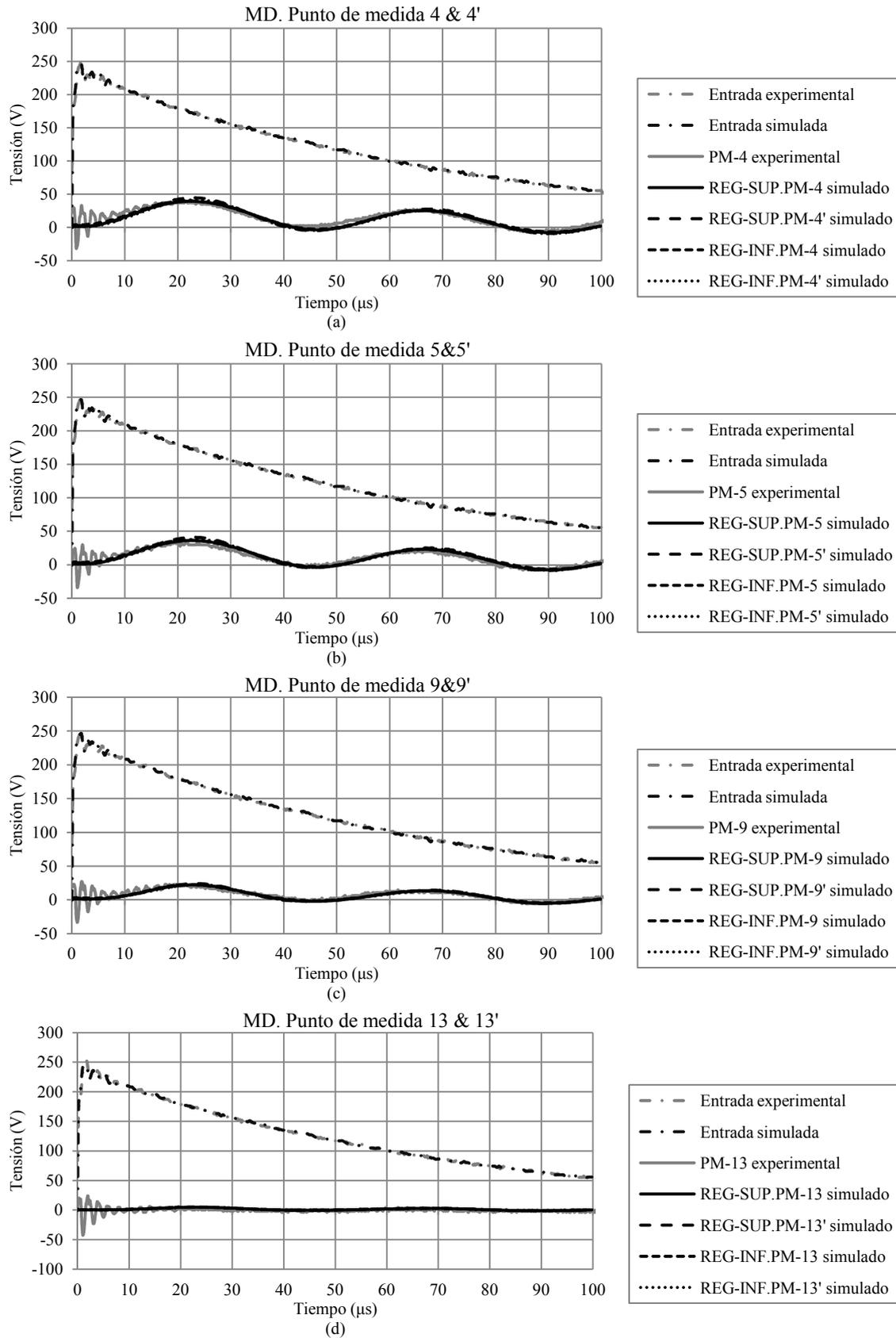


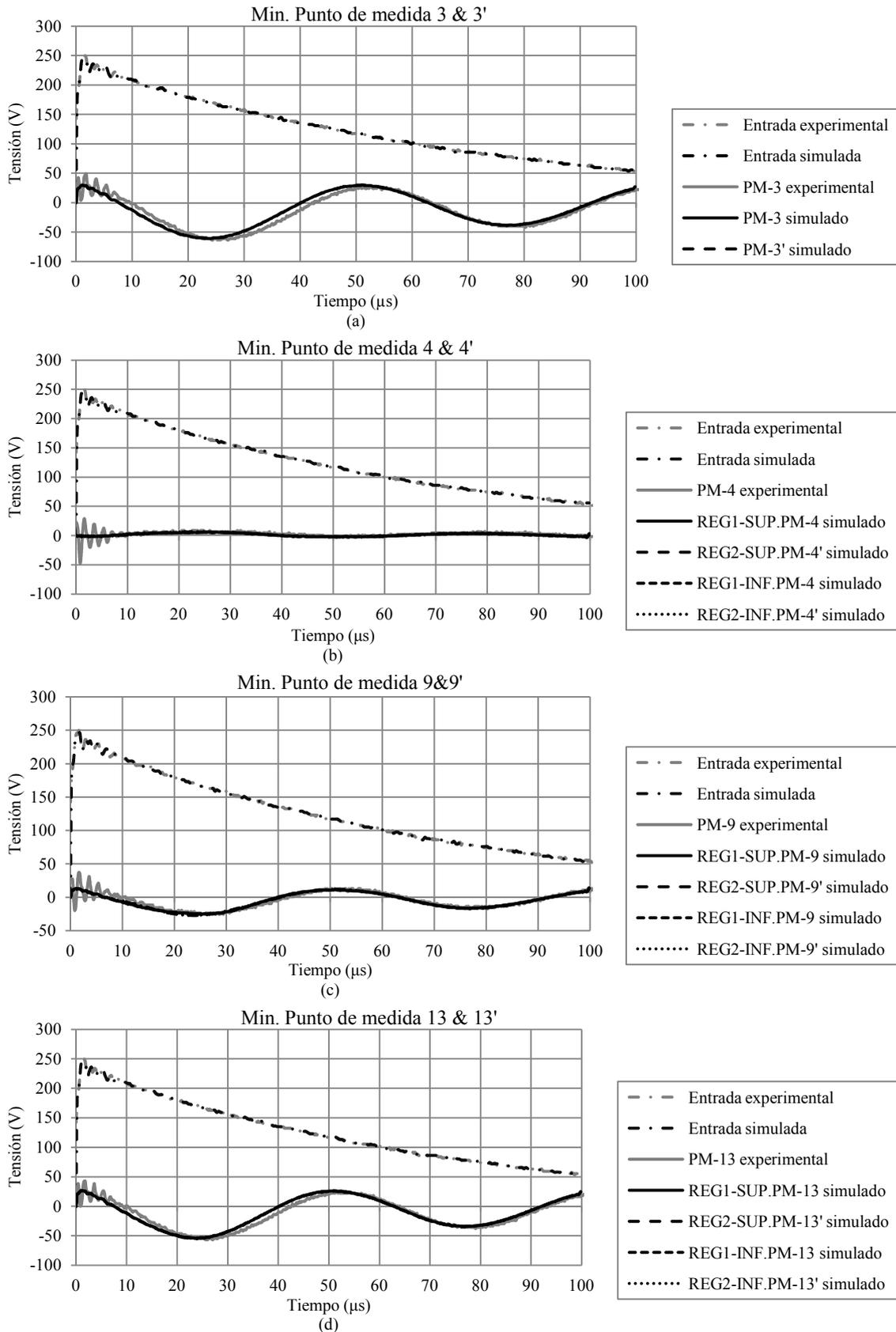
Fig. 8.12. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_2* para la posición  $MAX$  durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 3 y 3', (b) Punto de medida 5 y 5', (c) Punto de medida 9 y 9'.



**Fig. 8.13. Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_2* en la posición MC durante el ensayo de picoteco: (a) Punto de medida 5 y 5', (b) Punto de medida 9 y 9', (c) Punto de medida 13 y 13', (d) Punto de medida 14 y 14'.**



**Fig. 8.14.** Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_2* en la posición *MD* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 4 y 4', (b) Punto de medida 5 y 5', (c) Punto de medida 9 y 9', (d) Punto de medida 13 y 13'.



**Fig. 8.15.** Distribución de la tensión transitoria temporal en diferentes puntos de medida del transformador *TrafoCore\_2* en la posición *MIN* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 3 y 3', (b) Punto de medida 4 y 4', (c) Punto de medida 9 y 9', (d) Punto de medida 13 y 13'.

### 8.1.4 TrafoShell\_1

A continuación se presentan los resultados obtenidos de los ensayos de picoteo del transformador trifásico tipo *Shell* de *Efacec Energía* llamado *TrafoShell\_1* cuyas características principales son: 600 MVA - 350/225 kV - BIL(L-N) 1050 kV. El lado primario del transformador se compone de dos partes en paralelo (*AT1* y *AT2*). Cada parte está formado por 540 espiras repartidas en 11 discos continuos. El lado secundario del transformador consta de cuatro partes (*BT1*, *BT2*, *BT3* y *BT4*), donde *BT1* y *BT2* están en paralelo con *BT3* y *BT4*. Cada parte está formado por cuatro discos continuos con 8 espiras por disco. La representación simbólica de los devanados de una fase del transformador y la polaridad de los terminales se ilustra en la Fig. 8.16. Aplicando (B.6), la frecuencia límite superior del modelo impuesta por la división de los devanados de la Tabla 8.IV es 2.2 MHz.

Tabla 8.IV. Frecuencia límite superior de la discretización del *TrafoShell\_1*

	Nº bloques	Nº espiras máxima / bloque	$L_{max}$ del bloque (m)	$f_{max}$ (MHz)
<i>BT</i>	16	8	8387	2.2
<i>AT</i>	22	49	8384	2.2

Tabla 8.V. Conexiones de los terminales para las posiciones del transformador *TrafoShell\_1*

Posición	Impulso	Terminales conectados	Terminales a tierra	Terminales Flotantes
<i>Pos.Max-5</i>	H1	H1' -	7-0	12-0
<i>Pos.Nom-3</i>	H1	H1' -	5-0	10-0
<i>Pos.Min-1</i>	H1	H1' -	3-0	8-0

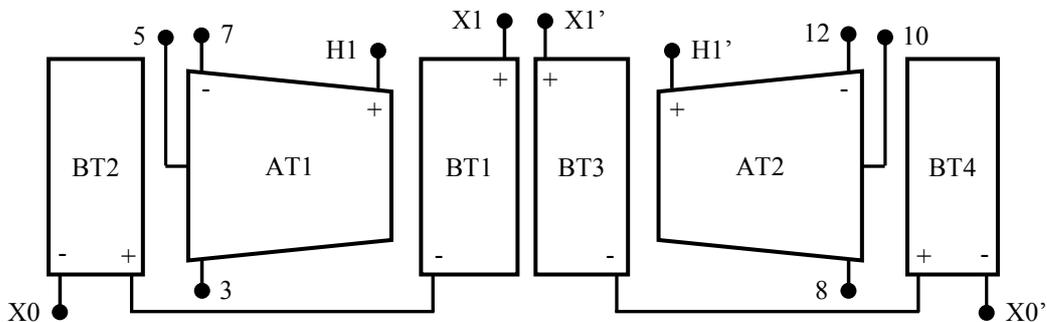


Fig. 8.16. Representación simbólica de una fase del transformador *TrafoShell\_1*.

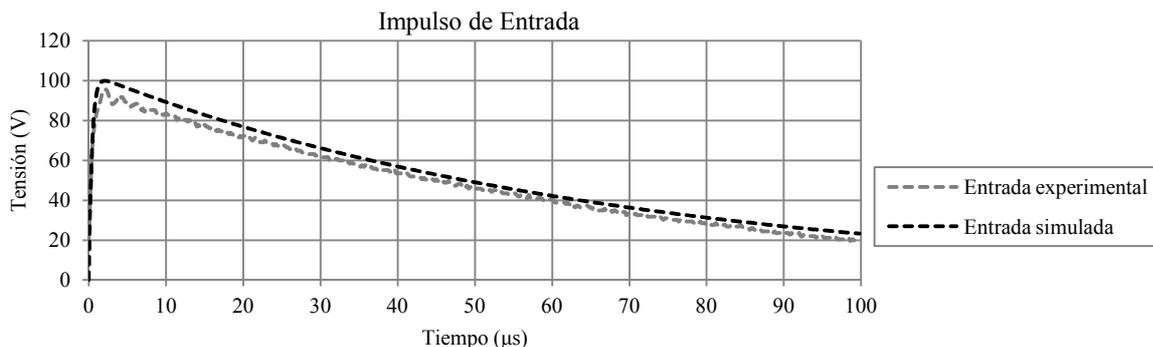
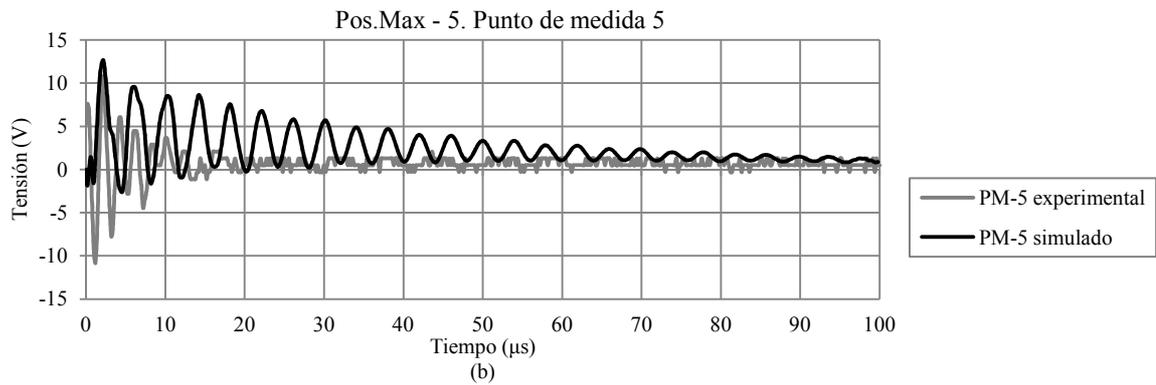
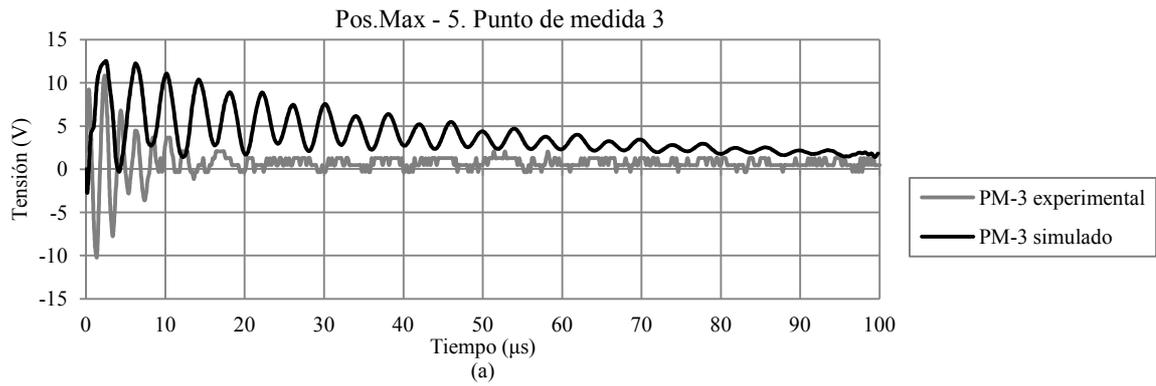
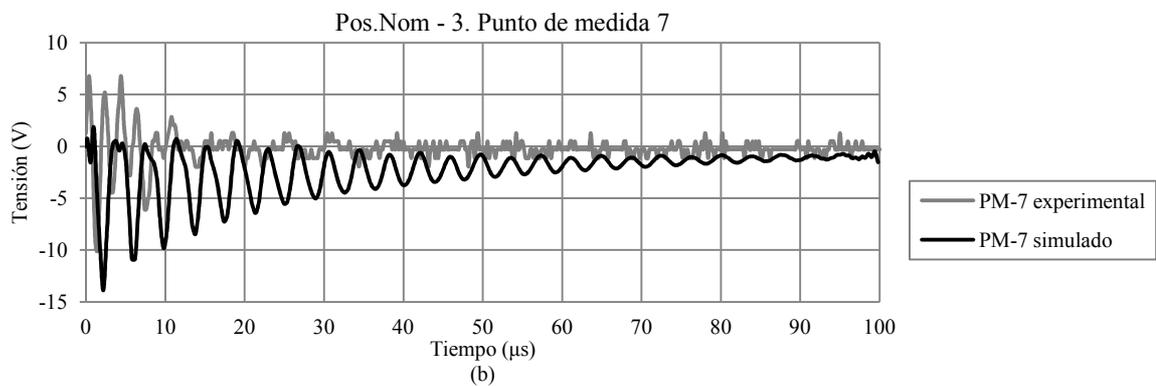
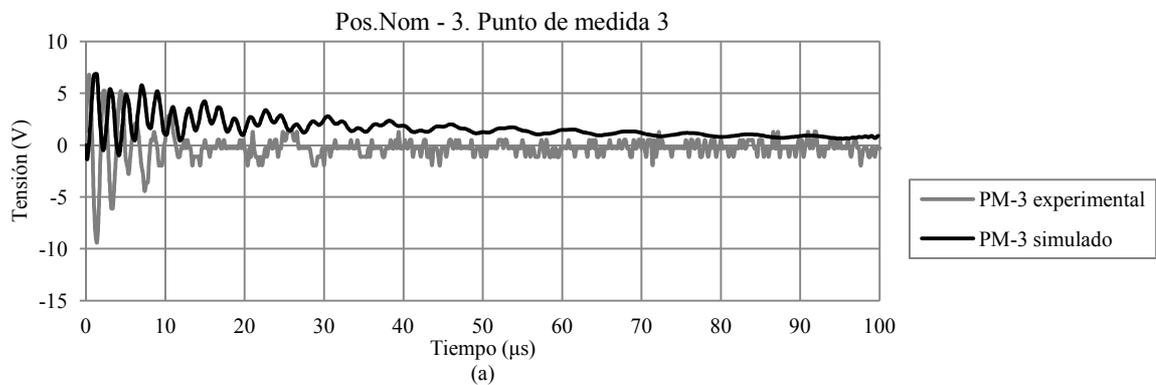


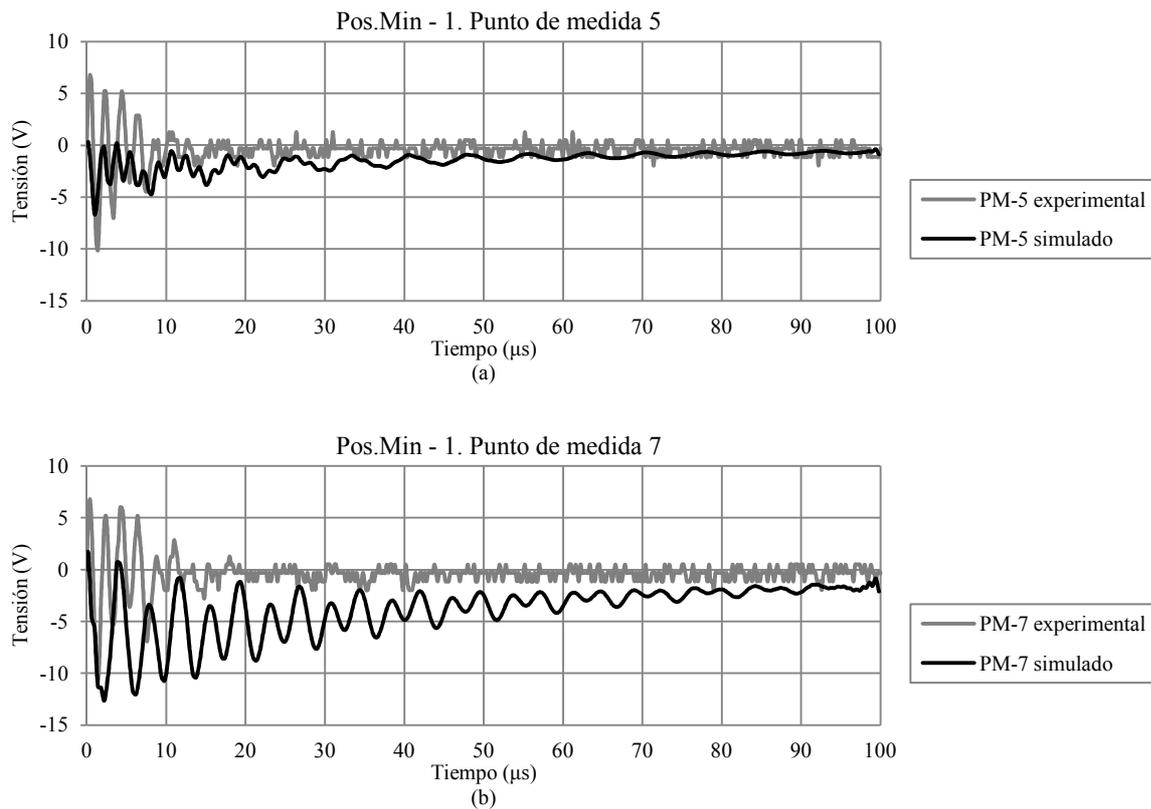
Fig. 8.17. Forma de onda del impulso de tensión aplicado al transformador *TrafoShell\_1*.



**Fig. 8.18.** Distribución de la tensión transitoria temporal del transformador *TrafoShell\_1* para la posición *Pos.Max-5* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 3, (b) Punto de medida 5.



**Fig. 8.19.** Distribución de la tensión transitoria temporal del transformador *TrafoShell\_1* para la posición *Pos.Nom-3* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 3, (b) Punto de medida 7.



**Fig. 8.20.** Distribución de la tensión transitoria temporal del transformador *TrafoShell\_1* para la posición *Pos.Min-1* durante el ensayo de picoteo: (a) Punto de medida 5, (b) Punto de medida 7.

La Tabla 8.V detalla las conexiones de los terminales para establecer las tres posiciones de funcionamiento del transformador que se estudian durante los ensayos de picoteo. En todos los casos, los terminales X1, X0, X1' y X0' están conectados a tierra. El impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda completa se aplica en el terminal H1 y H1'. La forma de onda del impulso de tensión aplicada al transformador se muestra en la Fig. 8.17.

La distribución de la tensión transitoria temporal de varios puntos de medida del transformador para cada una de las distintas posiciones de funcionamiento estudiadas se muestra en la Fig. 8.18, Fig. 8.19 y Fig. 8.20. Los valores obtenidos están en concordancia con los valores experimentales.

## 8.2 Validación del modelo terminal del transformador

Con el fin de validar el modelo terminal propuesto en esta tesis, se compara los resultados obtenidos del modelo terminal con los valores experimentales del ensayo de picoteo cuando se aplica un impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda completa. Para ello se utiliza el transformador *TrafoCore\_1* en la posición *Pos1* de funcionamiento.

La respuesta en frecuencia de los elementos de la matriz nodal de admitancias  $Y_B$  del transformador *TrafoCore\_1* obtenida con el modelo interno detallado y con el modelo terminal se compara en la Fig. 8.21. Se puede observar que ambos modelos generan los mismos resultados.

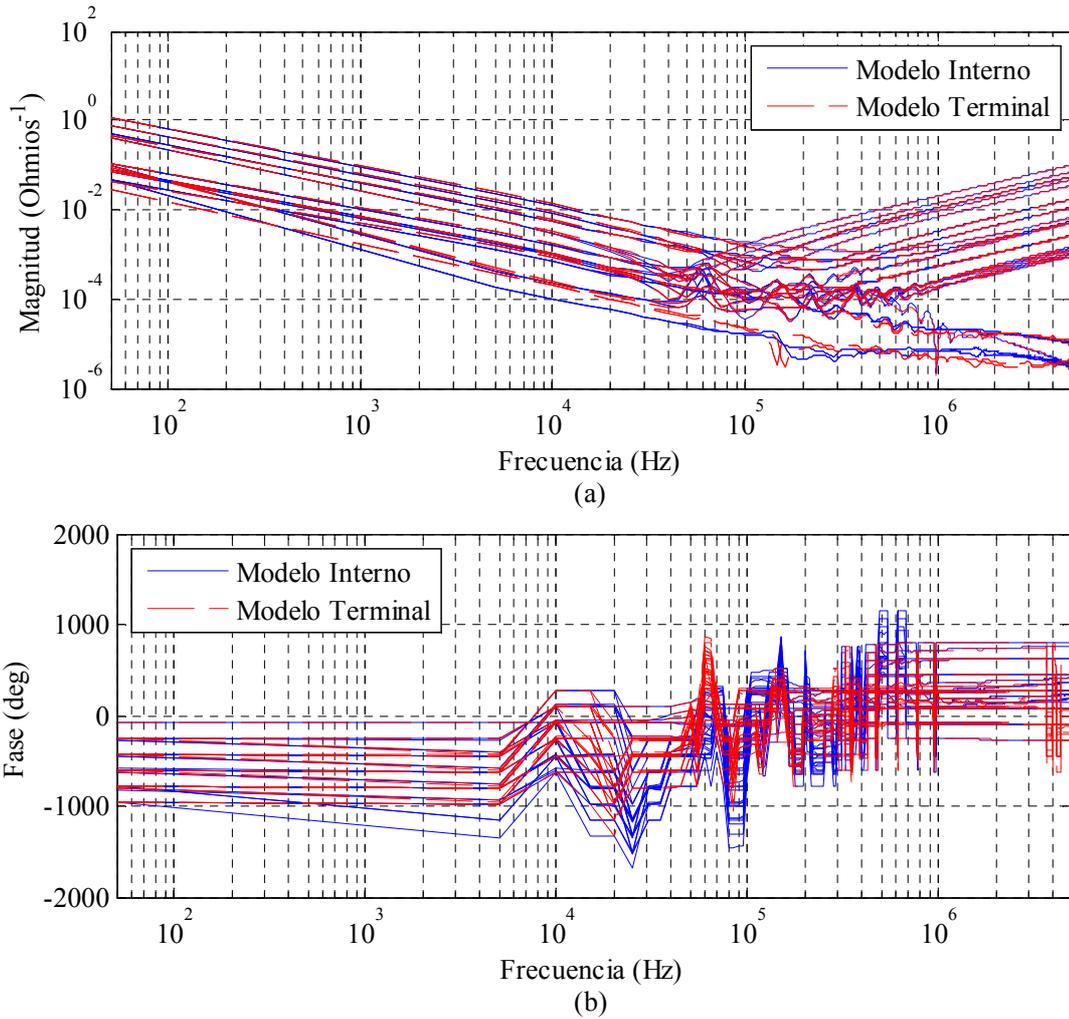


Fig. 8.21. Respuesta en frecuencia de los elementos de la matriz nodal de admitancias del transformador *TrafoCore\_1*: (a) Magnitud, (b) Fase.

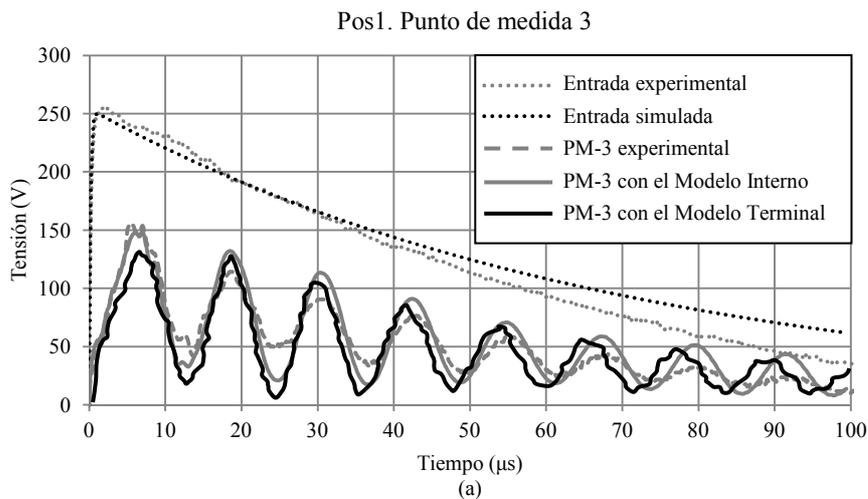


Fig. 8.22. Distribución de la tensión transitoria temporal del punto de medida *PM-3* del transformador *TrafoCore\_1* para la posición *Pos1* durante el ensayo de picoteo obtenida con el modelo terminal.

La distribución de la tensión transitoria temporal del punto de medida *PM-3* del transformador *TrafoCore\_1* obtenida con el modelo terminal se ilustra en la Fig. 8.22. A

partir de la Fig. 8.22 se puede comparar la respuesta temporal del punto de medida *PM-3* obtenida a través de las medidas experimentales con la forma de onda calculada por el modelo terminal y por el modelo interno detallado. Se observa que el modelo terminal reproduce buenos resultados.

### 8.3 Validación del modelo del VCB

Con el fin de validar el modelo del *VCB* desarrollado en este trabajo de investigación, se estudia el circuito eléctrico propuesto por *Helmer* [48], [59], [101] ilustrado en la Fig. 8.23. Este circuito representa una red formada por un generador, un *VCB*, un cable y una carga. La fuente tiene asociado una inductancia  $L_n$  y una capacitancia  $C_n$ . El cable se simula con los elementos  $R_c$  y  $L_c$ . La carga se representa con los elementos  $C_l$ ,  $L_l$  y  $R_l$ . El *VCB* se modela como un interruptor ideal asociado al sistema de control discutido en el capítulo 5. Los elementos  $R_s$ ,  $L_s$  y  $C_s$  representan los parámetros parásitos del *VCB*. La simulación del circuito eléctrico de la Fig. 8.23 durante la maniobra de apertura del *VCB* se implementa en el entorno de *Simulink*<sup>®</sup> de *Matlab*<sup>®</sup>.

Los valores de los parámetros del *VCB* para el 1º ejemplo son:  $A = 17 \text{ V}/\mu\text{s}$ ,  $B = 3.4 \text{ kV}$ ,  $C = -3.40\text{e}10 \text{ A}/\text{s}^2$  y  $D = 255 \text{ A}/\mu\text{s}$ . La corriente de corte tiene un valor de 4.7 A. La orden de apertura del *VCB* se produce a los 0.05 ms y el valor de la fuente de tensión es  $6/\sqrt{3} \text{ kV}$  [48]. La caída de tensión transitoria y la rigidez dieléctrica de los contactos del *VCB* se detalla en la Fig. 8.24.a y la corriente que circula a través del *VCB* se ilustra en la Fig. 8.24.b. Estos resultados coinciden con la solución en [48].

A continuación se analiza el comportamiento del *VCB* modificando los valores de los parámetros del interruptor. En todos los casos siguientes, la corriente de corte tiene un valor de 1 A, el valor de la fuente es 25 kV y a los 33 ms se da la orden de apertura del *VCB* [59].

Los parámetros del *VCB* del 2º ejemplo tienen los siguientes valores:  $A = 20 \text{ V}/\mu\text{s}$ ,  $B = 0 \text{ kV}$ ,  $C = 0 \text{ A}/\text{s}^2$ ,  $D = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ . La caída de tensión transitoria entre los terminales del *VCB* y la rigidez dieléctrica del *VCB* se muestra en la Fig. 8.25 y la corriente que circula a través del *VCB* se detalla en la Fig. 8.26. Se puede observar la relación entre los reencendidos y la rigidez dieléctrica junto con las corrientes de alta frecuencia.

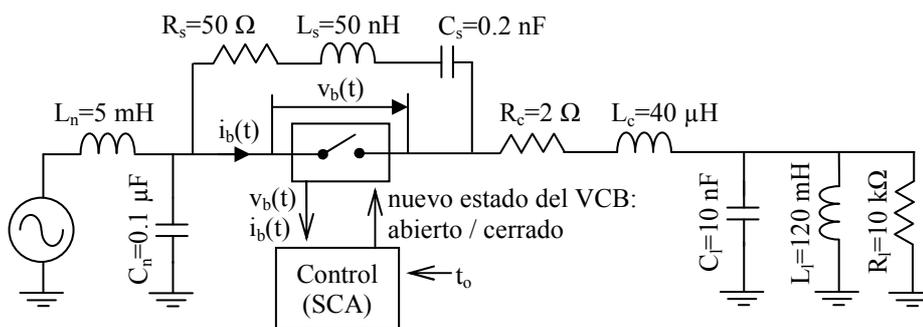


Fig. 8.23. Circuito de prueba para estudiar el modelo del *VCB* [3][48].

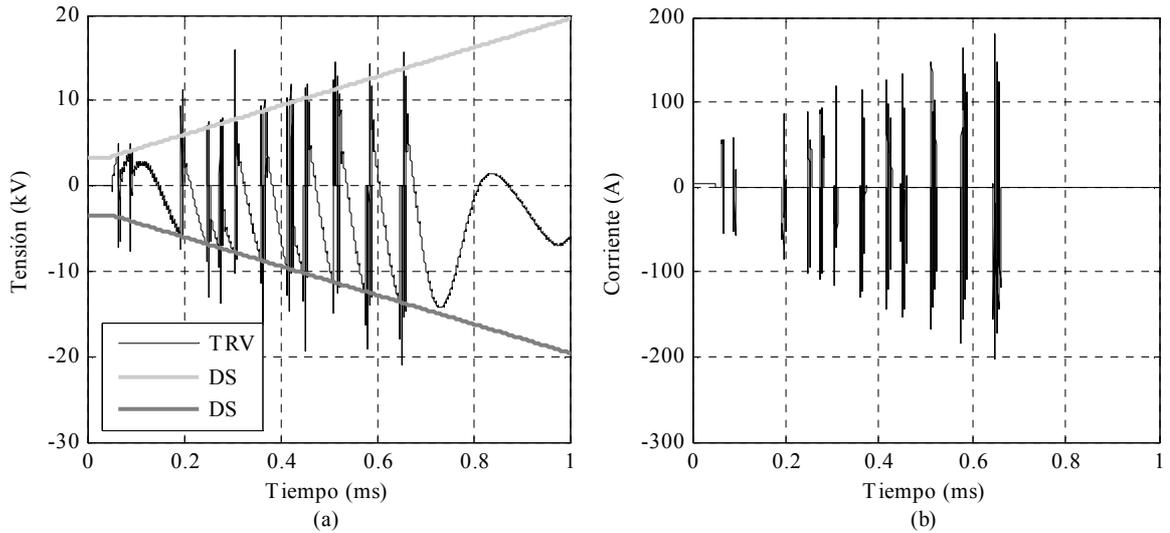


Fig. 8.24. (a) Tensión transitoria (*TRV*) y la rigidez dieléctrica (*DS*) del *VCB* para el 1º ejemplo. (b) Corriente que circula a través del *VCB* para el 1º ejemplo.

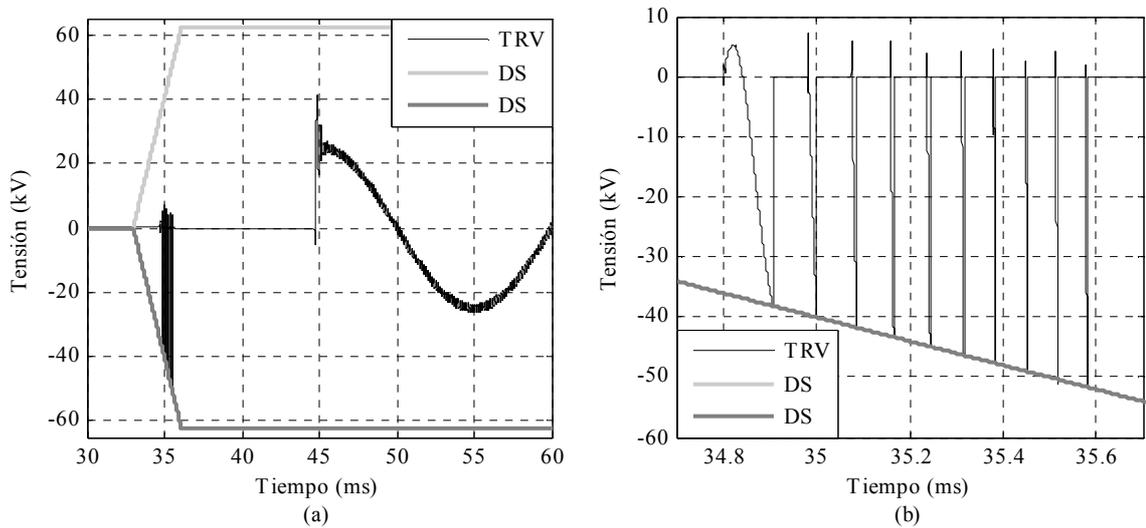


Fig. 8.25. (a) Tensión transitoria (*TRV*) y la rigidez dieléctrica (*DS*) del *VCB* para el 2º ejemplo. (b) Detalle de las re-igniciones del *VCB*.

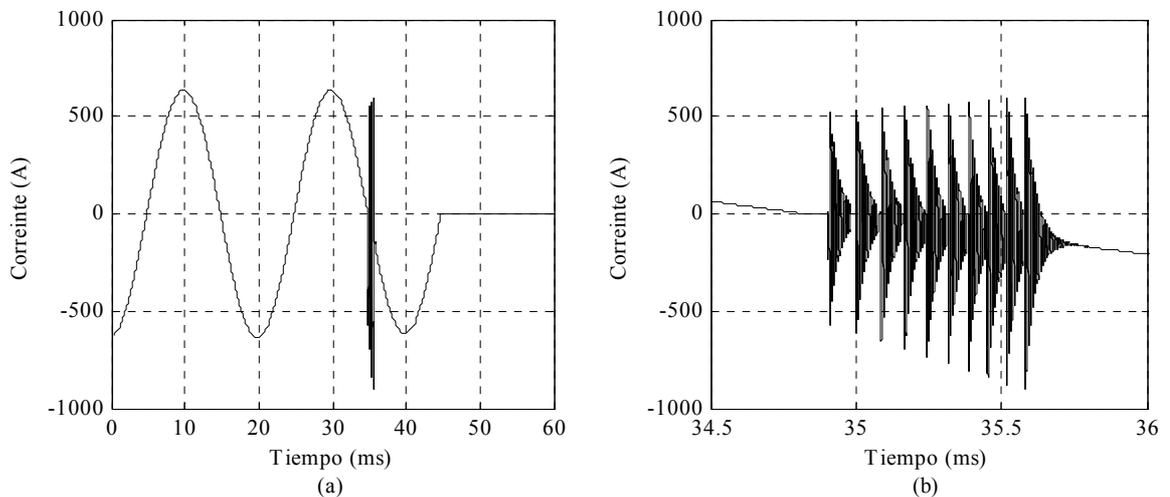


Fig. 8.26. (a) Corriente transitoria del *VCB* para el 2º ejemplo. (b) Detalle de las re-igniciones del *VCB*.

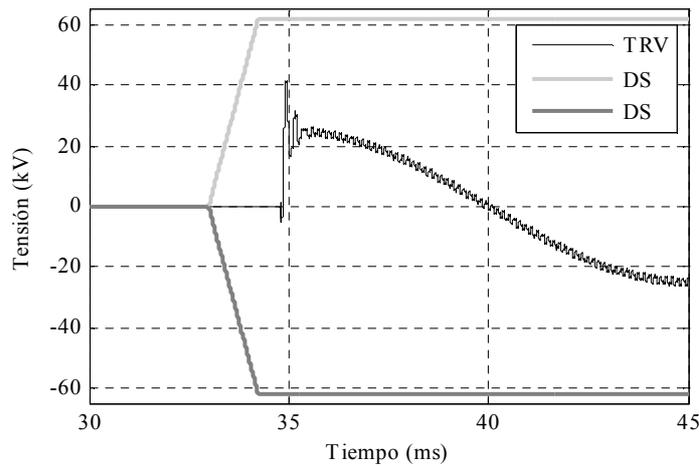


Fig. 8.27. Tensión transitoria (*TRV*) y la rigidez dieléctrica (*DS*) del *VCB* para el 2º ejemplo con  $A = 50$   $V/\mu s$ .

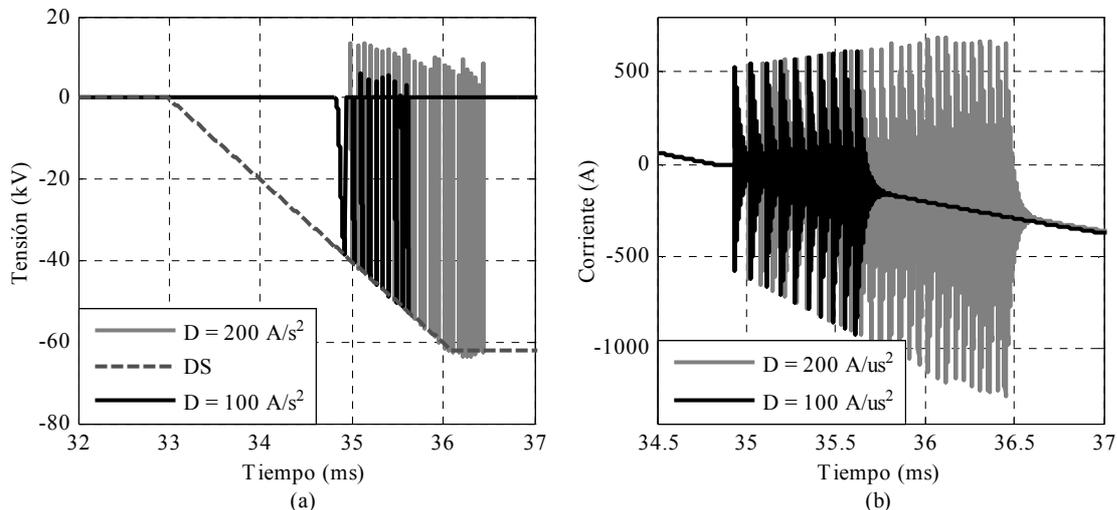


Fig. 8.28. (a) Detalle de la tensión transitoria del *VCB* durante el proceso de re-ignición para diferentes valores del parámetro  $D$  del 2º ejemplo. (b) Detalle de la corriente a través del *VCB* durante el proceso de re-ignición para diferentes valores del parámetro  $D$  del 2º ejemplo.

La caída de tensión transitoria entre los terminales del *VCB* y la rigidez dieléctrica del *VCB* del 2º ejemplo cuando se considera un valor de  $A = 50$   $V/\mu s$  se muestra en la Fig. 8.27. En este caso no aparecen las corrientes de alta frecuencia ya que no existe el fenómeno de múltiples re-igniciones.

La corriente que circula por el *VCB* para diferentes capacidades de cortar corrientes de alta frecuencia del 2º ejemplo se presenta en la Fig. 8.28 donde se compara los resultados obtenidos con el valor  $D = 100$   $A/\mu s$  y  $D = 200$   $A/\mu s$ . Se observa que aparecen más re-igniciones con el aumento del valor del parámetro  $D$ .

A partir de los resultados de la Fig. 8.25, Fig. 8.26 y Fig. 8.28, se observa que el modelo del *VCB* tiene más re-igniciones en comparación con los resultados de [59].

## 9 Aplicaciones prácticas

Este capítulo demuestra la potencialidad del modelo y la sensibilidad de la metodología propuesta. Para ello se realizan varias aplicaciones prácticas modelando el transformador *TrafoCore\_1* de *Efacec Energía* y el transformador *Ficticio* del *Grupo de Trabajo* de la *Cigré JWGA2/C4.39*. También se modela la bobina de *Abetti*.

### 9.1 Aplicaciones prácticas del transformador *TrafoCore\_1*

Esta sección presenta varias aplicaciones prácticas del transformador *TrafoCore\_1*. Se realiza un estudio para analizar el estrés eléctrico de su sistema de aislamiento durante los ensayos dieléctricos normalizados, calculando los factores de seguridad. También se realiza un estudio para analizar la respuesta del transformador evaluando la influencia de la interacción de éste con el sistema de potencia a través del cálculo de los coeficientes de severidad en el dominio de la frecuencia (*FDSF*) y en el dominio del tiempo (*TDSF*).

#### 9.1.1 Análisis de los ensayos dieléctricos

El transformador *TrafoCore\_1* es modelado de acuerdo con la metodología de cálculo mostrada en el diagrama de flujo de la Fig. 6.1 con el fin de realizar un estudio del dimensionamiento de su sistema de aislamiento.

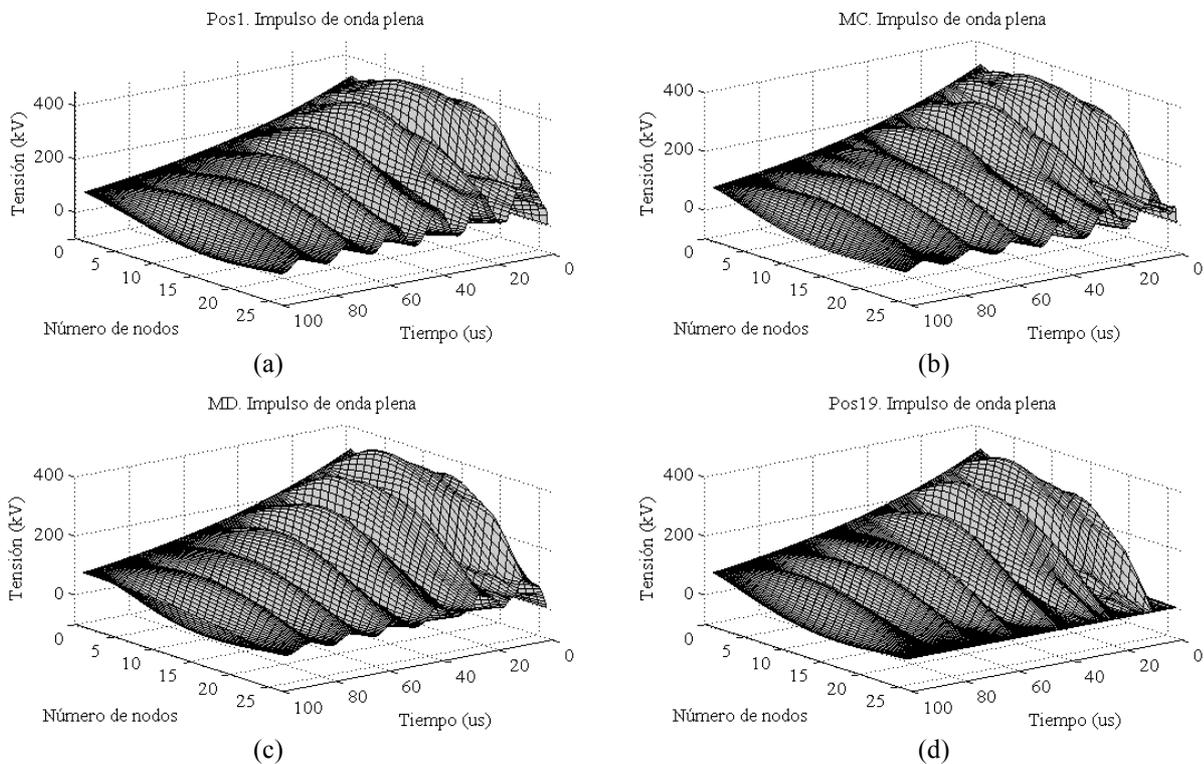
El ensayo dieléctrico o de choque del transformador *TrafoCore\_1* es simulado para cada una de las posiciones de funcionamiento ilustradas en la Fig. 8.3, Fig. 8.4, Fig. 8.5 y Fig. 8.6, respectivamente. Primero, un impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda plena con una amplitud máxima de 325 kV correspondiente al *BIL* del transformador se aplica en el terminal *TS(AT)*. Después, un impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda cortada en la cola con un tiempo de corte de 6  $\mu s$  y con una amplitud máxima de 390 kV (correspondiente al *BIL* del transformador multiplicado por el factor 1.2) se aplica en el terminal *TS(AT)*.

A continuación se analiza el estrés dieléctrico máximo que soporta el sistema de aislamiento del devanado *AT* durante el ensayo de choque de la onda plena y de la onda cortada. Este análisis se realiza a través del estudio de la caída de tensión máxima entre las espiras enfrentadas y entre los discos enfrentados. Finalmente se analiza la distribución del campo eléctrico a través del modelo de elementos finitos para la peor situación del estrés dieléctrico de todos los ensayos de choque estudiados, calculando los factores de seguridad en los distintos canales dieléctricos.

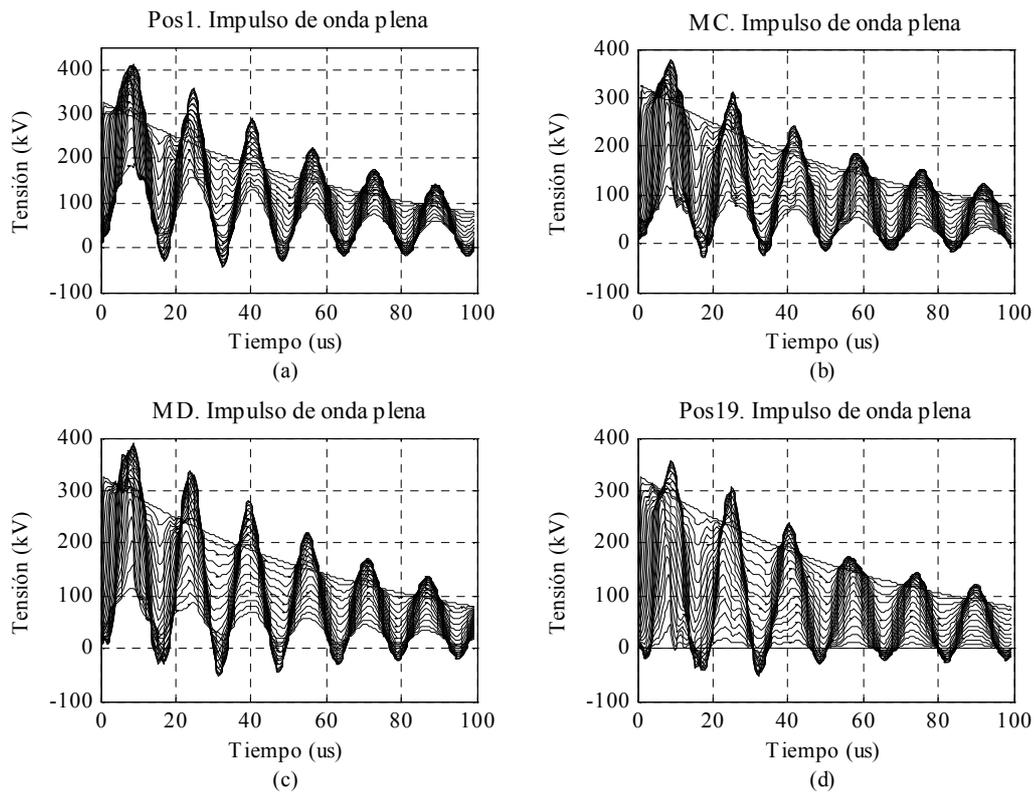
Los devanados se agrupan en diferentes bloques como se muestra en la Fig. 8.1.b donde el devanado *BT* se divide en 18 bloques, los devanados *PS* y *REG* se dividen en 13 bloques, respectivamente. Por una parte, el devanado *AT* se divide en 50 bloques, donde cada bloque corresponde a un disco, para estudiar la caída de tensión entre los discos. Por otra parte, el devanado *AT* se divide en 80 bloques, donde los primeros 60 bloques son las primeras 60 espiras y los bloques restantes corresponden a cada disco, para analizar la caída de tensión entre las espiras de los primeros diez discos del devanado *AT*.

La distribución temporal de la tensión transitoria de todos los nodos del devanado *AT* en todas las posiciones de funcionamiento cuando el transformador está sometido al impulso de onda plena durante el ensayo de choque se muestra en la Fig. 9.1. A partir de la Fig. 9.1 se puede obtener la distribución de la tensión de cada nodo del devanado *AT* frente al tiempo como se ilustra en la Fig. 9.2 así como la distribución de la tensión en cada instante de tiempo a lo largo del devanado *AT* como se detalla en la Fig. 9.3. Todas estas simulaciones se pueden comparar para determinar cuál es la tensión máxima a tierra, en que nodo y en que instante de tiempo se produce dicha tensión máxima.

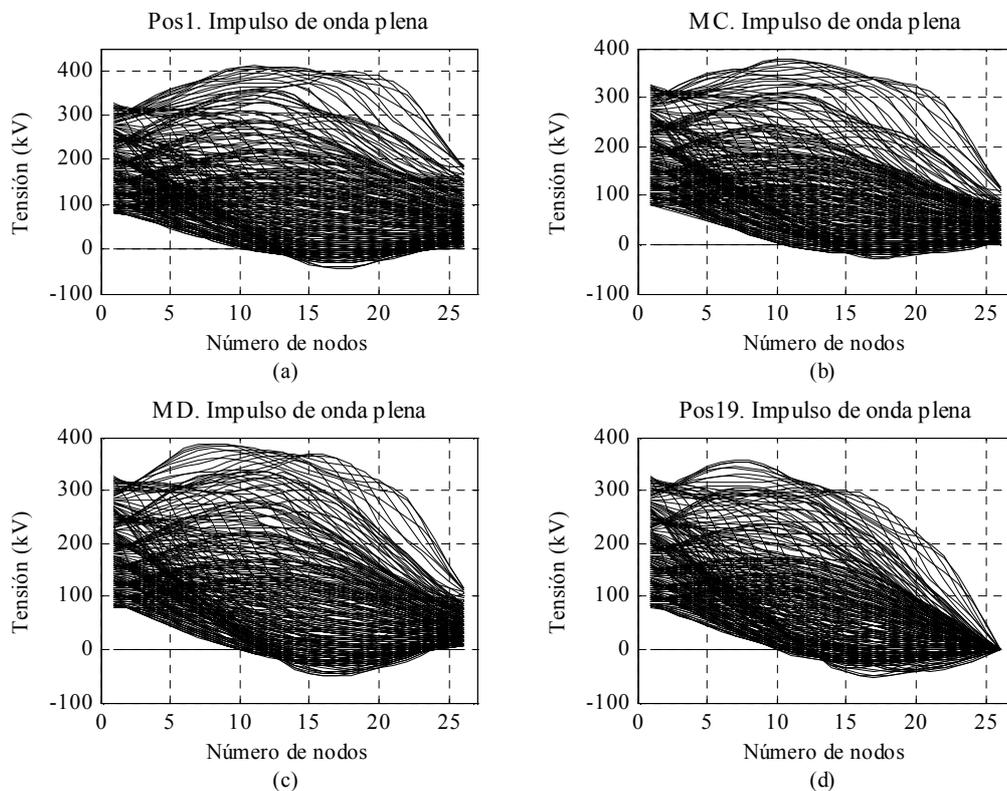
La caída de tensión máxima que soporta los canales de aceite entre los discos enfrentados del devanado *AT* para el ensayo de choque de la onda plena se representa en la Fig. 9.4. Se observa que el valor máximo se produce a los  $0.9 \mu\text{s}$  de la simulación en la posición *Pos19*, entre el 6° y 7° disco (en el 6° canal radial de aceite) con un valor de 80 kV.



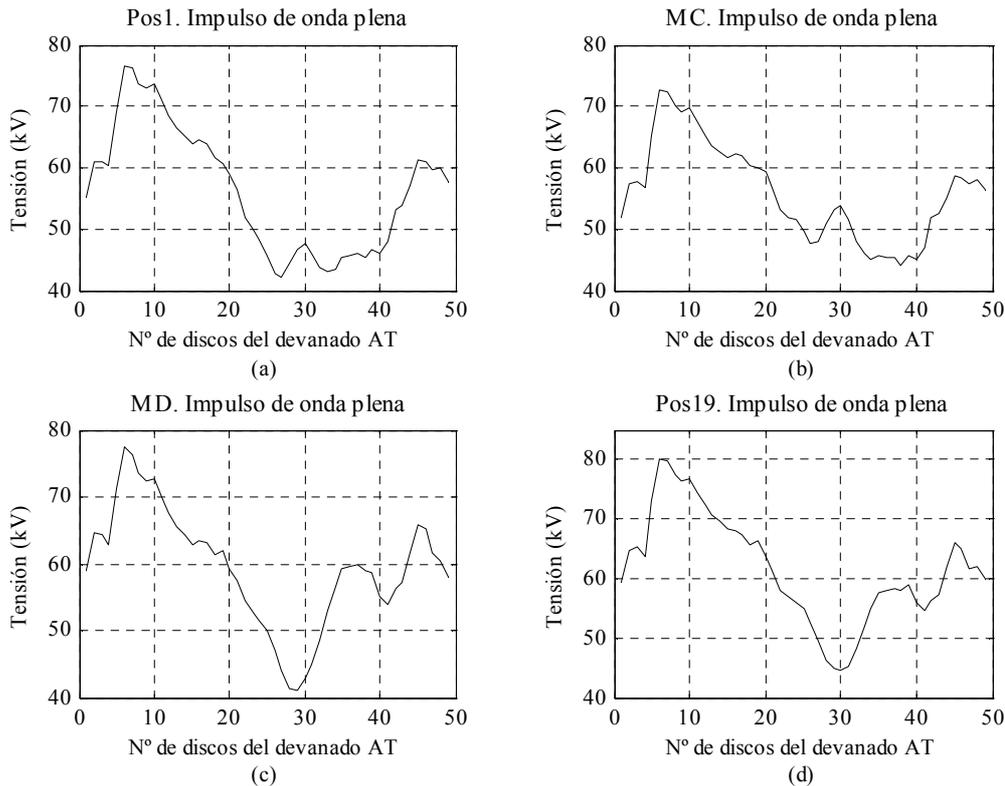
**Fig. 9.1. Distribución de la tensión transitoria de los nodos del devanado *AT* del transformador *TrafoCore\_1* cuando está sometido a un impulso de onda plena durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.**



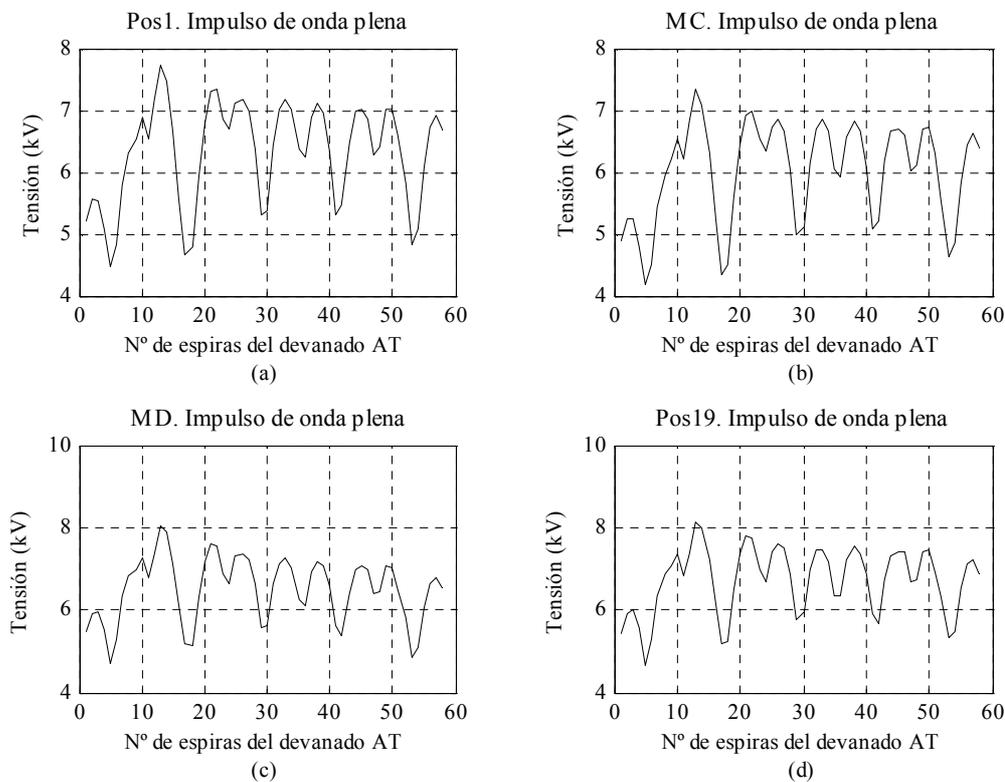
**Fig. 9.2.** Distribución de la tensión transitoria de cada nodo del devanado *AT* frente al tiempo cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda plena durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.



**Fig. 9.3.** Distribución de la tensión transitoria en cada instante de tiempo a lo largo del devanado *AT* cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda plena durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.



**Fig. 9.4.** Tensión máxima entre los discos enfrentados del devanado *AT* cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda plena durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.



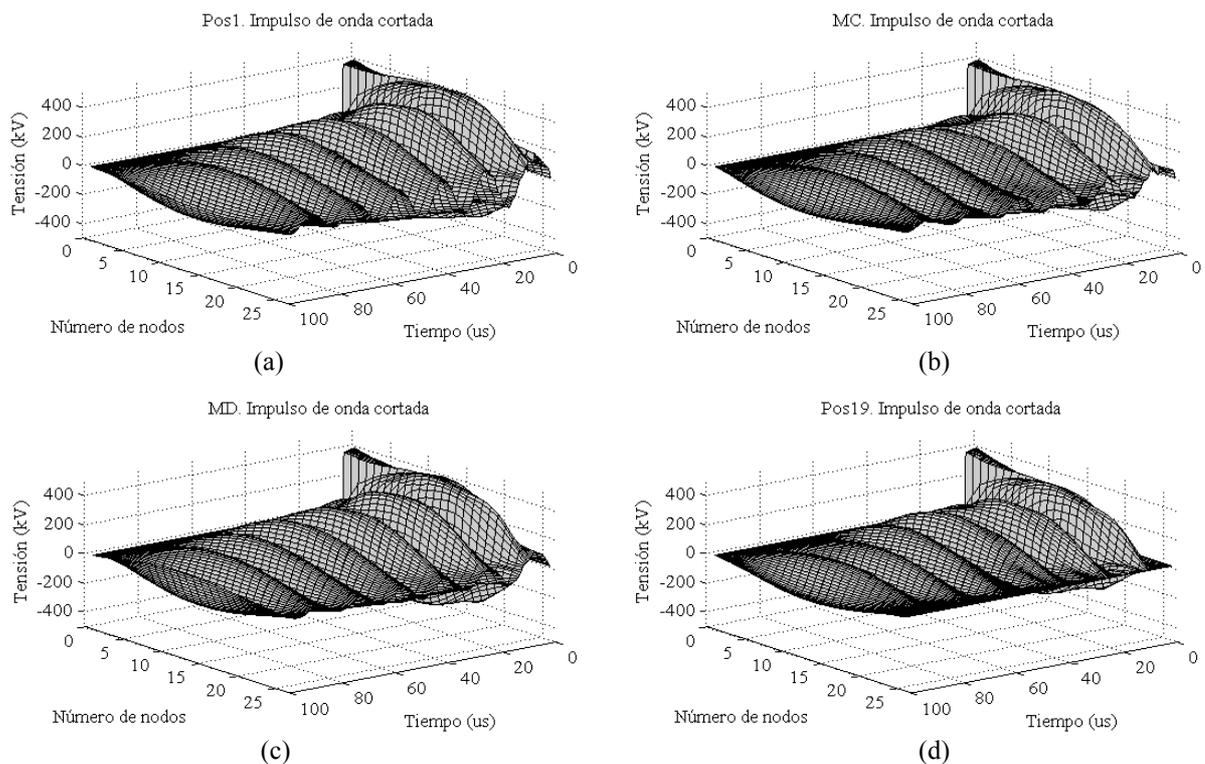
**Fig. 9.5.** Tensión máxima entre las espiras enfrentadas de los diez primeros discos del devanado *AT* del transformador *TrafoCore\_1* sometido a un impulso de onda plena durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.

La caída de tensión máxima que soporta el papel entre las espiras enfrentadas de los primeros diez discos del devanado *AT* para el ensayo de choque de la onda plena se recoge en la Fig. 9.5. Se observa que el valor máximo se produce a los 0.5  $\mu$ s de la simulación en la posición *Pos19*, entre la 13ª y 14ª espira perteneciente al 3º disco con un valor de 8.2 kV.

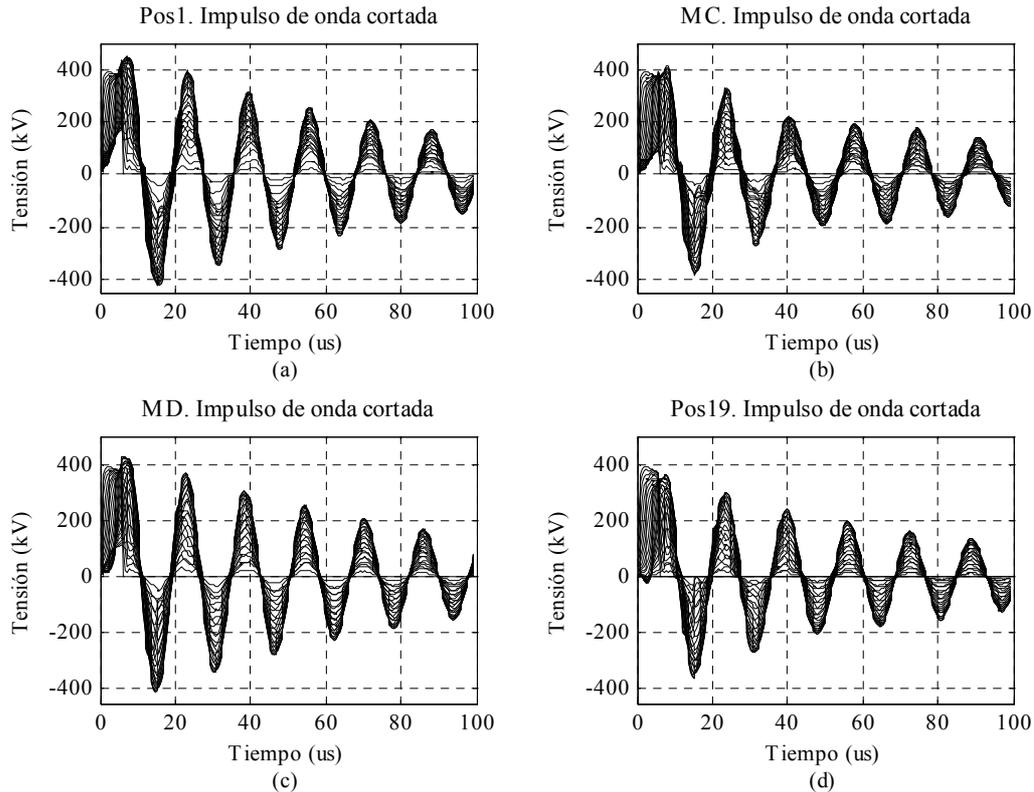
Este mismo estudio se realiza para el impulso de onda cortada en la cola con un tiempo de corte de 6  $\mu$ s. La distribución temporal de la tensión transitoria de todos los nodos del devanado *AT* en todas las posiciones de funcionamiento cuando el transformador está sometido al impulso de onda cortada durante el ensayo de choque se muestra en la Fig. 9.6. La distribución de la tensión transitoria de cada nodo del devanado *AT* frente al tiempo se ilustra en la Fig. 9.7 y la distribución de la tensión transitoria en cada instante de tiempo a lo largo del devanado *AT* se detalla en la Fig. 9.8.

La caída de tensión máxima que soporta los canales de aceite entre los discos enfrentados del devanado *AT* para el ensayo de choque de la onda cortada se representa en la Fig. 9.9. Se observa que el valor máximo se produce a los 6.1  $\mu$ s de la simulación en la posición *MD*, entre el 1º y 2º disco (en el primer canal radial de aceite) con un valor de 134 kV.

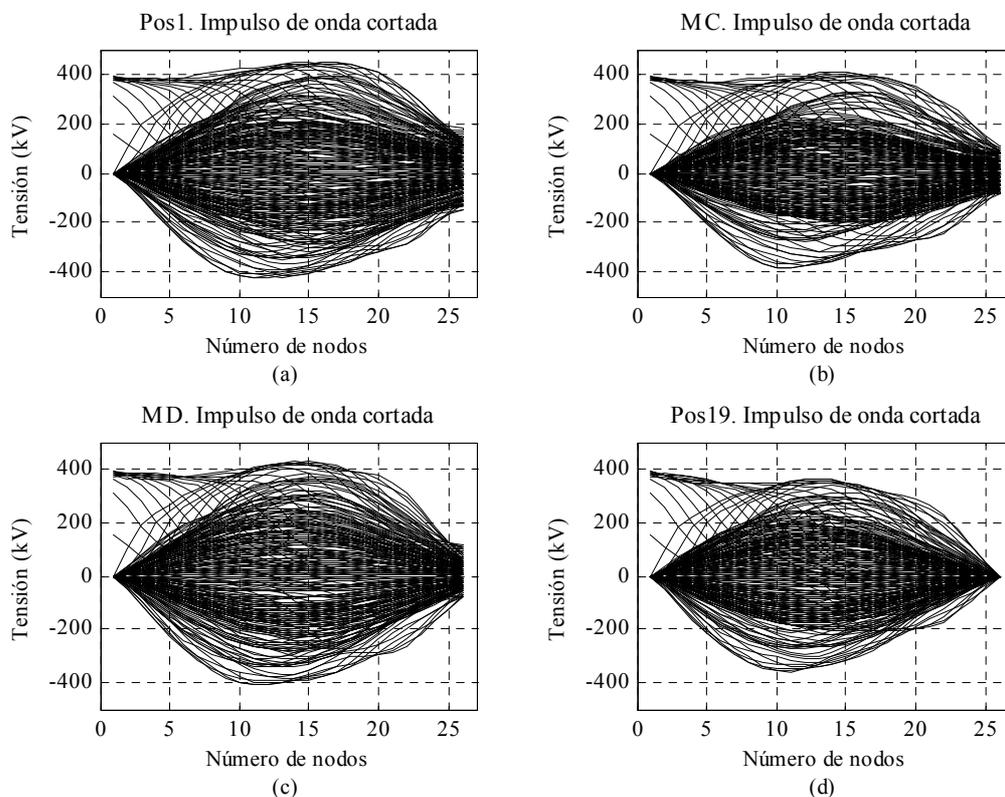
La caída de tensión máxima que soporta el papel entre las espiras enfrentadas de los primeros diez discos del devanado *AT* para el ensayo de choque de la onda cortada se recoge en la Fig. 9.10. Se observa que el valor máximo se produce a los 6.1  $\mu$ s de la simulación en la posición *MD*, entre la 13ª y 14ª espira perteneciente al 3º disco con un valor de 16.4 kV.



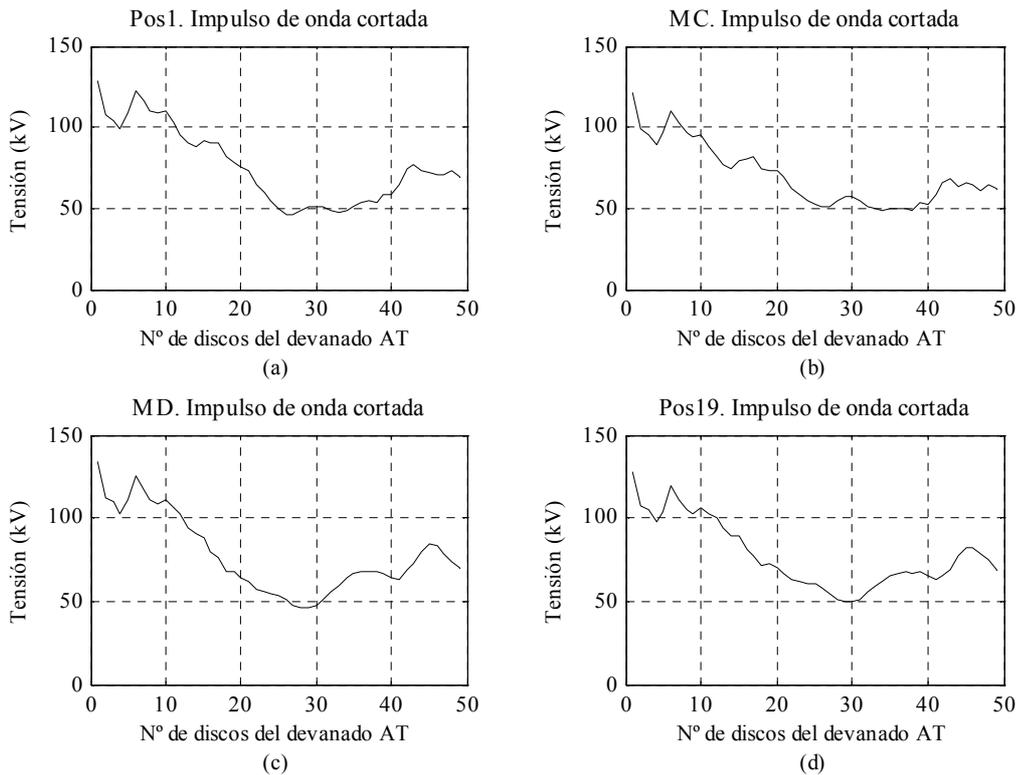
**Fig. 9.6. Distribución de la tensión transitoria de los nodos del devanado *AT* del transformador *TrafoCore\_1* cuando está sometido a un impulso de onda cortada en la cola durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.**



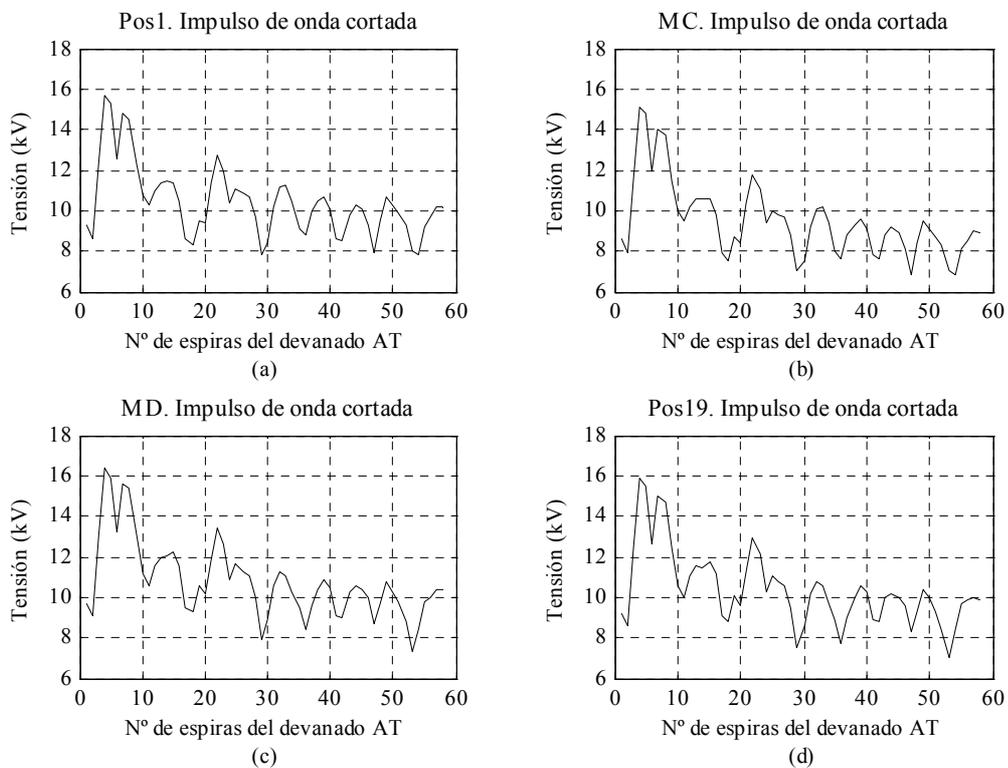
**Fig. 9.7.** Distribución de la tensión transitoria de cada nodo del devanado *AT* frente al tiempo cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.



**Fig. 9.8.** Distribución de la tensión transitoria en cada instante de tiempo a lo largo del devanado *AT* cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.



**Fig. 9.9.** Tensión máxima entre los discos enfrentados del devanado *AT* cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.



**Fig. 9.10.** Tensión máxima entre las espiras enfrentadas de los diez primeros discos del devanado *AT* cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda cortada durante el ensayo de choque: (a) en la posición *Pos1*, (b) en la posición *MC*, (c) en la posición *MD*, (d) en la posición *Pos19*.

**Tabla 9.I. Valores máximos del estrés dieléctrico entre discos y entre las 60 primeras espiras enfrentadas cuando el transformador *TrafoCore\_1* está sometido a un impulso de onda plena y de onda cortada durante los ensayos de choque**

Impulso	Posición	Estrés dieléctrico máximo entre discos			Estrés dieléctrico máximo entre espiras		
		Tensión (kV)	Instante de Tiempo (μs)	Discos	Tensión (kV)	Instante de Tiempo (μs)	Espiras
Onda plena	Pos1	76.6	0.9	6°-7°	7.7	0.5	13°-14°
	MC	72.7			7.3		
	MD	77.4			8		
	Pos19	80			8.1		
Onda cortada de 6 μs	Pos1	128	6.1	1°-2°	15.7	6.1	4°-5°
	MC	121			15.1		
	MD	134			16.4		
	Pos19	129			15.9		

A partir de las anteriores figuras se analiza el estrés dieléctrico que soporta el sistema de aislamiento del transformador durante el ensayo choque de la onda plena y de la onda cortada. La Tabla 9.I recopila el valor máximo del estrés dieléctrico máximo entre discos y entre las 60 primeras espiras enfrentadas cuando el transformador está sometido a los ensayos de choque que se consideraron en este estudio. También indica en qué lugar y en qué instante de tiempo se produce este estrés máximo.

A partir de la Tabla 9.I, el valor máximo de la caída de tensión máxima entre las espiras enfrentadas del mismo disco es de 16.4 kV. De acuerdo con (6.1) y considerando el espesor del papel entre las espiras de 0.8 mm, la rigidez dieléctrica máxima del papel entre espiras enfrentadas del mismo disco es,

$$E_{max\_papel} = \frac{16.4 \text{ kV}}{0.8 \text{ mm}} = 20.5 \text{ kV/mm} < E_{p\_papel} = 50 \text{ kV/mm} \quad (9.1)$$

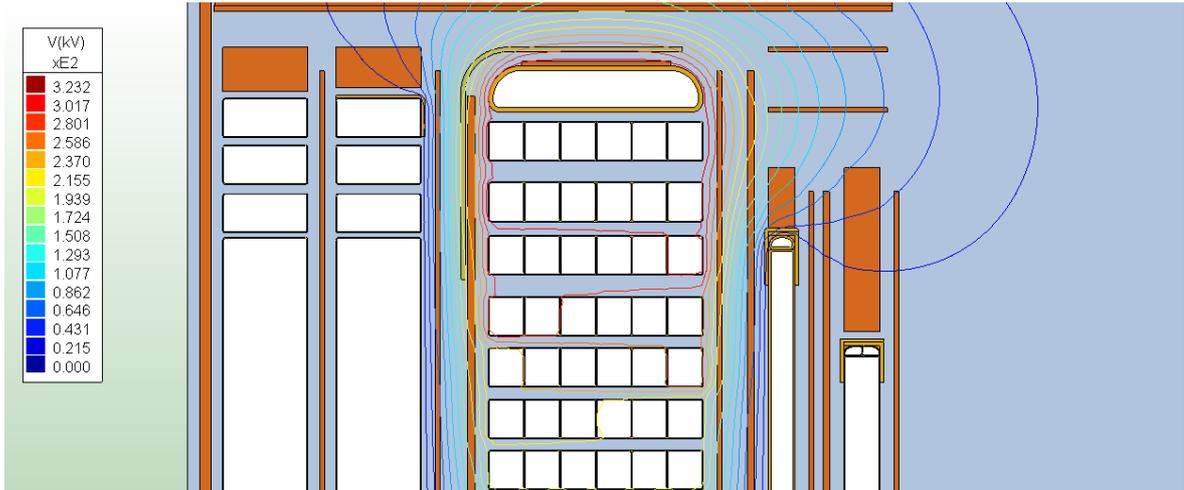
La rigidez dieléctrica máxima entre espiras siempre es menor que el valor de la rigidez dieléctrica admisible del papel y por lo tanto el espesor de papel entre espiras soporta las sobretensiones provocadas por el impulso de tensión de la onda plena y de la onda cortada.

A partir de la Tabla 9.I, el valor máximo de la caída de tensión máxima entre los discos es de 134 kV. De acuerdo con (6.1) y (6.2), considerando un canal de 9 mm y un valor de  $k=2$ , la rigidez dieléctrica admisible y máxima de los canales de aceite entre los discos enfrentados se evalúan como,

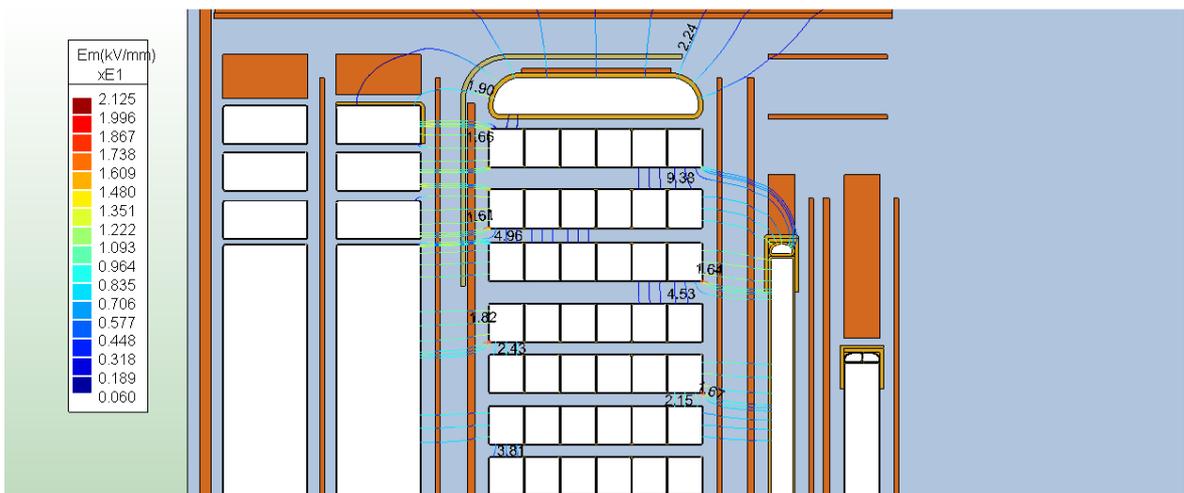
$$E_{p\_aceite} = k \cdot 18 \cdot d^{-n} = 2 \cdot 18 \cdot 9^{-0.37} = 15.97 \text{ kV/mm} \quad (9.2)$$

$$E_{max\_aceite} = \frac{134 \text{ kV}}{9 \text{ mm}} = 14.9 \text{ kV/mm} < E_{p\_aceite} \quad (9.3)$$

La rigidez dieléctrica máxima entre los discos siempre es menor que el valor de la rigidez dieléctrica admisible del aceite y por lo tanto el aceite de los canales de separación entre los discos soporta las sobretensiones provocadas por el impulso de tensión de la onda plena y de la onda cortada.



**Fig. 9.11. Distribución de la tensión durante el ensayo de choque aplicado en el terminal *TS(AT)* en el instante de tiempo en que el estrés dieléctrico máximo se produce en el primer canal radial de aceite entre discos.**



**Fig. 9.12. Líneas del campo eléctrico y factores de seguridad en los canales de aceite durante el ensayo de choque aplicado en el terminal *TS(AT)* en el instante de tiempo en que el estrés dieléctrico máximo se produce en el primer canal radial de aceite entre discos.**

Finalmente, aplicando el modelo de elementos finitos, se analiza la distribución del campo eléctrico y se evalúan los coeficientes de seguridad para el peor caso de los ensayos dieléctricos estudiados. Según la Tabla 9.I, el peor caso corresponde a la posición *MD* cuando el transformador está sometido al impulso de tensión de la onda cortada. Por lo tanto, el análisis del campo eléctrico se centra en los resultados obtenidos a los 6.1  $\mu$ s de la simulación del ensayo de choque de la onda cortada para la posición *MD* que corresponde al instante de tiempo cuando se produce el estrés máximo en el primer canal radial de aceite.

Las líneas equipotenciales del campo eléctrico se muestran en la Fig. 9.11 y la intensidad del campo eléctrico se detalla en la Fig. 9.12. Los factores de seguridad que se alcanzan en los canales de aceite, los cuales se obtienen con (6.6), se pueden comprobar por medio de las líneas del campo eléctrico como se muestra en la Fig. 9.12.

### 9.1.2 Interacción eléctrica del transformador *TrafoCore\_1* con el sistema de potencia

A continuación se presenta los resultados de la aplicación práctica sobre la interacción eléctrica entre el transformador *TrafoCore\_1* y el sistema de potencia. En este caso de estudio, se analiza la respuesta temporal del transformador y se calcula los coeficientes de severidad tanto, en el dominio de la frecuencia (*FDSF*), como en el dominio del tiempo (*TDSF*), durante la desconexión del transformador del sistema de potencia a través de la apertura de un *VCB*, evaluando la influencia de los parámetros del dispositivo de conmutación. Para ello, la configuración del sistema de potencia de la Fig. 2.2 que consiste de una fuente de tensión de valor  $60/\sqrt{3}$  kV, un *VCB* y el transformador trifásico *TrafoCore\_1*, se implementa para realizar este estudio.

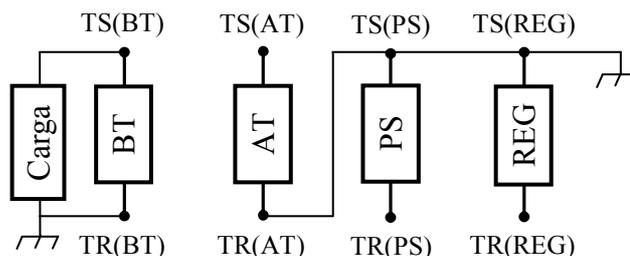
Para modelar el sistema de potencia se utiliza el circuito de la Fig. 8.23 donde la carga se sustituye por el modelo terminal del transformador. Las conexiones de los terminales del transformador se pueden ver en la Fig. 9.13, donde el terminal *TS(AT)* está conectado al sistema eléctrico. Los terminales *TR(AT)*, *TS(PS)*, *TS(REG)* y *TR(BT)* están conectados a tierra, mientras que los terminales *TR(PS)* y *TR(REG)* son puntos fluctuantes. El terminal *TS(BT)* está conectado a la carga inductiva cuyo valor elegido es de 0.2 H.

Para analizar la capacidad de los coeficientes *FDSF* y *TDSF*, se simula la desconexión del transformador a través de la operación de apertura de un *VCB*. En este caso, los parámetros característicos del *VCB* están definidos por  $B = 3.4$  kV,  $C = -3.4e10$  A/s<sup>2</sup>,  $D = 255$  A/μs y tomando como aplicación práctica cuatro valores diferentes del parámetro *A* como se muestra en la Tabla 9.II. La corriente de corte se establece con un valor de 3 A y el instante de tiempo de la orden de apertura del *VCB* es  $t_o = 1.1$  ms.

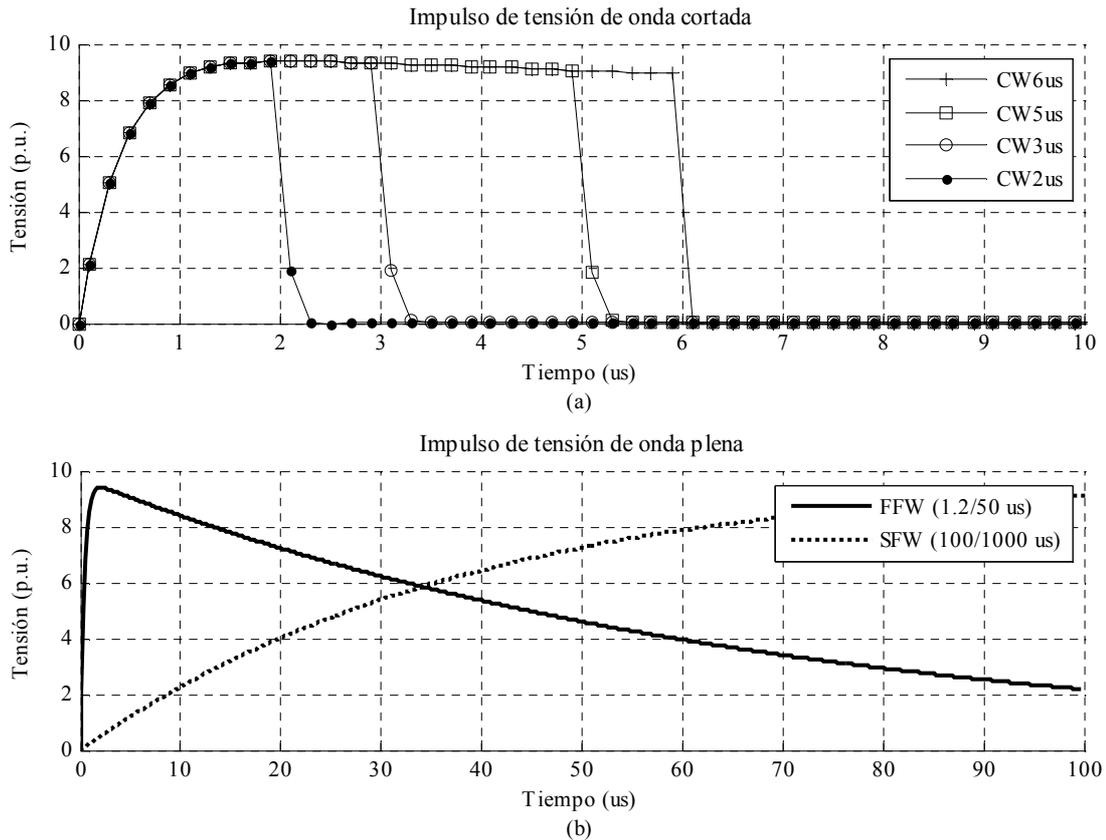
Primero se obtiene la distribución de la tensión transitoria a lo largo de los devanados del transformador debido a los ensayos dieléctricos aplicando los diferentes impulsos de tensión tipo rayo de la Fig. 9.14 usando el modelo interno detallado.

**Tabla 9.II. Valores de la recuperación de la rigidez dieléctrica del *VCB***

Interruptor (VCB)	SW1	SW2	SW3	SW4
A (V/μs)	20	50	70	80



**Fig. 9.13. Conexiones de los terminales del transformador *TrafoCore\_1*.**



**Fig. 9.14.** Forma de onda de los impulsos de tensión tipo rayo de los ensayos dieléctricos aplicados al transformador *TrafoCore\_1* para el estudio de los factores de severidad: (a) Ondas cortadas en la cola con diferentes tiempos de corte. (b) Onda plena rápida (FFW) y onda plena lenta (SFW).

Una vez que se obtiene los resultados de las simulaciones de los ensayos dieléctricos, se calcula la densidad espectral de energía, la caída de tensión a tierra de los nodos y la caída de tensión entre los discos del devanado *AT* para cada ensayo dieléctrico.

La densidad espectral de energía de cada ensayo dieléctrico calculada en el terminal *TS(AT)* y la envolvente de la densidad espectral de energía de los ensayos dieléctricos se ilustran en la Fig. 9.15. La tensión máxima a tierra a lo largo del devanado *AT* para los ensayos dieléctricos y la envolvente de todos ellos se muestran en la Fig. 9.16.a. La caída de tensión máxima entre los discos del devanado *AT* para los ensayos dieléctricos y la envolvente de todos ellos se muestran en la Fig. 9.16.b.

A continuación se simula la desconexión del transformador a través de la apertura del *VCB*, teniendo en cuenta los diferentes valores de la recuperación de la rigidez dieléctrica del interruptor de acuerdo con la Tabla 9.II.

Primero se obtiene la forma de onda de la tensión transitoria que alcanza al terminal *TS(AT)* durante la operación de apertura del *VCB* usando el modelo terminal del transformador que está conectado al modelo del sistema de potencia. Después se calcula la distribución de la tensión interna a lo largo de los devanados considerando la tensión transitoria del terminal *TS(AT)* obtenida por el modelo terminal como la tensión de entrada en la simulación del modelo interno detallado del transformador.

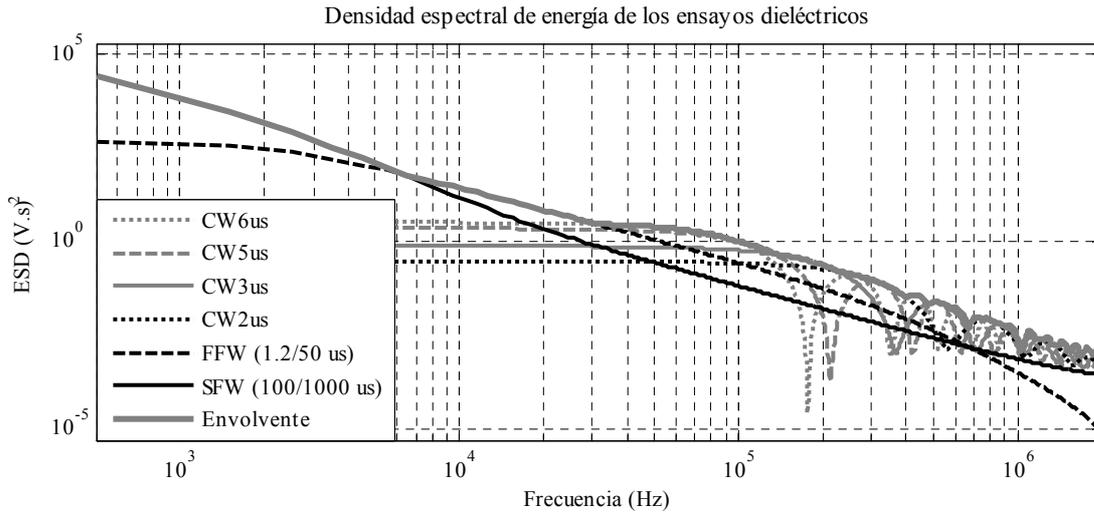


Fig. 9.15. Densidad espectral de energía en el terminal *TS(AT)* de cada ensayo dieléctrico y la envolvente de la densidad espectral de energía de los ensayos dieléctricos.

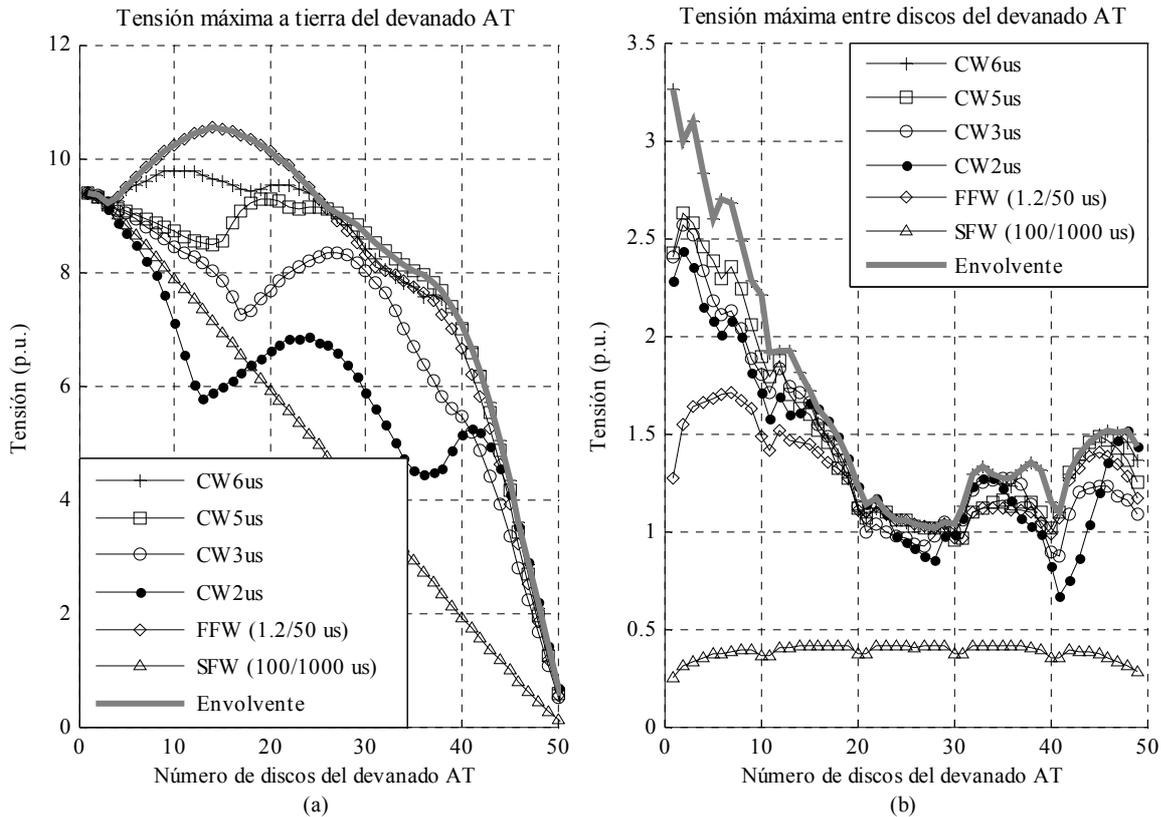
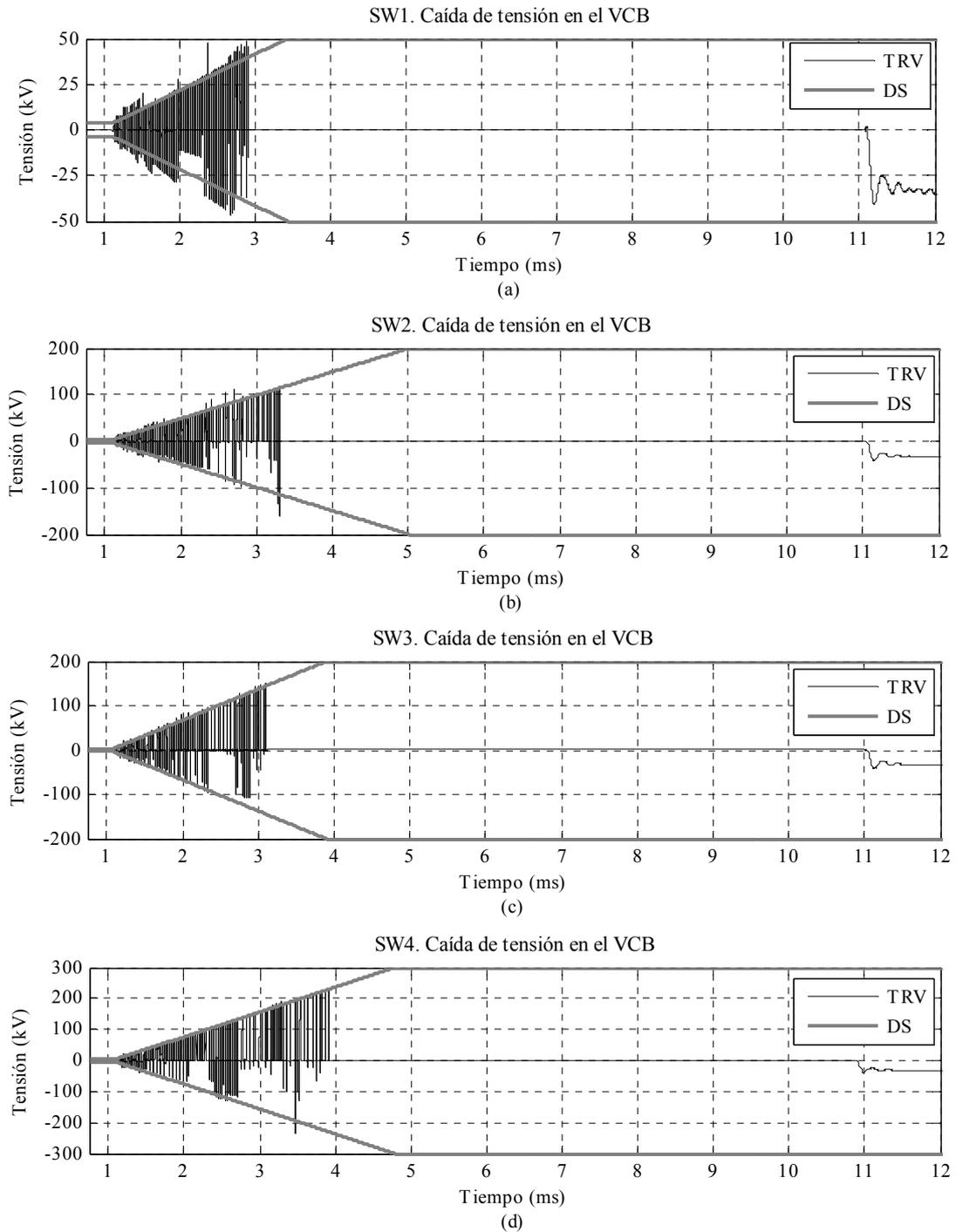


Fig. 9.16. (a) Tensión máxima a tierra a lo largo del devanado *AT* para los ensayos dieléctricos y la envolvente de los ensayos dieléctricos. (b) Caída de tensión máxima entre los discos del devanado *AT* para los ensayos dieléctricos y la envolvente de los ensayos dieléctricos.

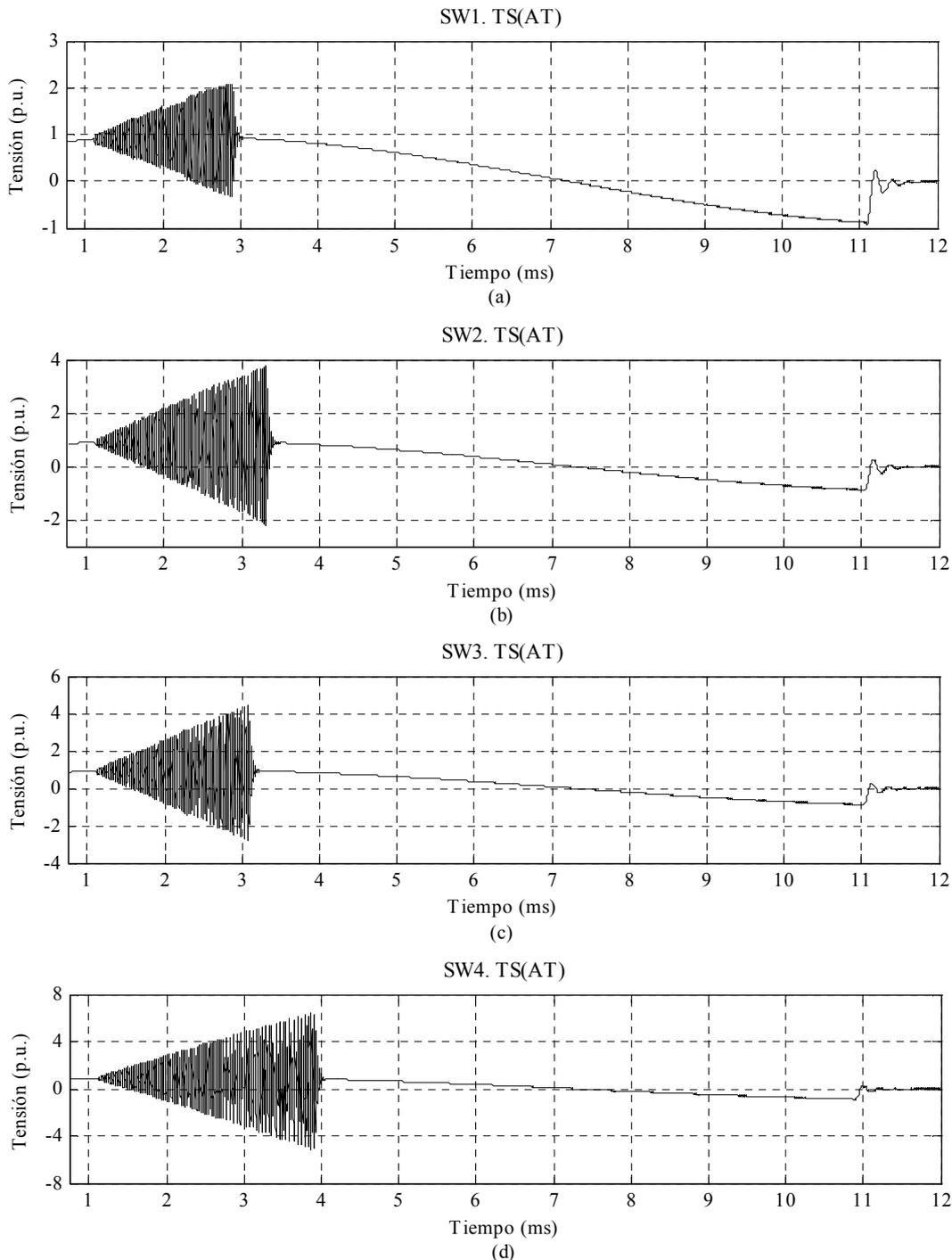
Algunos resultados numéricos interesantes se muestran en las siguientes figuras. La caída de tensión transitoria entre los contactos del *VCB* durante la apertura de cada interruptor se muestra en la Fig. 9.17. Se puede observar que las sobretensiones soportadas por los contactos del *VCB* debido al fenómeno de los reencendidos son diferentes para cada *VCB*.

La forma de onda de la tensión transitoria en el terminal  $TS(AT)$  durante la apertura de cada  $VCB$  utilizando el modelo terminal del transformador se muestra en la Fig. 9.18. La tensión transitoria en la mitad del devanado  $AT$  (en el nodo  $25^\circ$ ), obtenido con el modelo interno detallado del transformador durante la apertura de cada  $VCB$  se muestra en la Fig. 9.19.

En cada conmutación, se observa que el comportamiento del transformador es distinto ya que las sobretensiones transitorias a la entrada del devanado  $AT$  son diferentes.



**Fig. 9.17.** Caída de tensión transitoria en los contactos del  $VCB$  durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.



**Fig. 9.18. Distribución de la tensión transitoria en el terminal  $TS(AT)$  durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.**

Los resultados de gran interés se muestran en las siguientes figuras, donde se puede realizar la comparación de los resultados de cada conmutación con los resultados de los ensayos dieléctricos, analizando los factores de severidad ( $FDSF$  y  $TDSF$ ).

Primero se realiza el estudio en el dominio de la frecuencia analizando la densidad espectral de energía y el coeficiente  $FDSF$ . La densidad espectral de energía de la envolvente de los ensayos dieléctricos de la Fig. 9.15 y la densidad espectral de energía en el terminal  $TS(AT)$  asociado al transitorio debido a la apertura de cada interruptor se comparan en la Fig. 9.20.

Con el fin de evaluar el nivel de severidad en el dominio de la frecuencia implicada en la información de la Fig. 9.20, desde el punto de vista de los fallos dieléctricos, se obtiene el coeficiente  $FDSF$  para cada frecuencia en el terminal  $TS(AT)$  durante la operación de apertura de cada conmutación como se muestra en la Fig. 9.21. Se observa que en los transitorios de todas las conmutaciones estudiadas, la energía asociada en torno a la frecuencia de 250 kHz es superior que la energía asociada a los ensayos dieléctricos y por lo tanto el coeficiente  $FDSF$  indica peligrosidad ( $FDSF > 1$ ) para estas frecuencias.

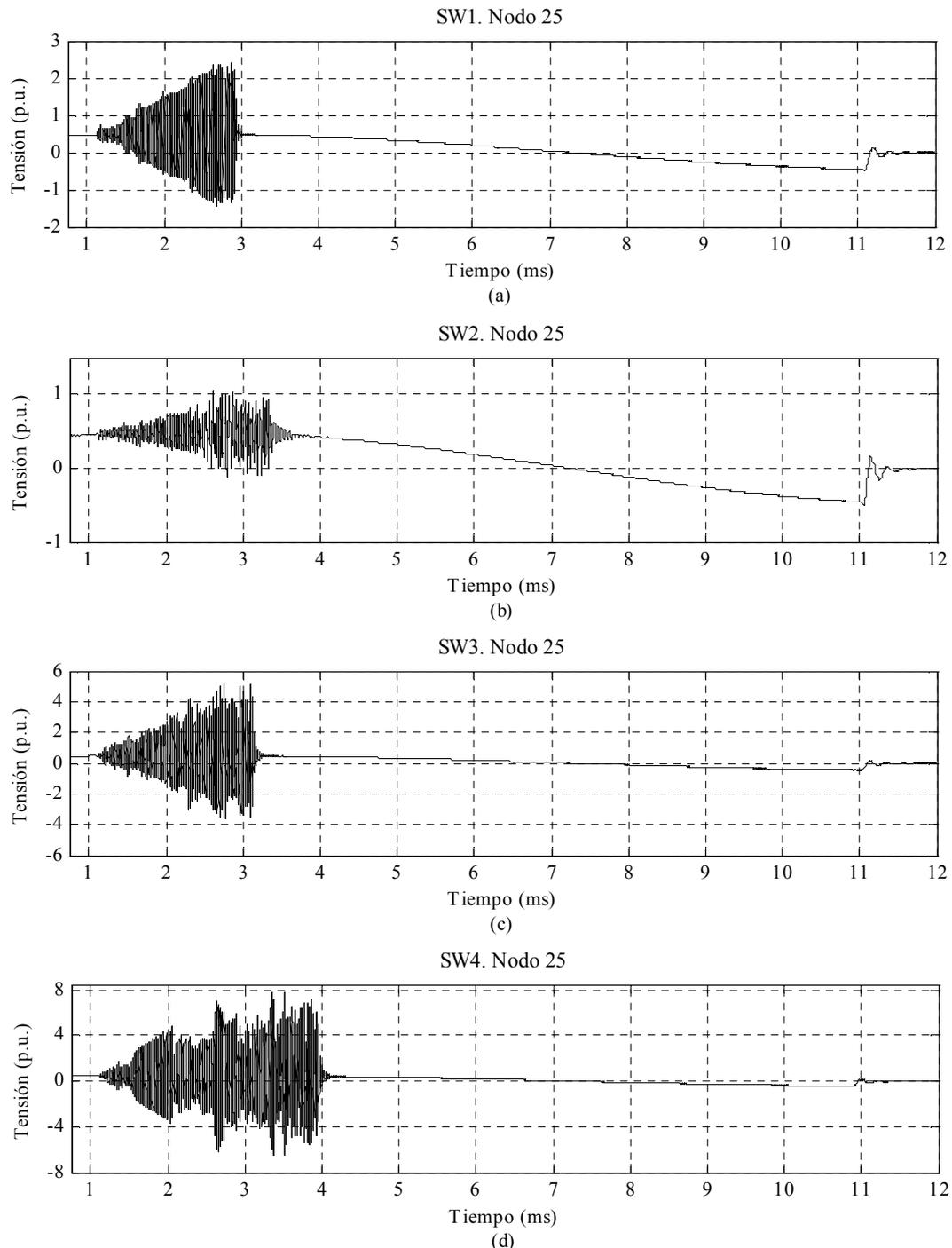
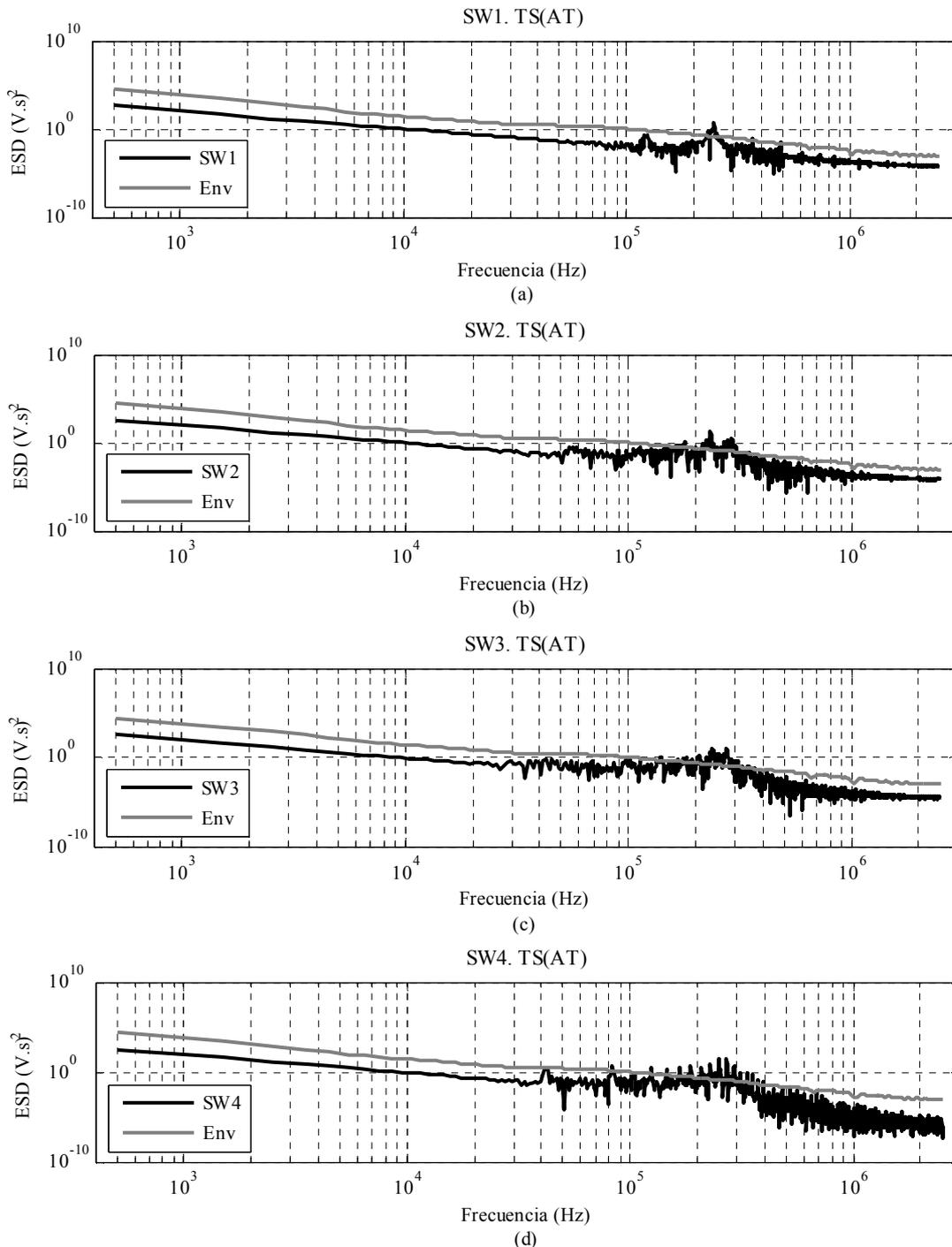


Fig. 9.19. Distribución de la tensión transitoria en el nodo 25° durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.



**Fig. 9.20. Densidad espectral de energía en el terminal  $TS(AT)$  durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.**

También se puede analizar el coeficiente  $FDSF$  en cualquier nodo interno del transformador. La densidad espectral de energía y el coeficiente  $FDSF$  en el nodo  $25^\circ$  durante la operación de apertura de cada interruptor se muestra en la Fig. 9.22 y Fig. 9.23, respectivamente.

Finalmente, en la Fig. 9.24 se recoge los valores máximos de los coeficientes  $FDSFs$  calculados en cada nodo interno del devanado  $AT$  durante la apertura de cada  $VCB$ . Se observa que el valor máximo de los coeficientes  $FDSFs$  es prácticamente constante a lo largo del devanado, detectando peligrosidad en todos los nodos internos del devanado  $AT$ . El

factor *FDSF* indica que existe alguna frecuencia de la onda transitoria de conmutación cuya energía asociada es superior que la energía asociada a los ensayos dieléctricos, la cual puede provocar el deterioro o fallo del sistema de aislamiento. El coeficiente *FDSF* se puede considerar como un parámetro global ya que no indica el punto interno del devanado donde se puede producir este fallo. Para detectar el lugar donde se puede producir este fallo es necesario calcular el coeficiente *TDSF*.

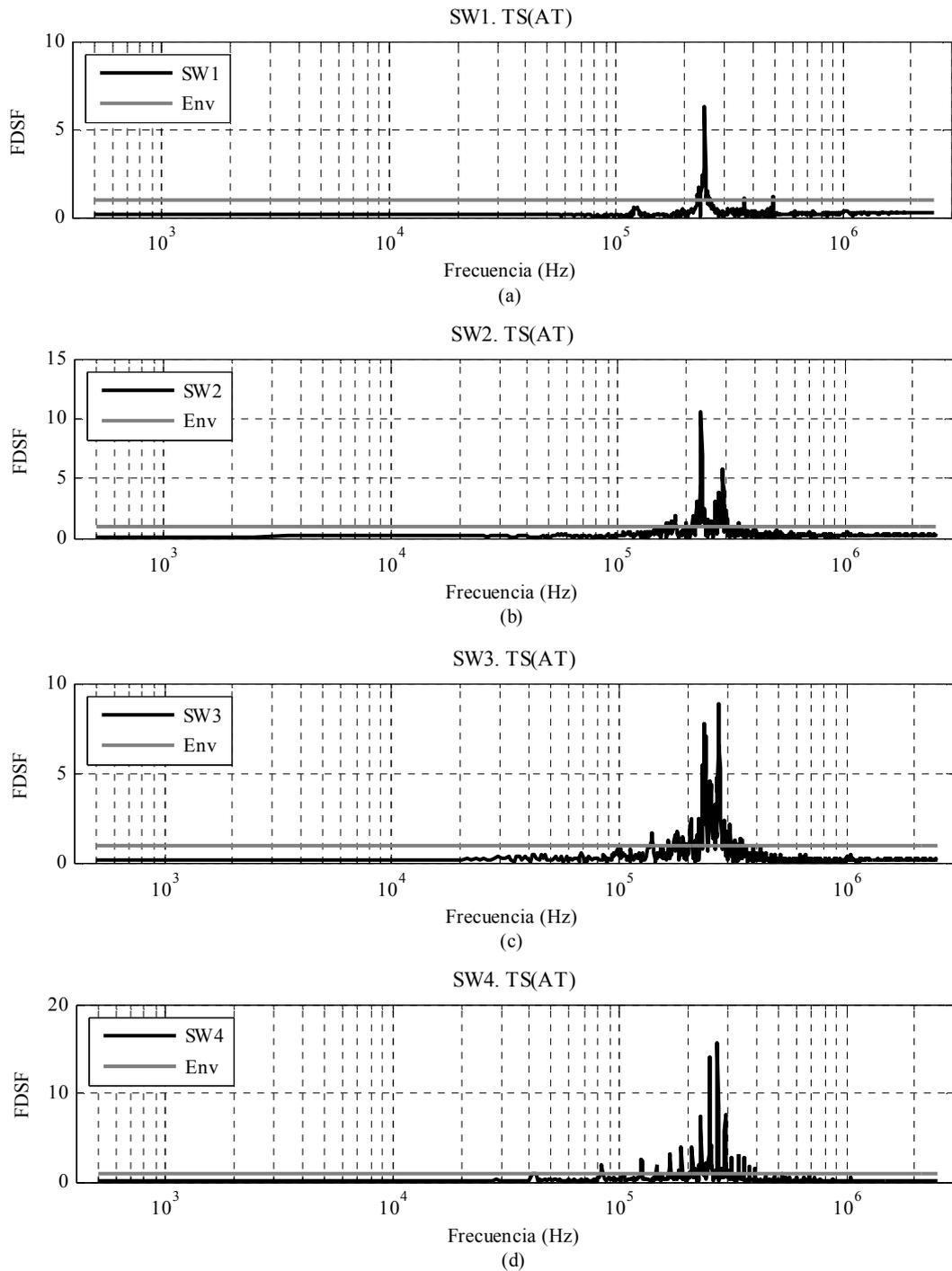
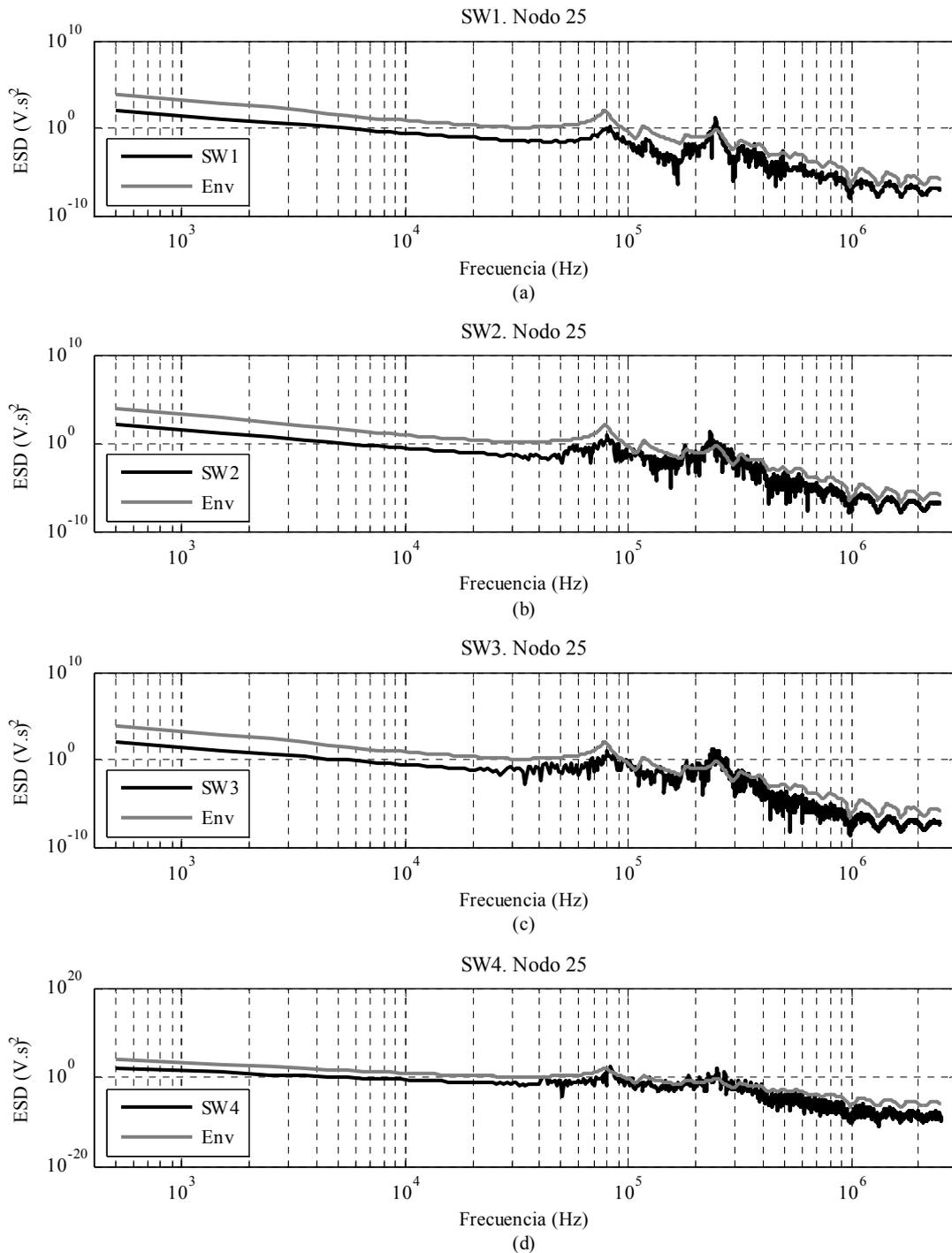
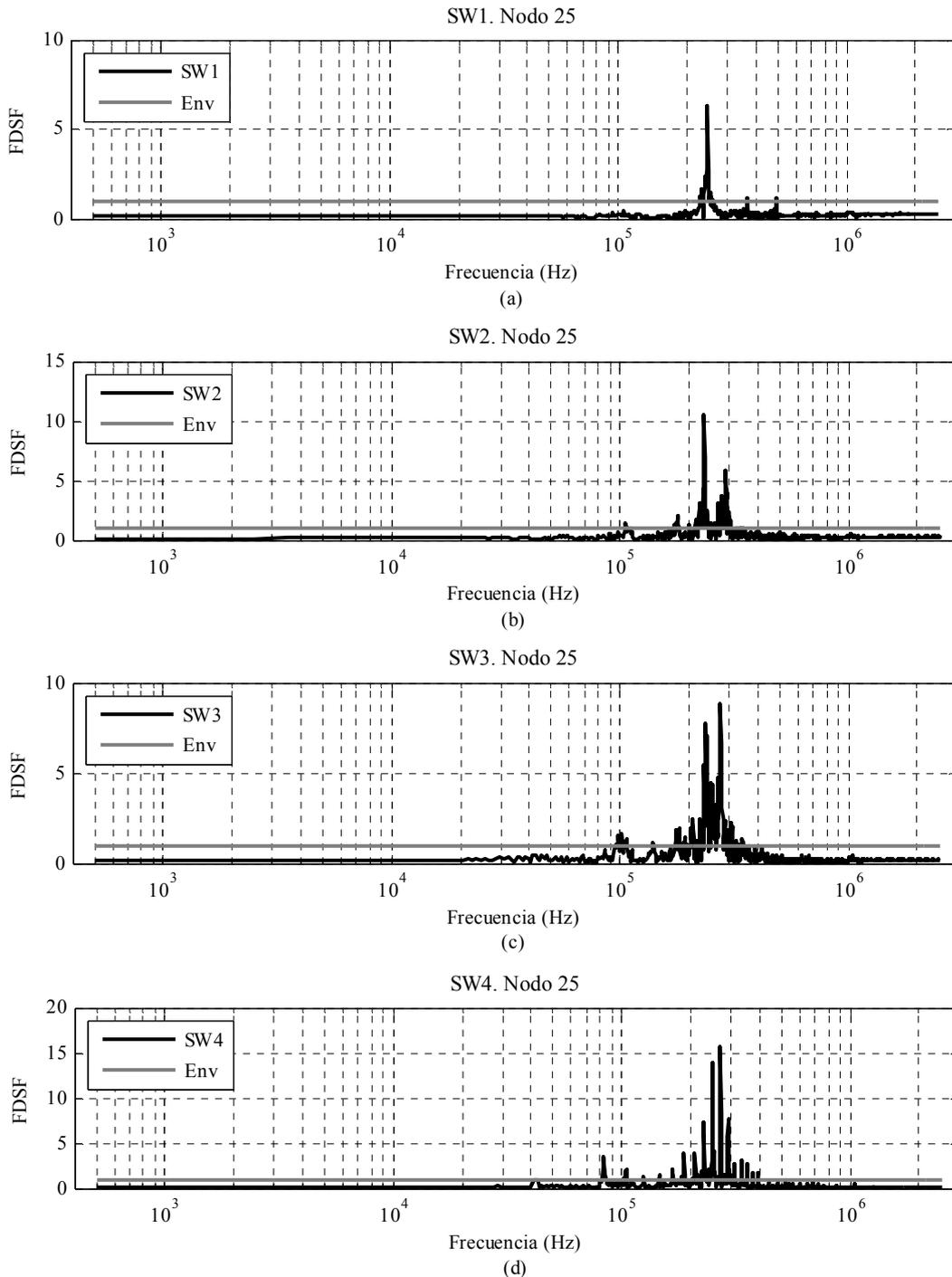


Fig. 9.21. Coeficiente *FDSF* del terminal *TS(AT)* durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.



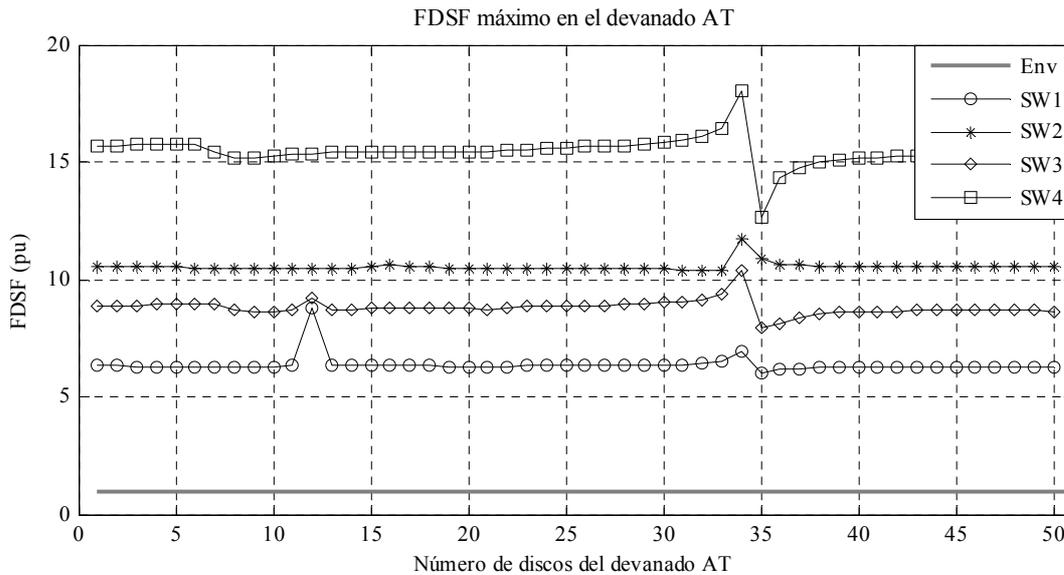
**Fig. 9.22.** Densidad espectral de energía en el nodo 25° durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.

A continuación se realiza el estudio en el dominio del tiempo analizando los coeficientes *TDSFs*. La distribución de la tensión transitoria máxima a tierra a lo largo del devanado *AT* durante la operación de apertura de cada *VCB* y la envolvente de las tensiones máximas a tierra en los ensayos dieléctricos de la Fig. 9.16.a se comparan en la Fig. 9.25.a. Con el fin de evaluar el nivel de severidad soportado por el aislamiento entre el devanado *AT* y las estructuras conectadas a tierra se calcula los coeficientes *TDSFs* a partir de la información de la Fig. 9.25.a. Así, la Fig. 9.25.b muestra los valores de los coeficientes *TDSFs* para cada operación de conmutación.



**Fig. 9.23. Coeficiente  $FDSF$  del nodo  $25^\circ$  durante la operación de apertura de los interruptores: (a) SW1, (b) SW2, (c) SW3, (d) SW4.**

El comportamiento de la caída de tensión máxima a través del aislamiento entre los discos enfrentados a lo largo de devanado  $AT$  durante la operación de apertura de las distintas conmutaciones consideradas se recoge en la Fig. 9.26.a, así como la envolvente de los ensayos dieléctricos estándar de la Fig. 9.16.b. Para evaluar el nivel de severidad implicada en la información de la Fig. 9.26.a, desde el punto de vista de los fallos dieléctricos, se muestra los valores de los factores  $TDSFs$  para cada operación de apertura en la Fig. 9.26.b.



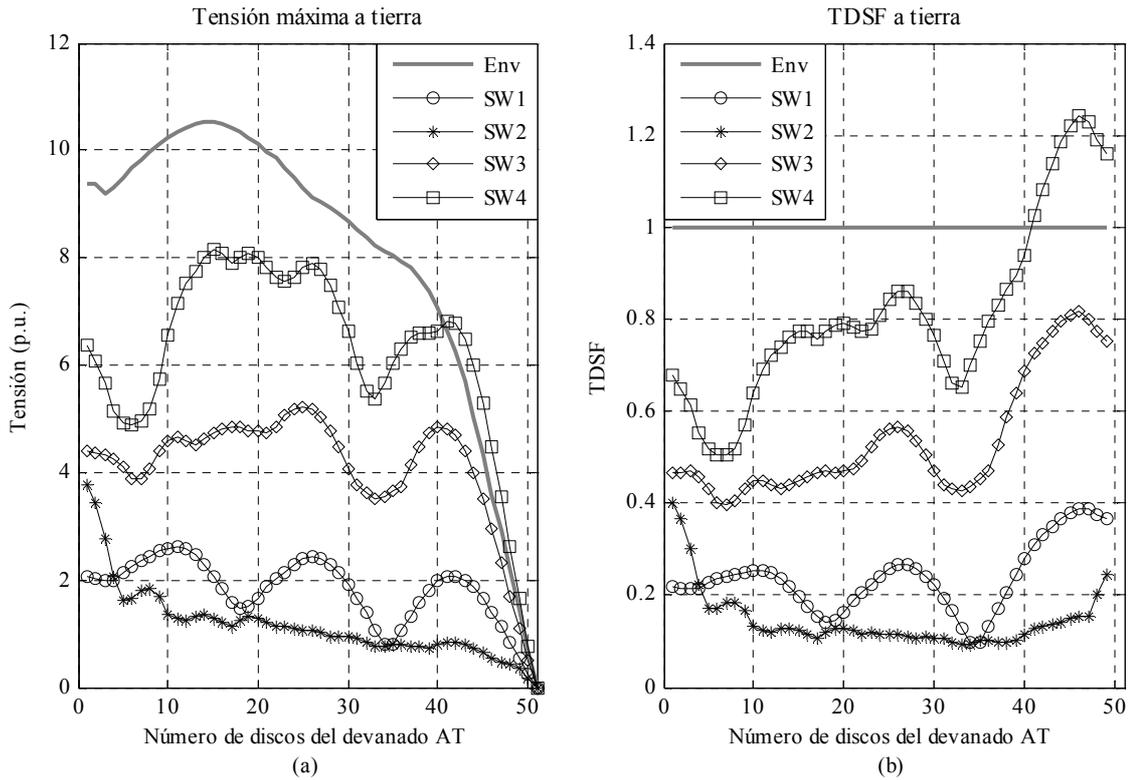
**Fig. 9.24. Coeficiente *FDSF* máximo a lo largo del devanado *AT* durante la apertura de cada *VCB* y el coeficiente *FDSF* de la envolvente de los ensayos dieléctricos.**

A partir de la Fig. 9.25 y de la Fig. 9.26, se aprecia que en función de los valores del parámetro de la recuperación de la rigidez dieléctrica del *VCB*, existe una interacción transitoria eléctrica entre el transformador y el sistema de potencia con un margen de seguridad aceptable ( $TDSF < 1$ ) en la conmutación *SW1* y *SW2*. Sin embargo, el margen de seguridad se supera ( $TDSF > 1$ ) durante la conmutación *SW3* y *SW4*.

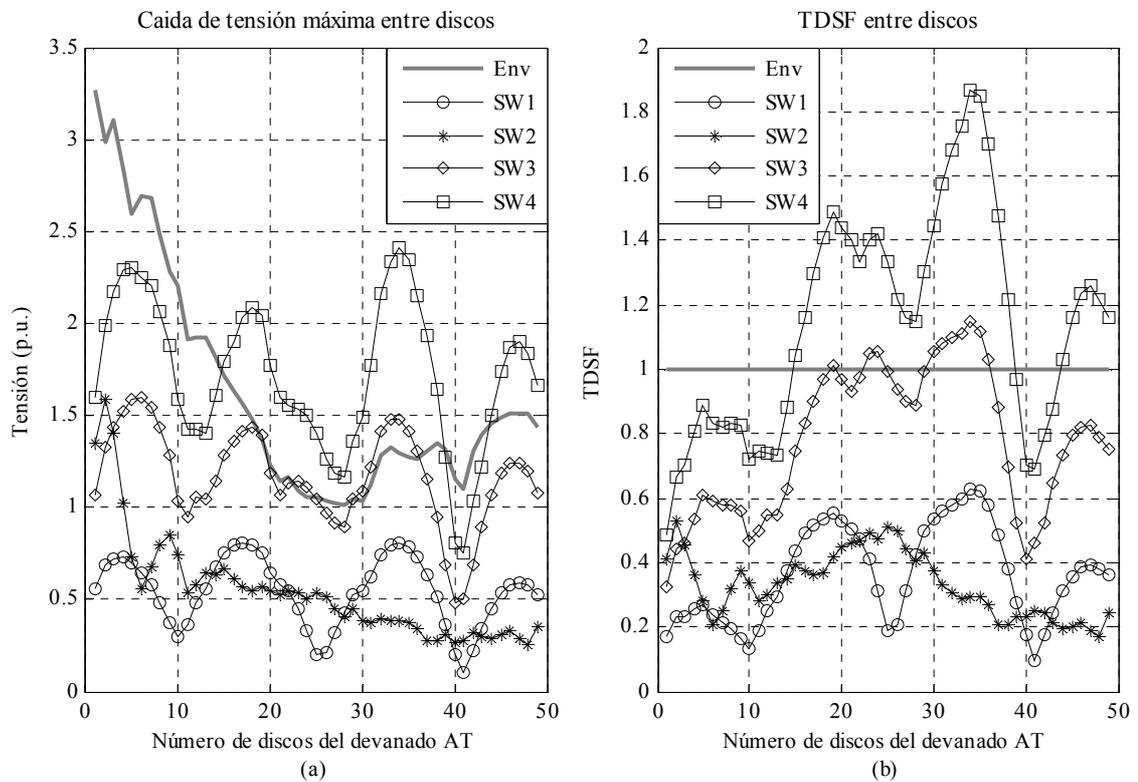
A partir de los resultados obtenidos se aprecia que el coeficiente *FDSF* es muy conservador, ya que detecta peligrosidad en todas las conmutaciones consideradas pero no quiere decir que para todos los casos estudiados se produzca el deterioro del sistema de aislamiento en algún punto interno del devanado como indica el coeficiente *TDSF*, el cual sólo detecta peligrosidad en la conmutación del interruptor *SW3* y *SW4*.

En el dominio de la frecuencia se hace un estudio de las frecuencias de muestreo de la onda transitoria de entrada obteniendo la respuesta del transformador para cada frecuencia, es decir se obtiene la respuesta del transformador cuando se inyecta una onda senoidal con el valor de cada frecuencia muestreada. Cuando se aplica el coeficiente *FDSF*, este factor evalúa la peligrosidad de cada onda senoidal muestreada por separado. Sin embargo, cuando se realiza el análisis en el dominio del tiempo, las respuestas de todas las frecuencias muestreadas se superponen y la amplitud resultante puede ser menor y el riesgo del fallo del sistema de aislamiento se puede reducir por lo que el coeficiente *TDSF* no detecta peligro internamente como ocurre en la conmutación del interruptor *SW1* y *SW2*.

Por otra parte, estos resultados son importantes ya que informan de que el transformador puede estar bien diseñado por el fabricante para soportar los ensayos dieléctricos estándar, pero no podría garantizarse para las tensiones transitorias producidas en la conmutación de un interruptor que realiza una manipulación en el sistema de potencia. Para los casos considerados, esto está sucediendo entre los discos 29 y 36 para la conmutación del interruptor *SW3*, así como entre los discos 15 y 38 y entre los discos 40 y 50 para la conmutación del interruptor *SW4* como se observa en la Fig. 9.25 y en la Fig. 9.26.



**Fig. 9.25. (a) Tensión máxima a tierra a lo largo del devanado  $AT$  durante la apertura de cada  $VCB$  y el envoltorio de los ensayos dieléctricos a lo largo del devanado  $AT$  de la Fig. 9.16. (b) Coeficiente  $TDSF$  para la tensión máxima a tierra a lo largo del devanado  $AT$  durante la apertura de cada  $VCB$ .**



**Fig. 9.26. (a) Caída de tensión máxima a través del aislamiento entre los discos del devanado  $AT$  durante la apertura de cada  $VCB$  y la envoltorio de los ensayos dieléctricos de la Fig. 9.16. (b) Coeficiente  $TDSF$  para la caída de tensión máxima entre los discos del devanado  $AT$  durante la apertura de cada  $VCB$ .**

## 9.2 Aplicaciones prácticas del transformador Ficticio

Esta sección presenta varias aplicaciones prácticas con el fin de realizar las actividades para el *Grupo de Trabajo* de la *Cigré JWGA2/C4.39* [56]. Para este propósito, el *Grupo de Trabajo JWGA2C439* ha definido y creado un simple transformador llamado *Ficticio* de dos devanados, 100 MVA, 230 kV / 69 kV, cuya geometría se describe en este capítulo.

Se presenta un estudio para comparar los resultados obtenidos del modelo propuesto con once diferentes herramientas de cálculo de transitorios, pertenecientes a los miembros del *Grupo de Trabajo JWGA2C439*, cuando el transformador *Ficticio* está sometido al ensayo de choque. También se realiza un estudio cuando el transformador *Ficticio* está sometido a una onda oscilatoria con el fin de simular una sobretensión de conmutación. Se analiza la respuesta transitoria temporal a esta excitación y se estudia los factores de severidad (*FDSF* y *TDSF*).

Después, se modela la bobina de *Abetti* como una aplicación práctica para calcular su respuesta temporal con el fin de comprobar la exactitud del método de resolución de las ecuaciones diferenciales que utiliza el modelo propuesto y compararlo con los modelos de los demás miembros del *Grupo de Trabajo JWGA2C439*.

Finalmente se implementa un caso de estudio consistente del transformador *Ficticio* conectado al sistema de potencia a través de un *VCB*. En este caso, se estudia la respuesta temporal y se analizan los factores de severidad (*FDSF* y *TDSF*) durante la apertura del interruptor, evaluando la influencia de los parámetros del *VCB* cuando el devanado *BT* está en cortocircuito y en circuito abierto.

El transformador *Ficticio* y sus resultados se pueden utilizar en el futuro como punto de referencia para evaluar las herramientas de cálculo que usan los fabricantes durante el diseño de la estructura del aislamiento de los transformadores reales.

### 9.2.1 Descripción del transformador Ficticio

A continuación se describe las características eléctricas y los detalles constructivos del transformador *Ficticio* así como el modelado de los devanados.

#### 9.2.1.1 Características eléctricas

Las polaridades y las conexiones de una fase se muestran en la Fig. 9.27 y las principales características eléctricas del transformador *Ficticio* son:

- 60/80/100 MVA, ONAN/ONAF1/ONAF2
- 230/69 kV, YNd11, 60 Hz,  $U_z = 13\%$
- BIL del devanado AT: AC 460 kVef/ SI 850 kVcr/ LI 1050 kVr (Línea y Neutro)
- BIL del devanado BT: AC 140 kVef/ LI 325 kVcr
- $\pm 2 \times 2.5\%$  circuito cambiador de tomas del devanado AT

Tabla 9.III. Características de las tomas del transformador *Ficticio*

Taps	1	2	3	4	5
kV	241.50	235.75	230.00	224.25	218.50

Tabla 9.IV. Frecuencia límite superior de la discretización del transformador *Ficticio*

	Nº bloques	Nº espiras máximo / bloque	$L_{\max}$ del bloque (m)	$f_{\max}$ (MHz)
<i>BT</i>	46	10	26.389	0.71
<i>AT</i>	42	42	153.058	0.12

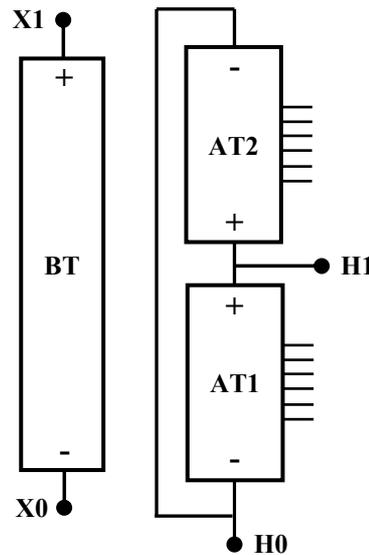


Fig. 9.27. Polaridades y conexiones de una fase del transformador *Ficticio*.

### 9.2.1.2 Detalles constructivos

El circuito magnético del transformador *Ficticio* es un núcleo de tres columnas con una sección transversal circular y la cuba es rectangular equipada con radiadores de placas para la refrigeración. Cada fase del transformador *Ficticio* está formada por dos devanados. El devanado de alta tensión (*AT*) es un arrollamiento de 1764 espiras repartidos en 84 discos con dos circuitos en paralelo (*AT1* y *AT2*). Los discos son de tipo *hisercap* con una rama alternada. El devanado *AT* tiene cinco posiciones de funcionamiento (*Taps*) como se detalla en la Tabla 9.III. El devanado de baja tensión (*BT*) es un arrollamiento de 433 espiras formado por 92 discos continuos.

### 9.2.1.3 Modelado de los devanados

Con el objetivo de modelar el transformador *Ficticio*, cada devanado se divide en varios bloques formados por pares de discos. De esta manera se obtienen 46 ramas en el devanado *BT* y 42 (21+21) ramas en el devanado *AT*. Aplicando (B.6), la frecuencia límite superior del modelo impuesta por esta discretización de los devanados es 120 kHz como se muestra en la Tabla 9.IV.

## 9.2.2 Comparación de los resultados del JWGA2/C4.39

Con el fin de llevar a cabo la comparación del modelo propuesto con las herramientas de cálculo de los distintos participantes del *Grupo de Trabajo JWGA2C439*, se realiza la simulación del ensayo de choque del transformador *Ficticio* aplicando un impulso tipo rayo de onda completa. Para este estudio, se definen cuatro variantes de acuerdo con la Fig. 9.28:

- Variante FT1: El impulso de tensión tipo rayo de 1050 kV de pico se aplica en *H1* con *H0*, *X1*, *X0* conectados a tierra y el devanado *AT* está en la posición *Tap 5*.
- Variante FT2: El impulso de tensión tipo rayo de 1050 kV de pico se aplica en *H0* con *H1*, *X1*, *X0* conectados a tierra y el devanado *AT* está en la posición *Tap 5*.
- Variante FT3: El impulso de tensión tipo rayo de 325 kV de pico se aplica en *X1* con *H1*, *H0*, *X0* conectados a tierra y el devanado *AT* está en la posición *Tap 5*.
- Variante FT4: El impulso de tensión tipo rayo de 325 kV de pico se aplica en *X0* con *H1*, *H0*, *X1* conectados a tierra y el devanado *AT* está en la posición *Tap 5*.

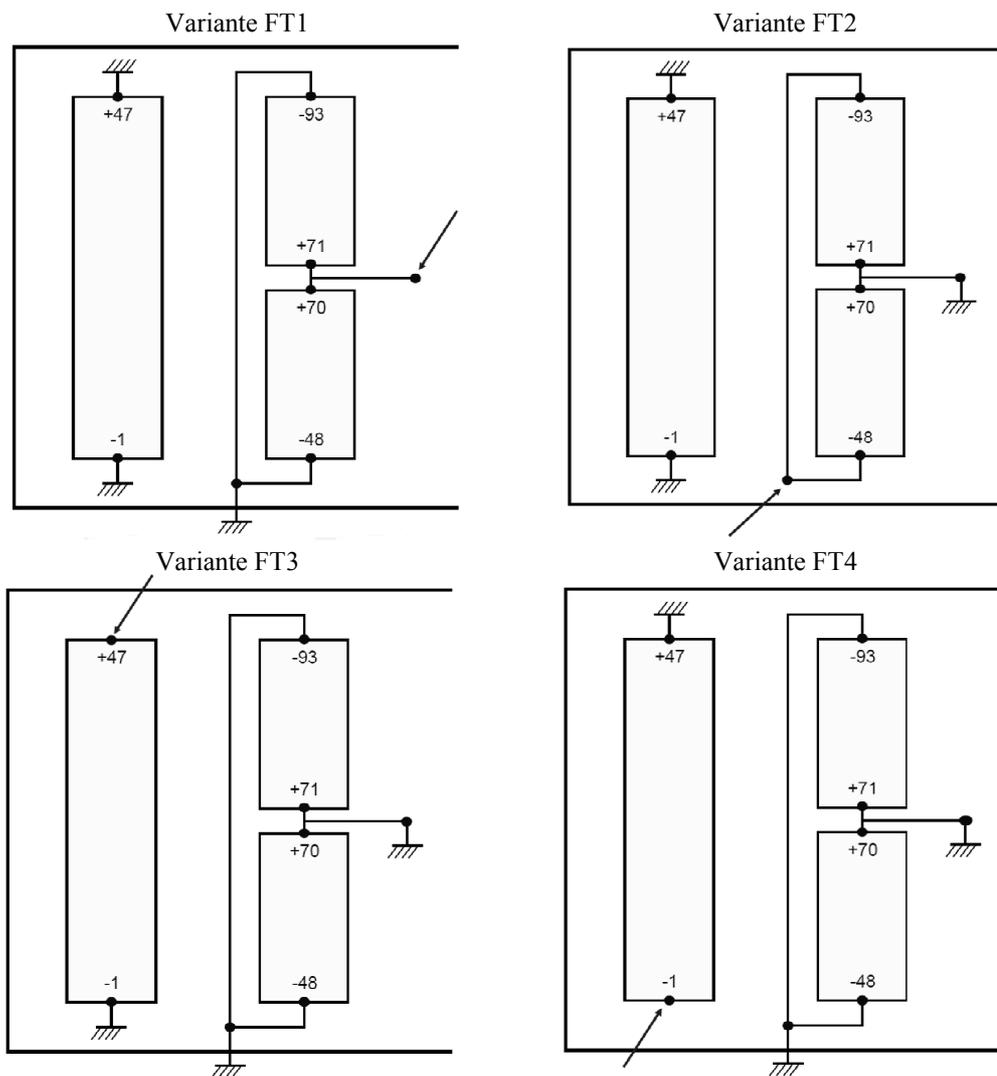


Fig. 9.28. Variantes de funcionamiento del transformador *Ficticio*.

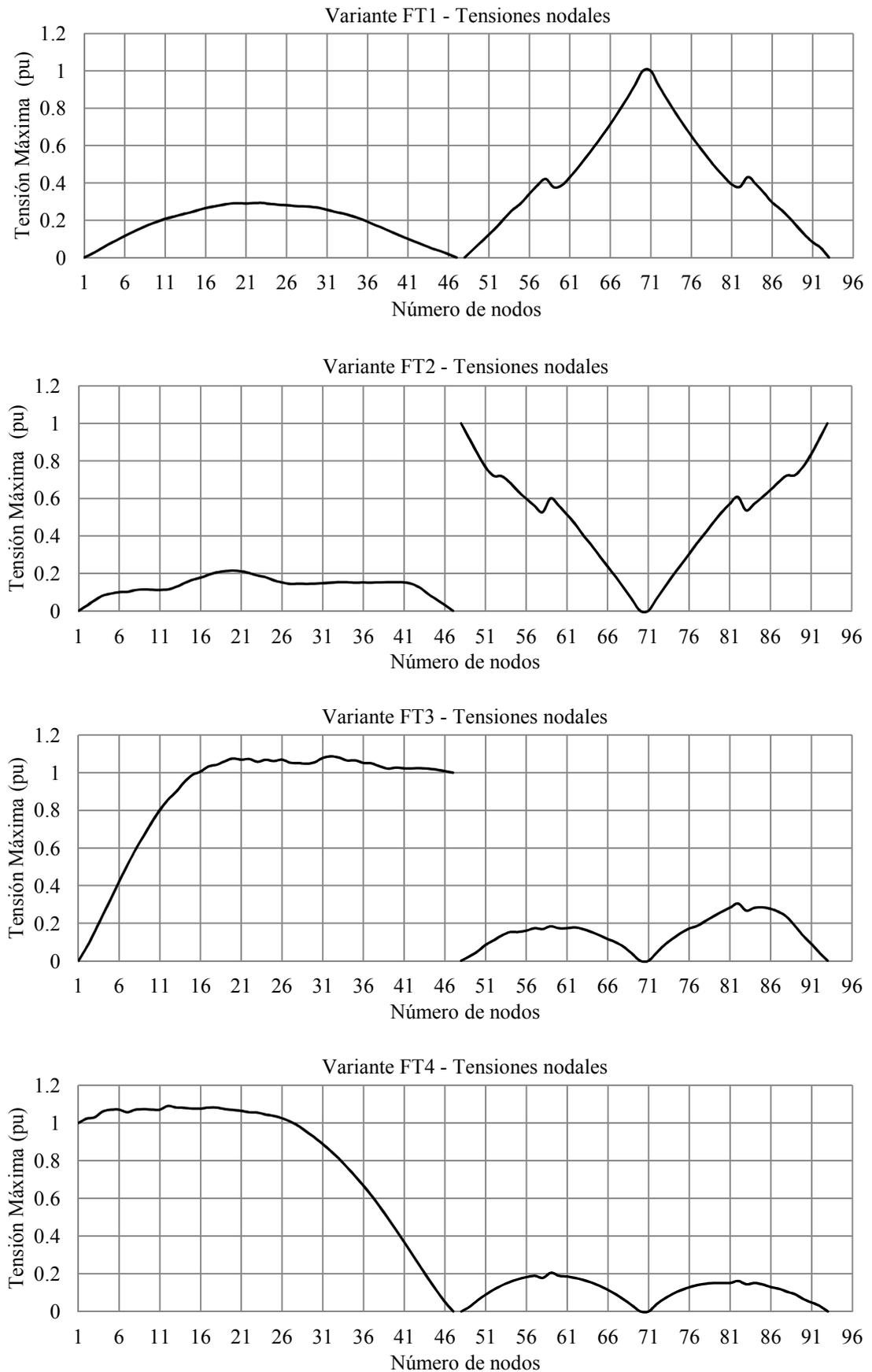


Fig. 9.29. Tensión máxima de los nodos del transformador *Ficticio* cuando está sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes del transformador.

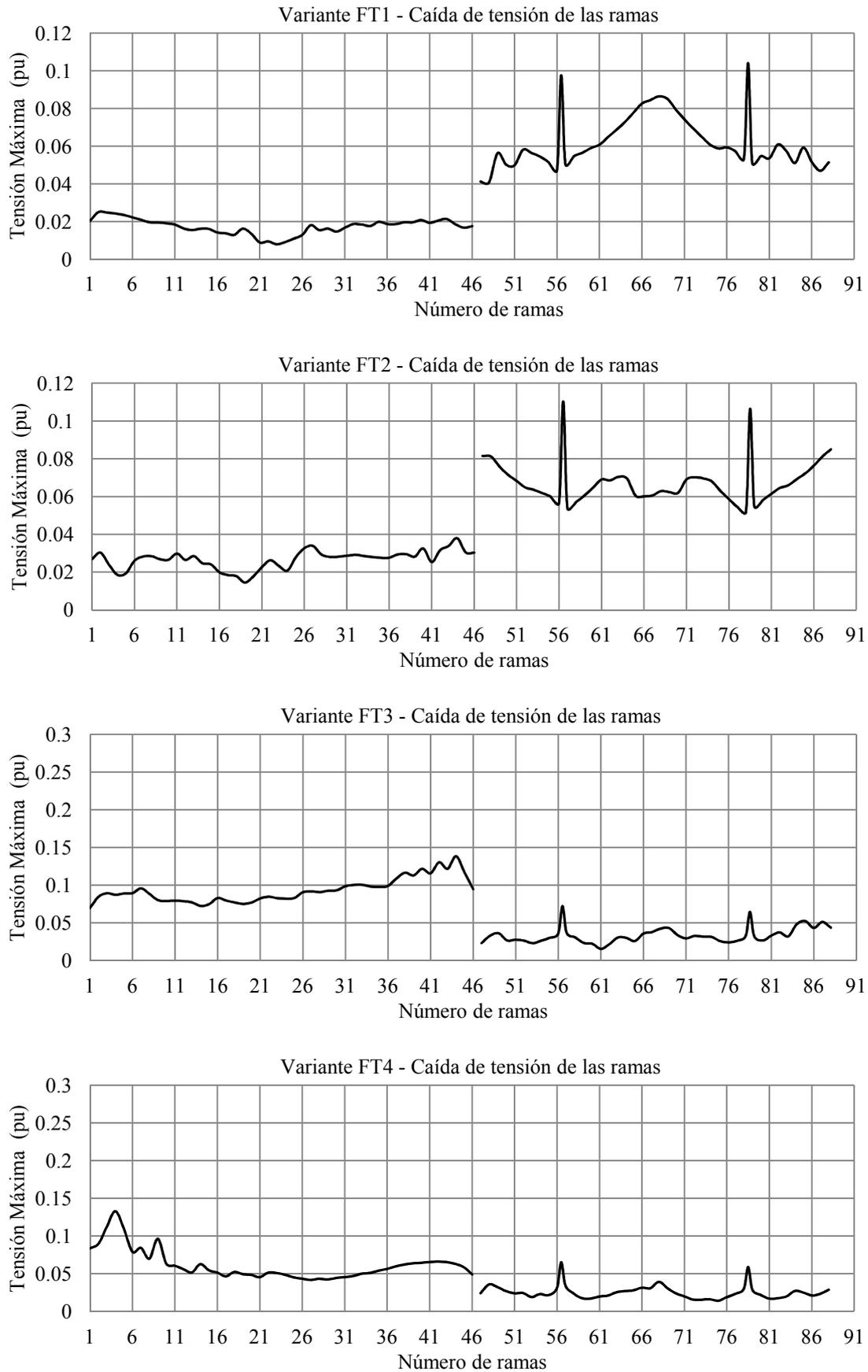


Fig. 9.30. Caída de tensión máxima de las ramas del transformador *Ficticio* cuando está sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes del transformador.

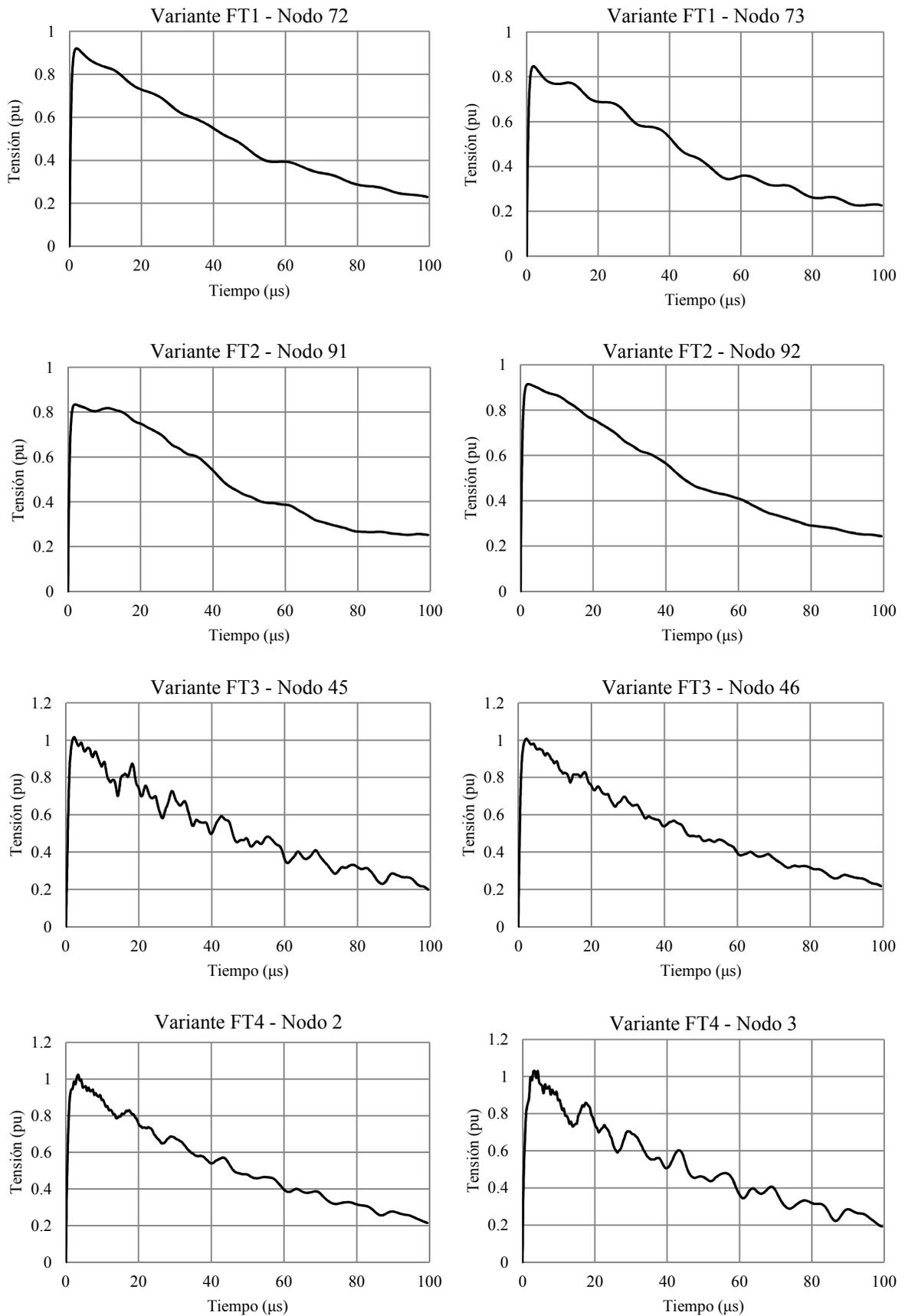


Fig. 9.31. Forma de onda de la tensión transitoria temporal de varios nodos del transformador *Ficticio* sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes.

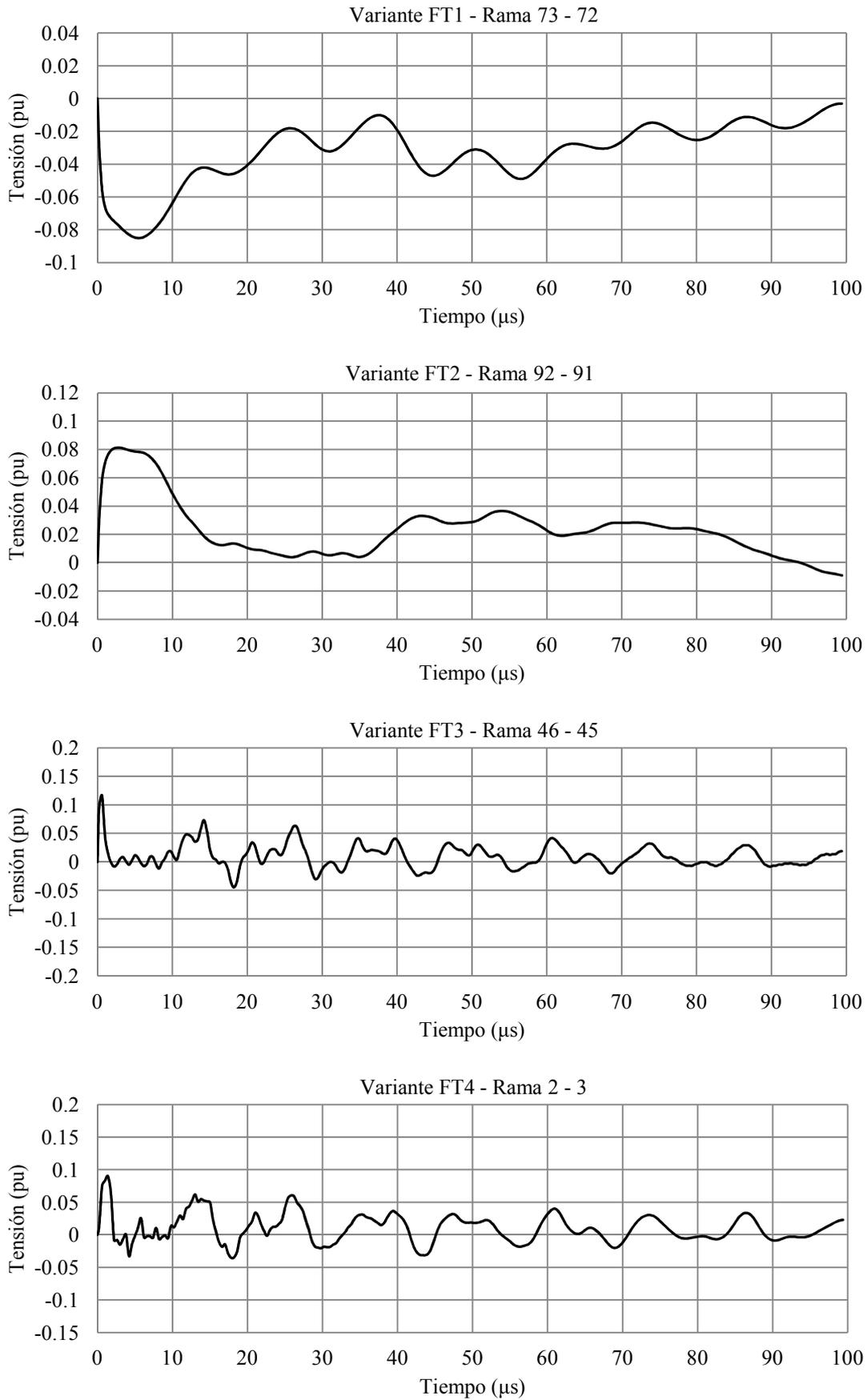
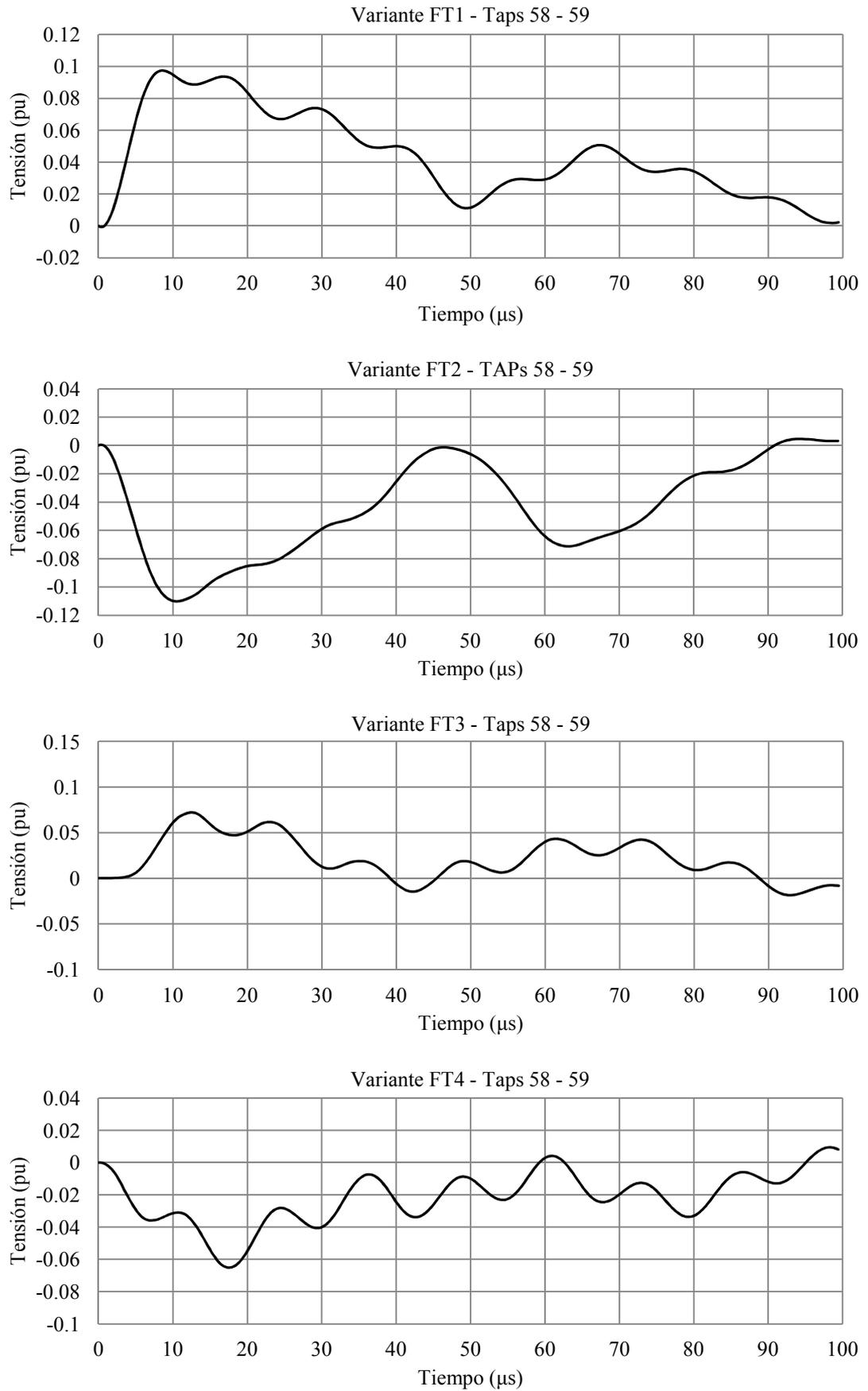
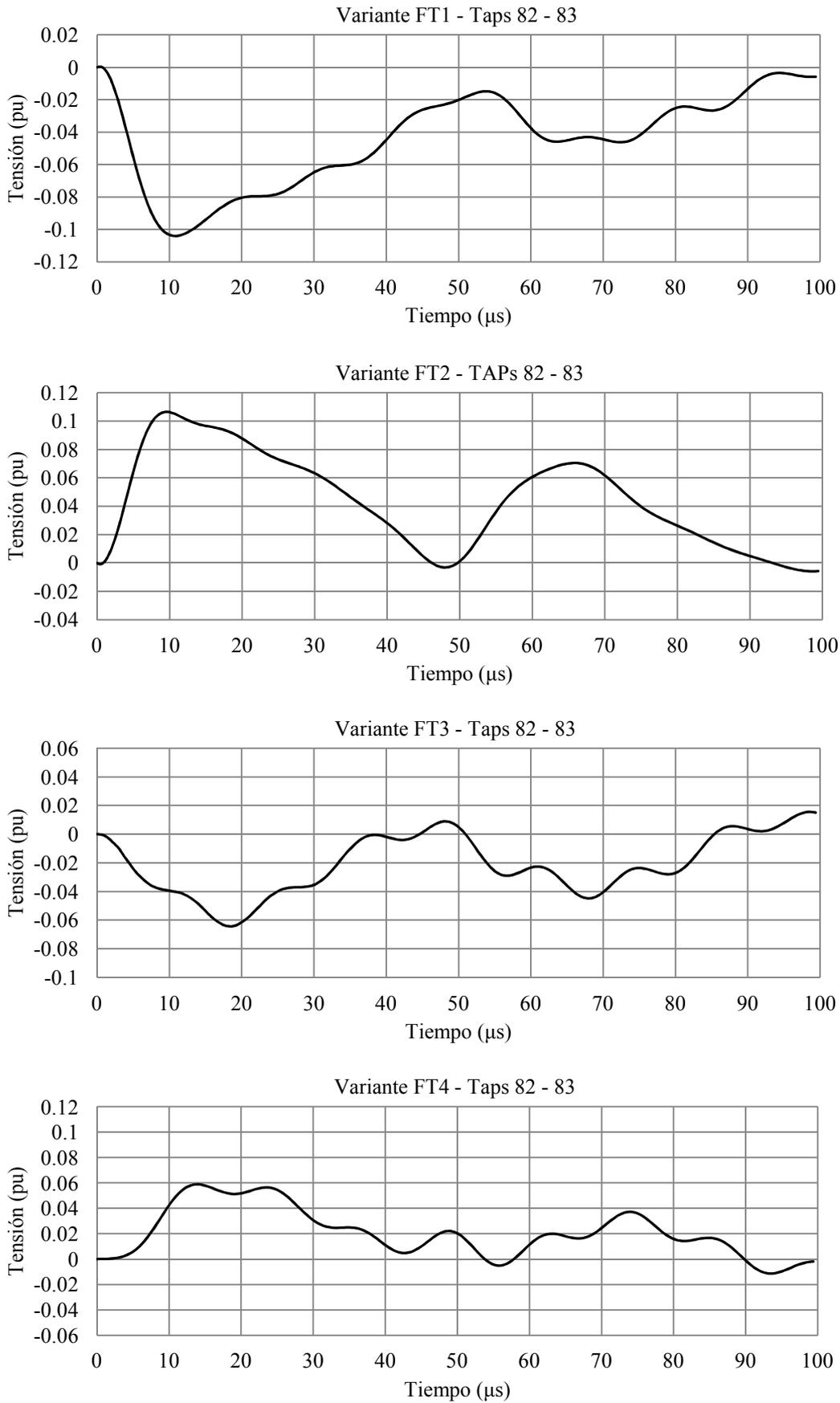


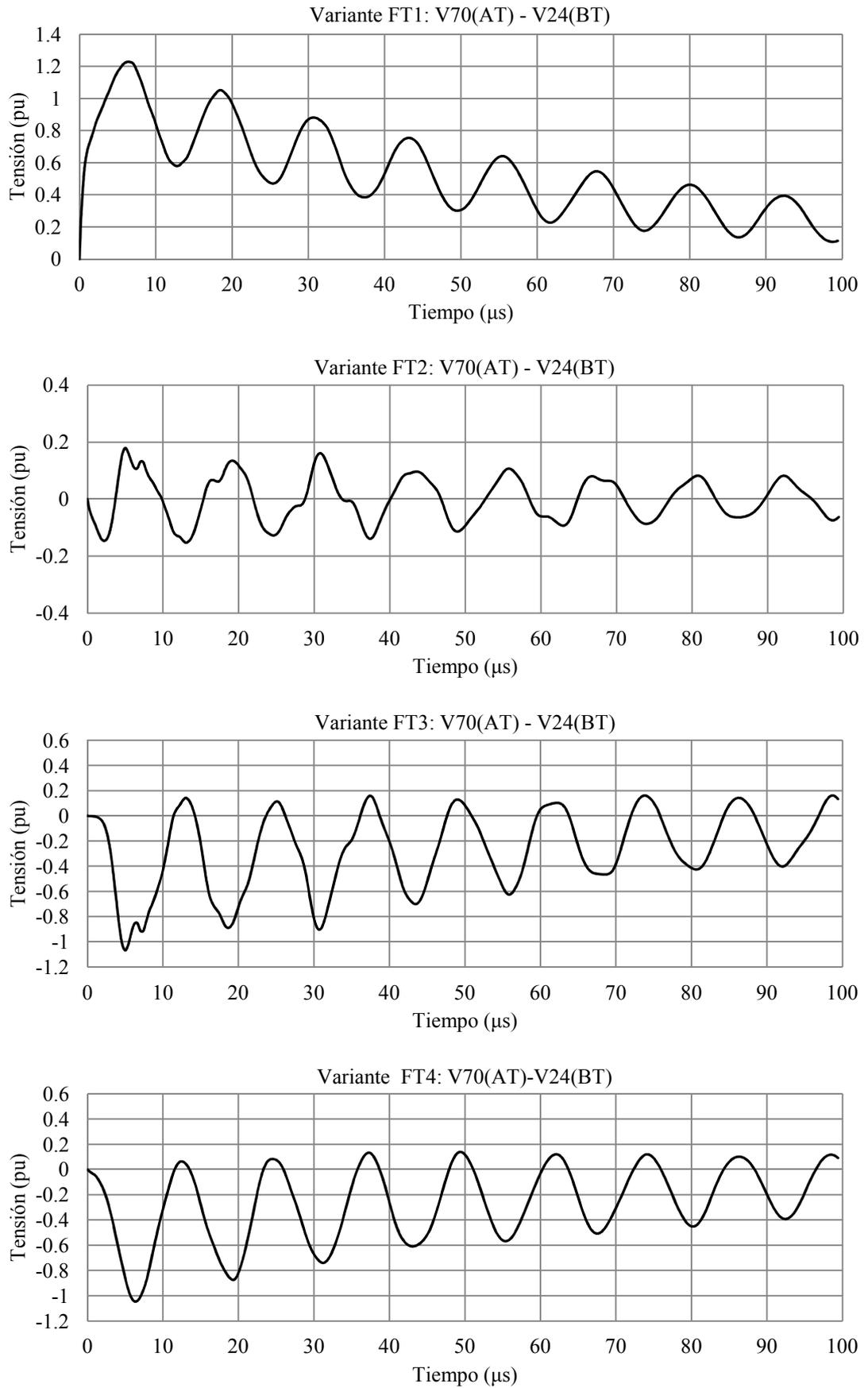
Fig. 9.32. Forma de onda de la caída de tensión transitoria de varias ramas del transformador *Ficticio* sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes.



**Fig. 9.33.** Forma de onda de la caída de tensión transitoria entre el Nodo 58 y 59 del transformador *Ficticio* sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes.



**Fig. 9.34.** Forma de onda de la caída de tensión transitoria entre el Nodo 82 y 83 del transformador *Ficticio* sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes.



**Fig. 9.35.** Forma de onda de la caída de tensión transitoria entre el Nodo 70 y 24 del transformador *Ficticio* sometido a un impulso de tensión tipo rayo de onda completa para las cuatro Variantes.

Para comparar los resultados de los diferentes participantes del *Grupo de Trabajo JWGA2C439*, todos los participantes usan el mismo impulso de tensión tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu\text{s}$ ) de onda plena definido en el Anexo H y se analiza los valores máximos de las tensiones en todos los nodos y en todas las ramas, así como la respuesta temporal de algunos nodos y ramas.

Las tensiones máximas en los nodos y en las ramas obtenidas aplicando el modelo propuesto de esta tesis se resumen en la Fig. 9.29 y en la Fig. 9.30, respectivamente. La respuesta temporal transitoria de varios nodos y ramas se muestran en la Fig. 9.31 y en la Fig. 9.32, respectivamente. La tensión diferencia entre los nodos de las tomas del devanado *AT* se ilustran en la Fig. 9.33 y en la Fig. 9.34. Finalmente, la caída de tensión entre el nodo central del devanado *AT* y el nodo central del devanado *BT* se detalla en la Fig. 9.35.

Todos estos resultados se recogen en la guía práctica elaborada por el *Grupo de Trabajo JWGA2C439* y se comparan con los resultados obtenidos con las herramientas de cálculo de los demás miembros del *Grupo de Trabajo JWGA2C439*. Invito al lector que lea esta guía práctica y que eche un vistazo a los resultados comparativos [56].

A partir de estos resultados comparativos, se observa que la respuesta de la tensión máxima en los nodos obtenidas por los distintos modelos son muy parecidas pero la respuesta de la tensión máxima en las ramas son diferentes. Esto es debido a que las tensiones de las ramas son calculadas como la diferencia entre las tensiones de los nodos, el cual provoca el incremento de los errores en los cálculos numéricos. También, se aprecia que las respuestas temporales son muy similares pero hay un aumento en las diferencias para tiempos superiores a  $40 \mu\text{s}$ . Estas diferencias en la respuesta temporal son debidas a las distintas frecuencias naturales obtenidas en cada herramienta de cálculo. Las frecuencias de resonancia dependen de los valores de los parámetros calculados y por lo tanto, cada herramienta de cálculo obtiene una respuesta temporal diferente.

En todos los casos, los resultados son buenos para el diseño del aislamiento de los devanados (definido por los valores máximos de las tensiones de los nodos y de las ramas). Si todos los participantes trabajan con las mismas reglas de diseño del aislamiento (por ejemplo, las distancias en función de las tablas de tensiones), todos llegan al mismo diseño dieléctrico del transformador.

### 9.2.3 Respuesta transitoria de la bobina de Abetti

La respuesta transitoria de un transformador depende fuertemente de las frecuencias de resonancias o naturales del transformador, las cuales dependen de los parámetros del transformador. Entonces, la simulación del comportamiento transitorio del transformador depende de los valores de los parámetros calculados por el modelo utilizado.

El *Grupo de Trabajo JWGA2C439* propone calcular la respuesta transitoria de la bobina helicoidal de *Abetti* definida en detalle en [22], usando los parámetros de la bobina presentados en [22] con el fin de verificar y comparar los métodos de resolución de las ecuaciones diferenciales utilizados en los diferentes modelos.

Para realizar este ejercicio, se implementa la bobina helicoidal de *Abetti* con el modelo propuesto, teniendo en cuenta los parámetros de la bobina de [22] y considerando una discretización en 10 y 20 bloques, respectivamente. Un impulso tipo rayo estándar ( $1.2/50 \mu s$ ) de onda completa se aplica en el nodo 1 con el nodo 11 conectado a tierra para el caso de 10 bloques y con el nodo 21 conectado a tierra para el caso de 20 bloques. El impulso de tensión tipo rayo de onda plana se define en el Anexo H.

La respuesta transitoria en el dominio del tiempo de la bobina helicoidal de *Abetti* se muestra en la Fig. 9.36 cuando se divide en 10 bloques y en la Fig. 9.37 cuando se divide en 20 bloques. La tensión máxima a tierra de los nodos se ilustra en la Fig. 9.38. La caída de tensión máxima entre dos nodos consecutivos (entre ramas) se ilustra en la Fig. 9.39.

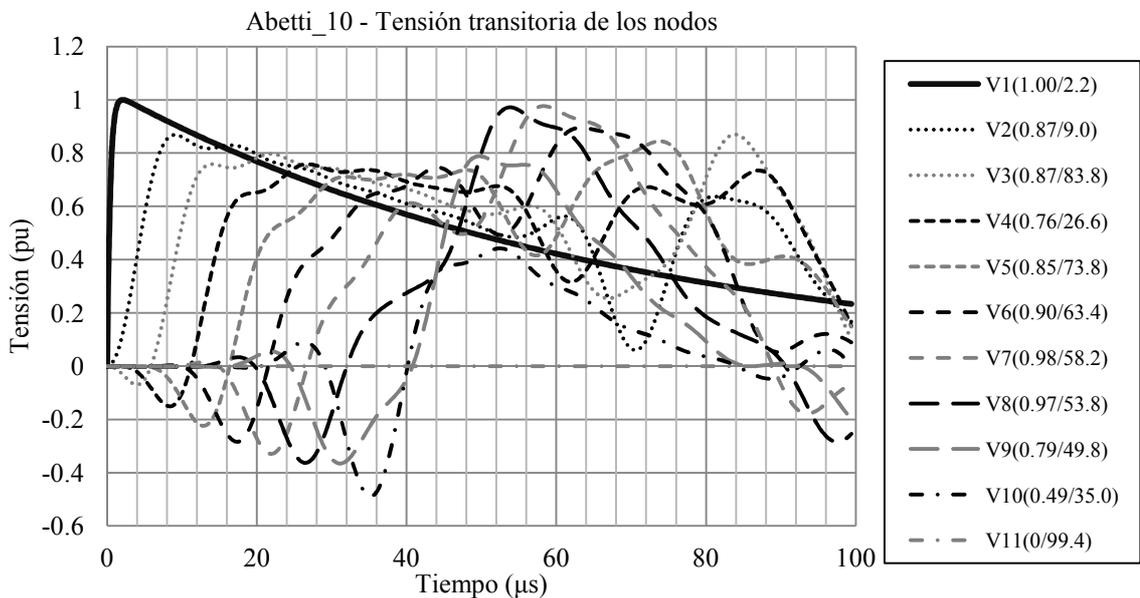


Fig. 9.36. Respuesta transitoria de la bobina de *Abetti* dividida en 10 bloques.

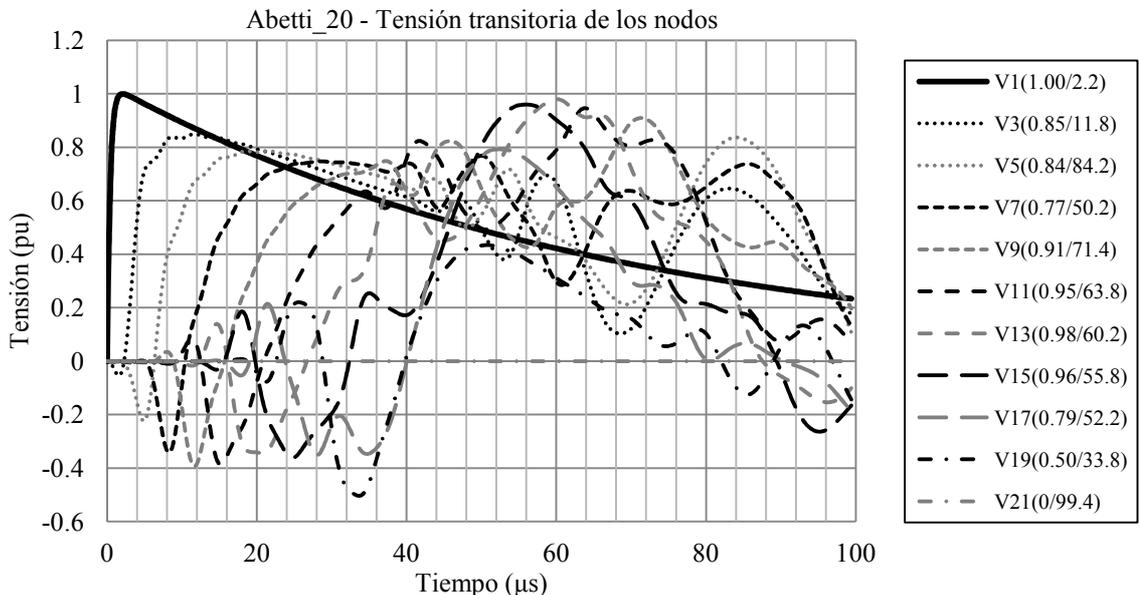


Fig. 9.37. Respuesta transitoria de la bobina de *Abetti* dividida en 20 bloques.

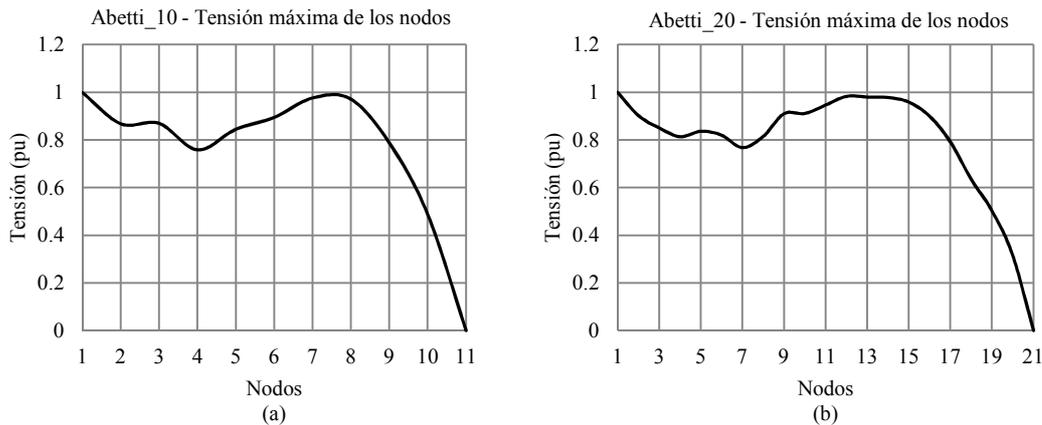


Fig. 9.38. Tensión máxima a tierra de los nodos de la bobina de *Abetti*: (a) dividida en 10 bloques, (b) dividida en 20 bloques.

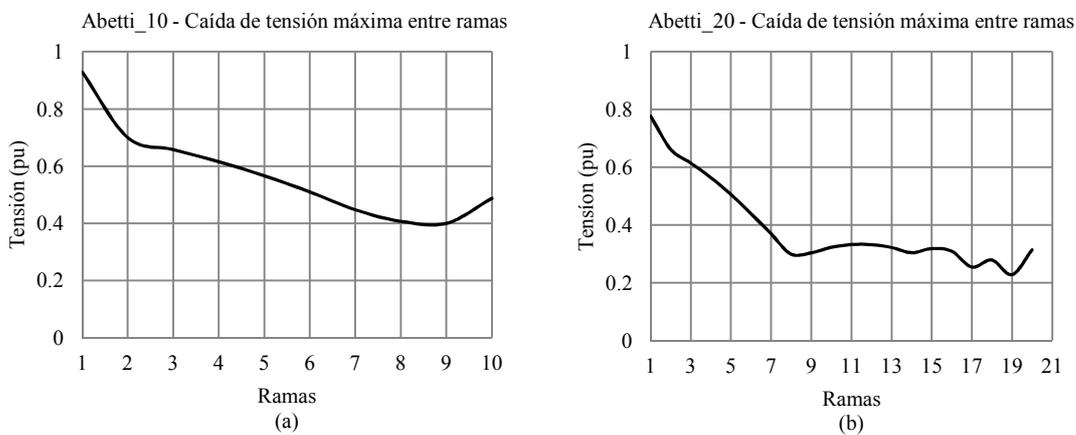


Fig. 9.39. Caída de tensión máxima entre las ramas de la bobina de *Abetti*: (a) dividida en 10 bloques, (b) dividida en 20 bloques.

A partir de las figuras anteriores se puede observar que los resultados obtenidos coinciden con los resultados presentados en [22] y confirman que el análisis modal y la transformada numérica de *Laplace* utilizados en el modelo propuesto de esta tesis proporcionan una buena técnica para calcular la respuesta transitoria interna de los devanados.

### 9.2.4 Estudio con ondas oscilatorias

A continuación se recogen los resultados del estudio cuando el transformador *Ficticio* del Grupo de Trabajo *JWGA2C439* está sometido a una onda oscilatoria con el fin de simular una sobretensión de conmutación.

Para realizar este estudio, la onda oscilatoria se aplica al terminal *H1* con los terminales *H0*, *X1* y *X0* conectados a tierra. El devanado *AT* está en la posición de funcionamiento *Tap 5*.

La onda oscilatoria aplicada con una amplitud máxima de  $V_{max} = 850$  kV se representa por una onda sinusoidal amortiguada como se detalla en el Anexo I. La frecuencia de oscilación corresponde a la primera frecuencia de resonancia del transformador con el fin de producir una amplificación en la respuesta temporal del transformador.

Tabla 9.V. Valor de la primera frecuencia natural del transformador *Ficticio*

	Sin pérdidas	Con pérdidas
1º frecuencia natural (Hz)	15130	14910

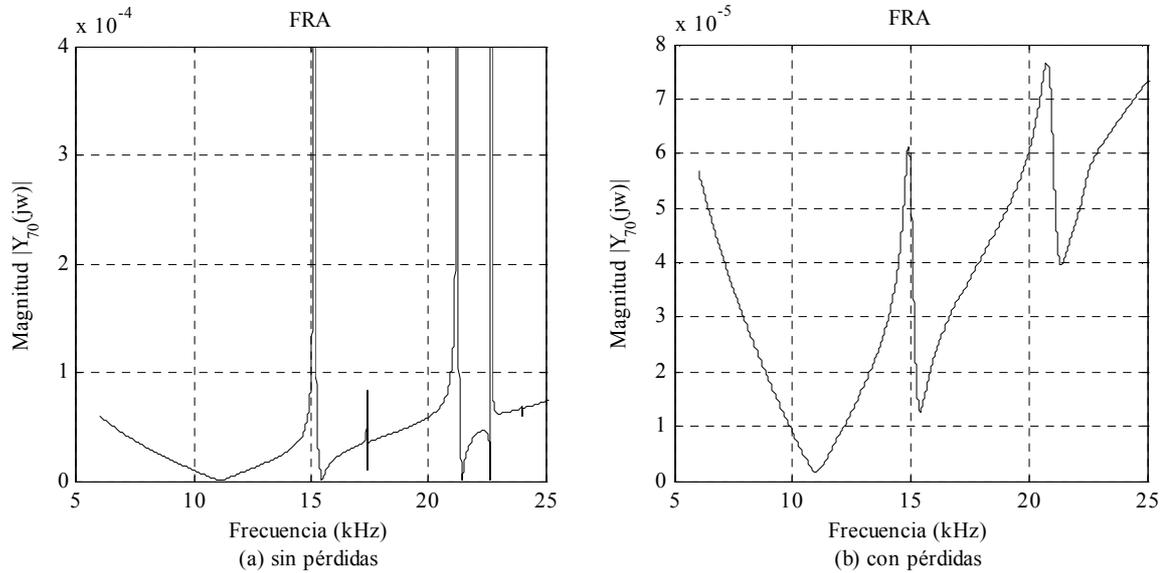


Fig. 9.40. Respuesta en frecuencia de la admitancia del terminal *HI* del devanado *AT*: (a) sin tener en cuenta las pérdidas, (b) teniendo en cuenta las pérdidas.

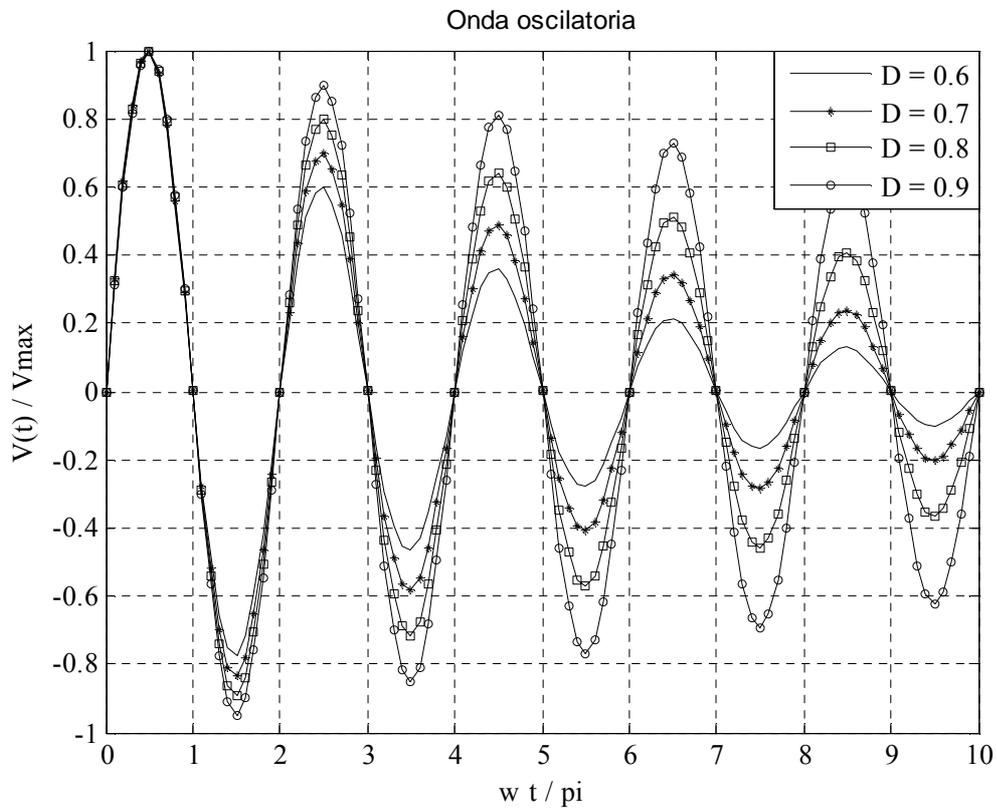
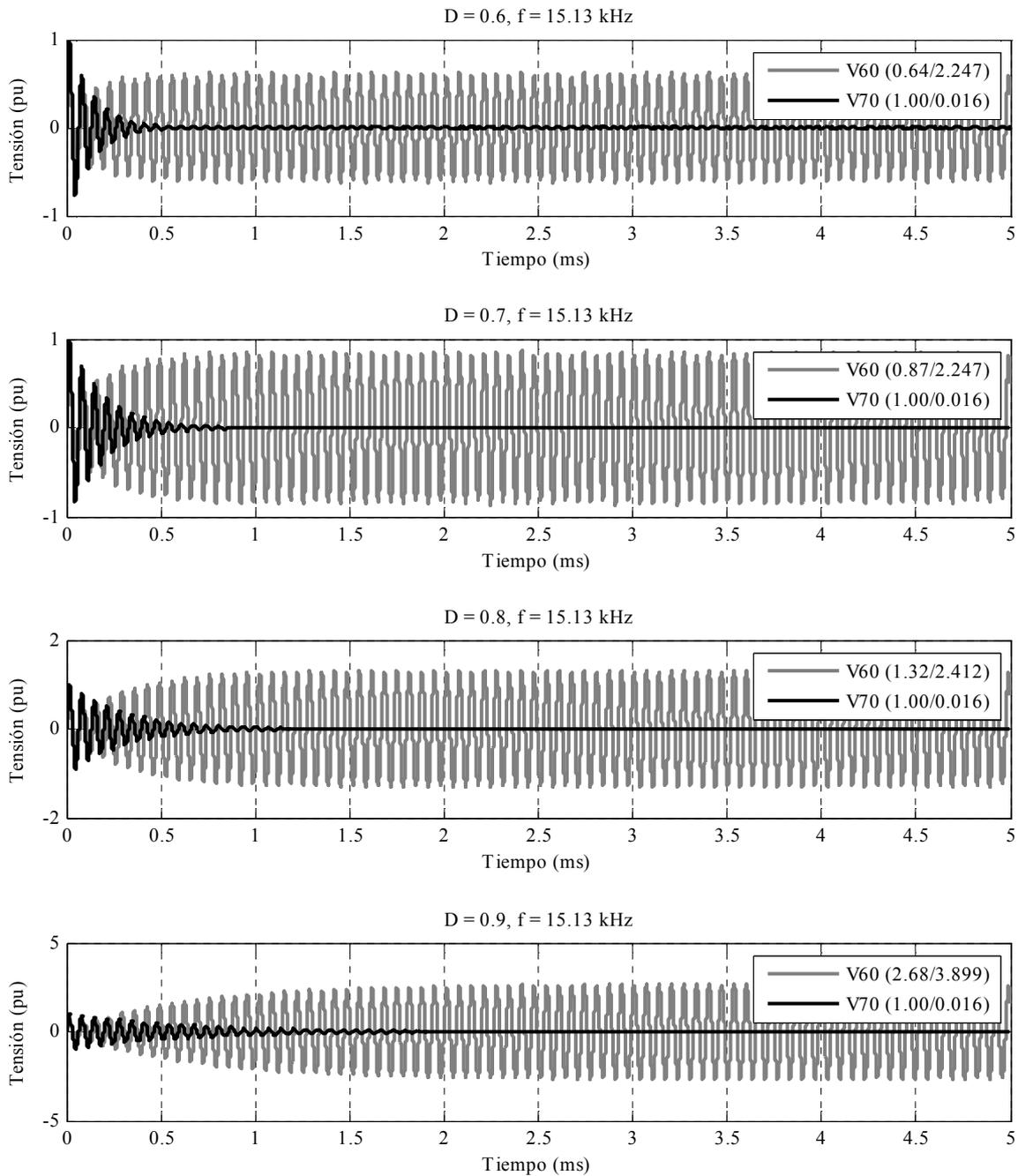
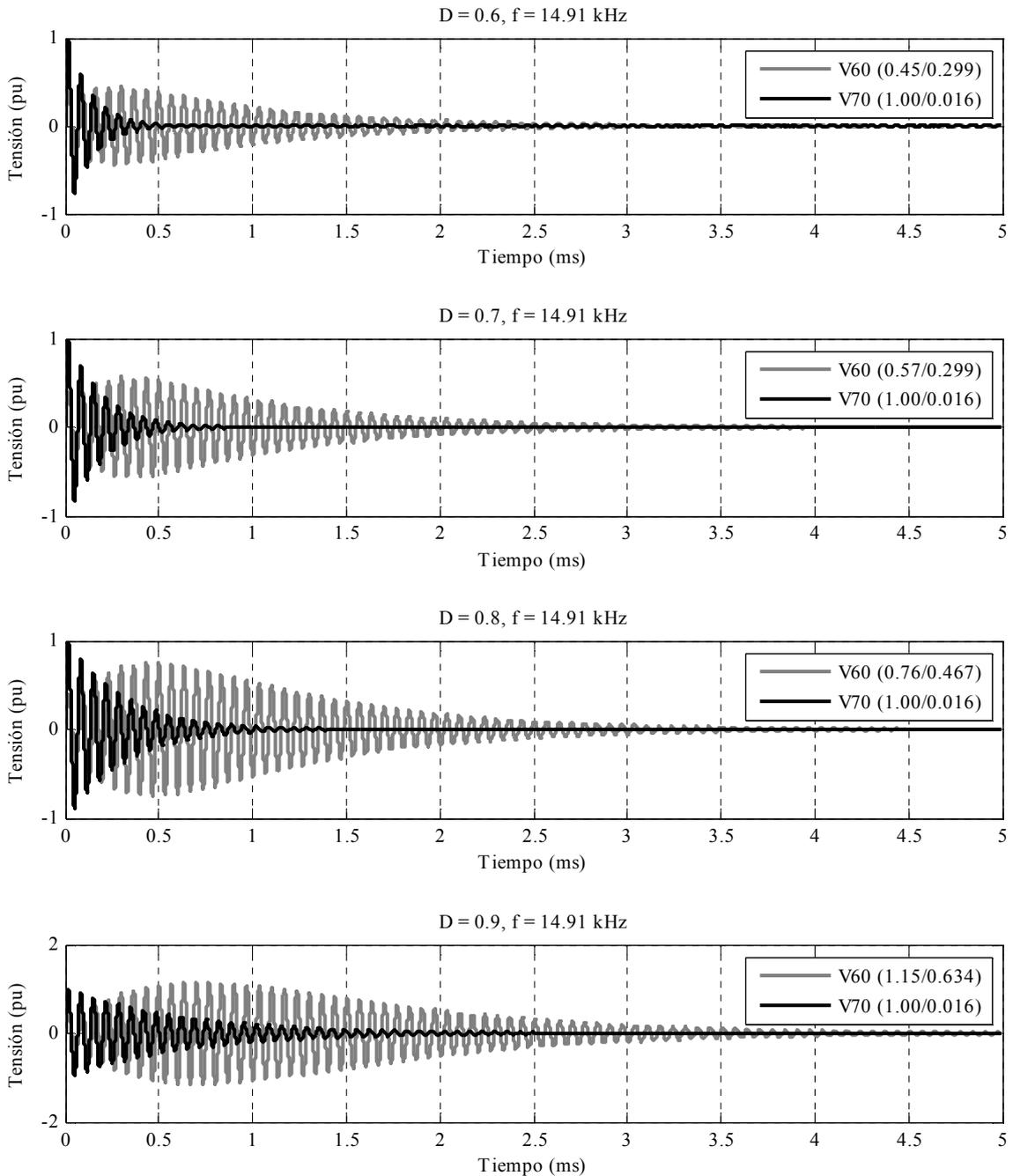


Fig. 9.41. Onda oscilatoria para diferentes valores del factor de amortiguamiento.



**Fig. 9.42.** Respuesta transitoria del Nodo 60 cuando se aplica una onda oscilatoria amortiguada de 15.13 kHz en el Nodo 70 con diferentes factores de amortiguamiento sin tener en cuenta las pérdidas del transformador *Ficticio*.

La primera frecuencia natural o de resonancia se obtiene analizando la respuesta en frecuencia de la admitancia del terminal *HI* (Nodo 70) del transformador despreciando y teniendo en cuenta las pérdidas como se muestra en la Fig. 9.40.a y en la Fig. 9.40.b, respectivamente. Las frecuencias de resonancia aparecen en los picos de esta curva y el valor de la primera frecuencia natural se muestra en la Tabla 9.V. La frecuencia de resonancia teniendo en cuenta las pérdidas del transformador es menor que la frecuencia de resonancia despreciando las pérdidas porque los efectos *skin* y *proximity* también afectan al valor de las inductancias del transformador.



**Fig. 9.43.** Respuesta transitoria del Nodo 60 cuando se aplica una onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz en el Nodo 70 con diferentes factores de amortiguamiento teniendo en cuenta las pérdidas del transformador *Ficticio*.

La onda oscilatoria amortiguada en función del número de ciclos para diferentes valores del factor de amortiguamiento  $D$  (0,6, 0,7, 0,8 y 0,9) se ilustra en la Fig. 9.41. Se calcula la respuesta interna del transformador para distintos factores de amortiguamiento de la onda oscilatoria, teniendo y no teniendo en cuenta las pérdidas del transformador y se analiza la respuesta temporal a esta excitación en el centro del devanado *ATI* (Nodo 57 = 60).

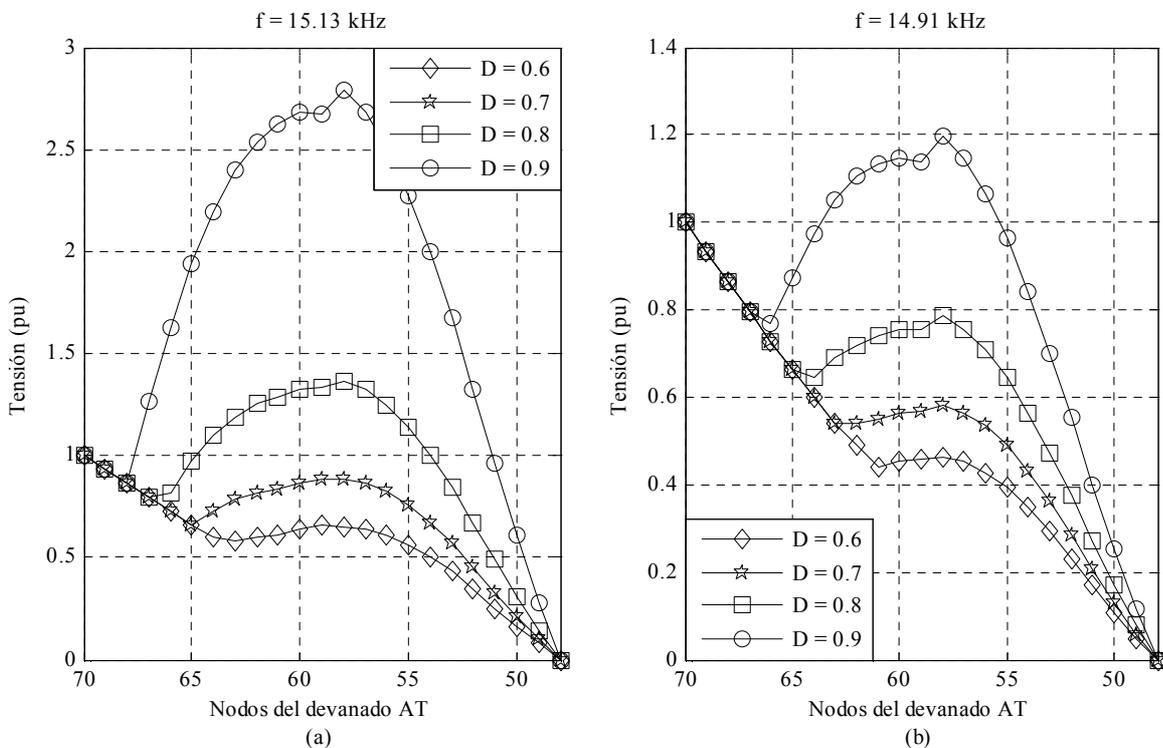
La respuesta transitoria del Nodo 60 cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 15.13 kHz en el terminal *HI* (Nodo 70) con diferentes factores de amortiguamiento despreciando las pérdidas se muestra en la Fig. 9.42. La respuesta transitoria del Nodo 60

cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz en el terminal *HI* (Nodo 70) con diferentes factores de amortiguamiento teniendo en cuenta las pérdidas se muestra en la Fig. 9.43. En la leyenda de estas dos figuras se indica el valor de la tensión máxima de ambos nodos y el instante de tiempo en que se produce dicho valor expresado en ms.

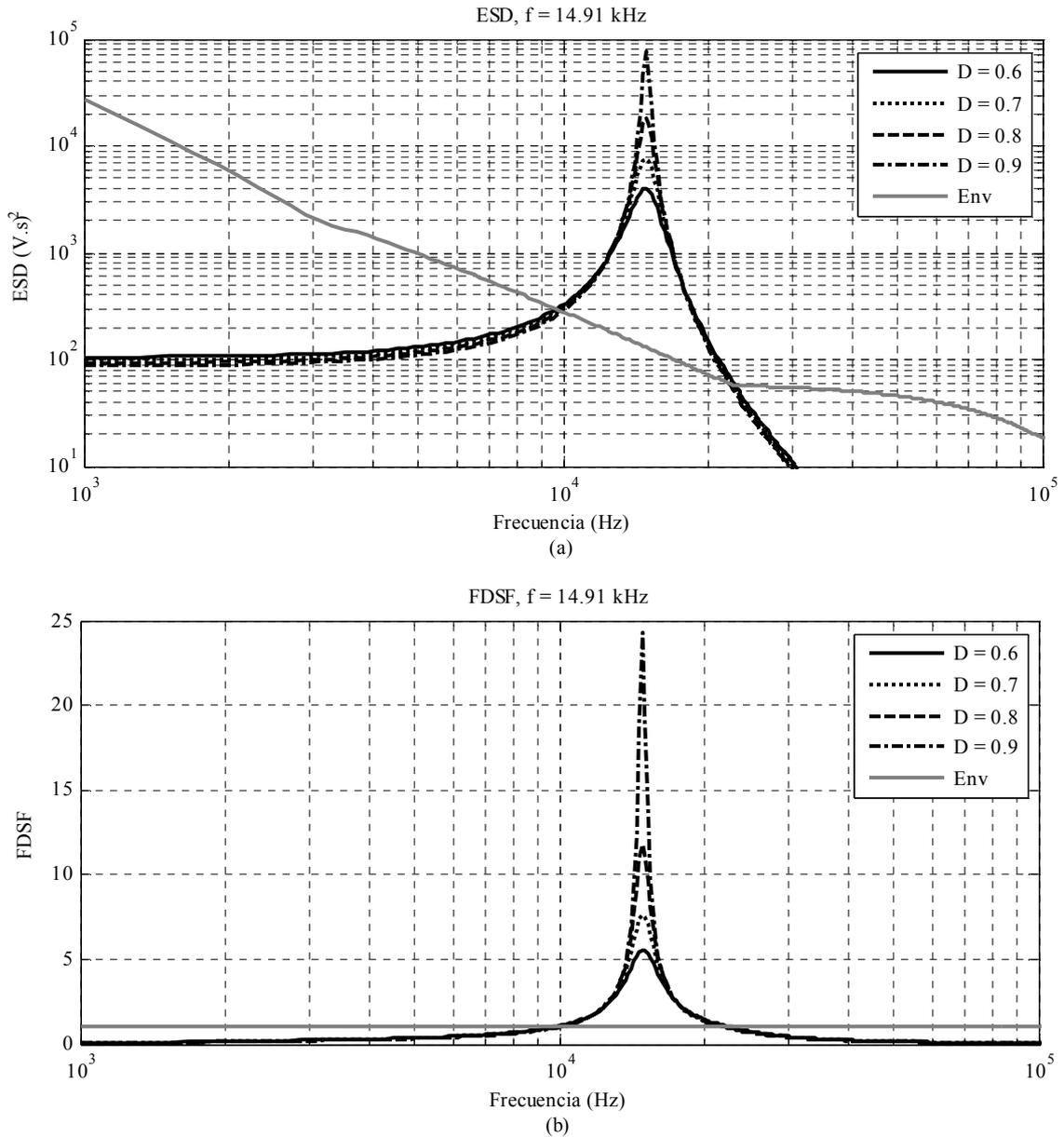
La tensión máxima a tierra de cada nodo del devanado *ATI* para cada onda oscilatoria amortiguada aplicada al transformador se muestra en la Fig. 9.44. Se observa que hay una amplificación de la tensión en la mitad del devanado ya que se está inyectando una onda senoidal con la primera frecuencia de resonancia del transformador.

A continuación se analiza los factores de severidad (*FDSF* y *TDSF*) cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz, evaluando los diferentes valores del factor de amortiguación. Los coeficientes de severidad se calculan teniendo en cuenta las pérdidas internas del transformador y usando la tensión nominal del devanado *AT* como la tensión base.

La envolvente de los ensayos dieléctricos para el transformador *Ficticio* con un *BIL* de 1050 kV se compone de las siguientes ondas: impulso tipo rayo de onda plena rápida ( $1.2/50 \mu s$ ) con una amplitud de 1050 kV, impulso tipo rayo de onda plena lenta ( $100/1000 \mu s$ ) con una amplitud de ( $1050 \times 0.9 = 945$  kV) y el impulso tipo rayo de onda cortada en la cola con una amplitud de ( $1050 \times 1.3 = 1395$  kV) y con tiempo de corte de 2, 3, 4, 5, 6  $\mu s$ . Las expresiones matemáticas de los impulsos tipo rayo se detallan en el Anexo H.



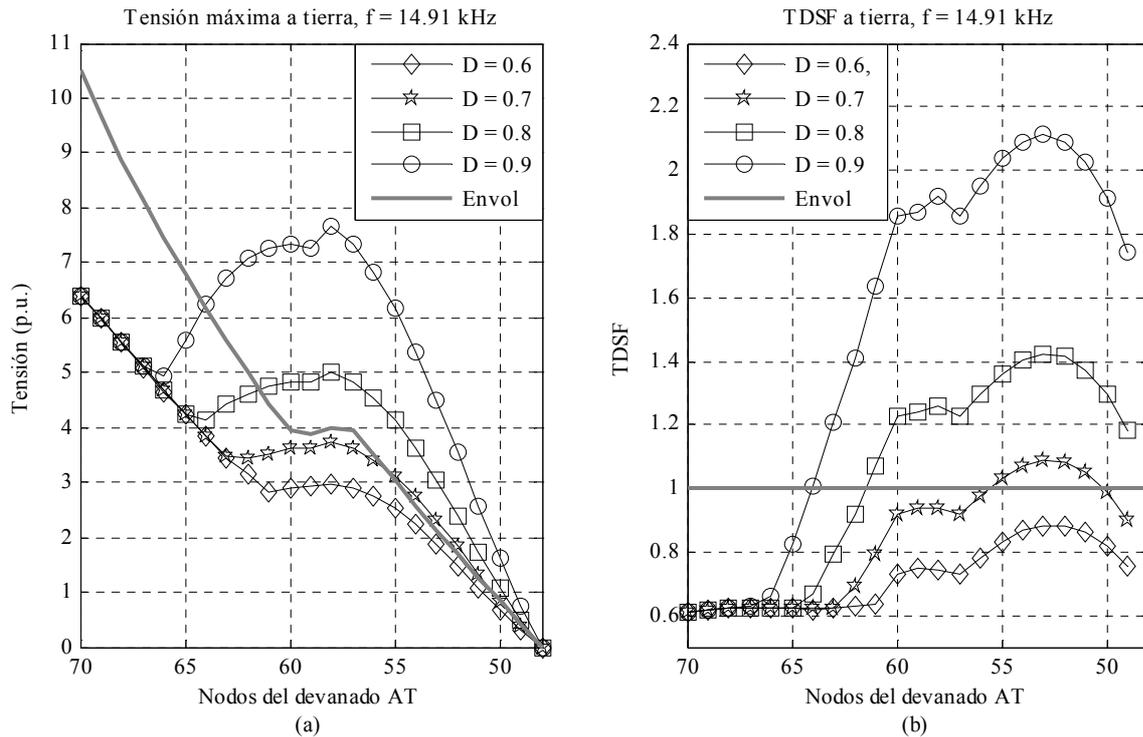
**Fig. 9.44. Tensión máxima a tierra de los nodos del devanado *ATI* para cada onda oscilatoria aplicada al transformador *Ficticio* con diferentes factores de amortiguación: (a) sin tener en cuenta las pérdidas, (b) teniendo en cuenta las pérdidas.**



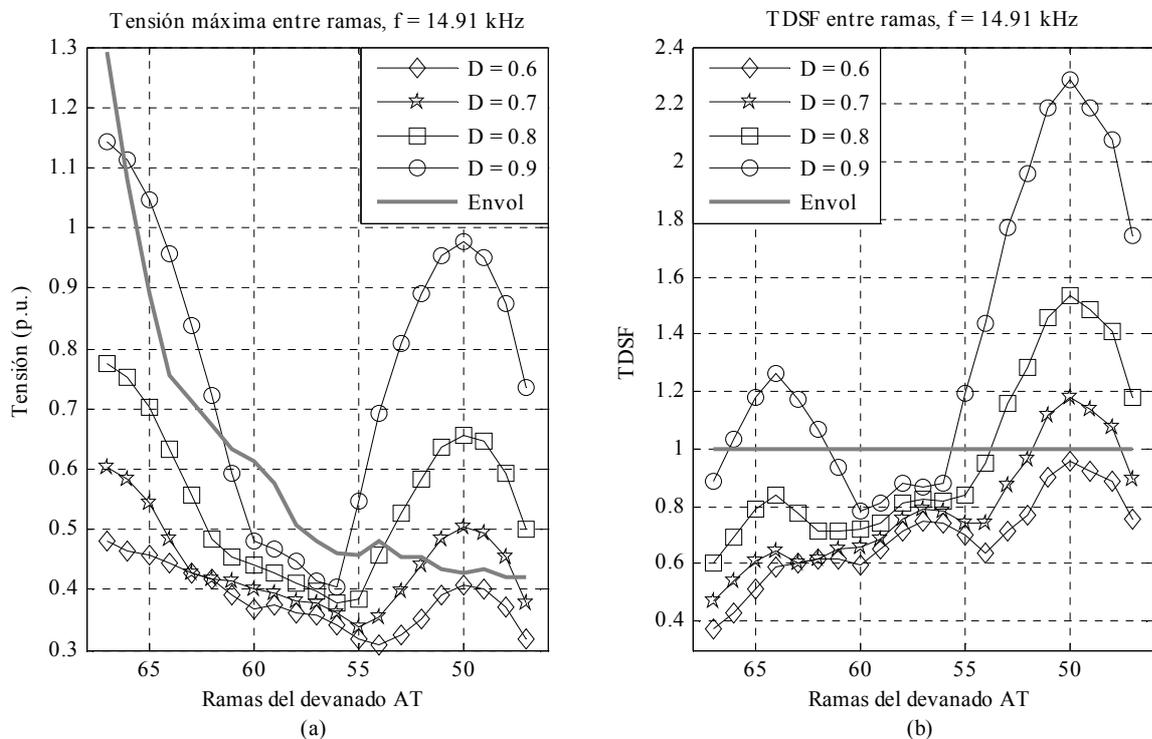
**Fig. 9.45. (a) Densidad espectral de energía de la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz aplicada al transformador *Ficticio* con diferentes factores de amortiguación. (b) Coeficientes *FDSFs* del transformador *Ficticio* calculados a partir de la Fig. 9.45.a.**

La densidad espectral de energía de la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz aplicada al transformador con diferentes factores de amortiguación se detalla en la Fig. 9.45.a. A partir de esta información, se obtienen los coeficientes *FDSFs* como se ilustra en la Fig. 9.45.b. Para todas estas ondas oscilatorias aplicadas, se observa que el coeficiente *FDSF* detecta peligrosidad en un rango de frecuencias en torno a la frecuencia de 14.91 kHz que corresponde a la frecuencia de oscilación de la onda oscilatoria aplicada al transformador.

La tensión máxima a tierra de los nodos del devanado *ATI* cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz se muestra en la Fig. 9.46.a. Los coeficientes *TDSFs* a tierra del devanado *ATI* calculados a partir de los resultados de la Fig. 9.46.a se ilustran en la Fig. 9.46.b.



**Fig. 9.46. (a) Tensión máxima a tierra de los nodos del devanado *ATI* cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz con diferentes factores de amortiguación. (b) Coeficientes *TDSFs* a tierra de los nodos del devanado *ATI* calculados a partir de la Fig. 9.46.a.**



**Fig. 9.47. (a) Caída de tensión máxima entre las ramas del devanado *ATI* cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz con diferentes factores de amortiguación. (b) Coeficientes *TDSFs* entre las ramas del devanado *ATI* calculados a partir de la Fig. 9.47.a.**

La caída de tensión máxima entre las ramas del devanado *ATI* cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada de 14.91 kHz se recopila en la Fig. 9.47.a. A partir de esta

información, se calcula los coeficientes *TDSFs* entre las ramas del devanado *ATI* como se muestra en la Fig. 9.47.b.

Se observa que el coeficiente *TDSF* detecta peligrosidad para todos los casos considerados excepto para la onda oscilatoria con un factor de amortiguamiento de valor 0.6.

### 9.2.5 Interacción eléctrica del transformador Ficticio con el sistema de potencia

A continuación se presentan los resultados del estudio de la interacción eléctrica del transformador *Ficticio* con el sistema de potencia. En este caso, se analiza la respuesta temporal del transformador y se calcula los coeficientes de severidad (*FDSF* y *TDSF*) durante la desconexión del transformador del sistema de potencia a través de la apertura de un *VCB*, evaluando la influencia de los parámetros característicos del interruptor.

Para realizar este estudio, se implementa una configuración del sistema de potencia consistente del transformador *Ficticio* conectado al sistema de potencia a través de un *VCB* como se muestra en la Fig. 2.2. El terminal *H1* del transformador está conectado al *VCB* y el terminal *H0* está conectado a tierra. El devanado *AT* está en la posición de funcionamiento *Tap 1*. En primer lugar, el estudio se realiza con el devanado *BT* en circuito abierto donde los terminales *X0* y *X1* son puntos flotantes. Posteriormente, el estudio se lleva a cabo con el devanado *BT* en cortocircuito donde los terminales *X0* y *X1* están conectados a tierra.

La envolvente de los ensayos dieléctricos para el transformador *Ficticio* con un *BIL* de 1050 kV se compone de los impulsos tipo rayo comentados en la sección anterior. Los devanados del transformador *Ficticio* se han discretizado según la Tabla 9.VI para obtener un modelo con una buena precisión hasta una frecuencia máxima de 970 kHz.

La Tabla 9.VII muestra los valores de los parámetros del *VCB* considerados para cada operación de apertura estudiada. La corriente de corte se establece en 3 A y el instante de apertura  $t_o$  se produce a los 1.3 ms del comienzo de las simulaciones. Los factores de severidad se calculan teniendo en cuenta las pérdidas en el interior del transformador.

**Tabla 9.VI. Discretización del transformador *Ficticio***

	Nº bloques	Nº espiras máximo / bloque	$L_{max}$ del bloque (m)	$f_{max}$ (MHz)
BT	92	5	13.195	1.41
AT	336	6	19.132	0.97

**Tabla 9.VII. Valores de los parámetros del *VCB* para cada caso estudiado**

Caso	A (V/ $\mu$ s)	B (kV)	C (A/s <sup>2</sup> )	D (A/ $\mu$ s)
SW1	100	3.4	0	100
SW2	200	3.4	0	100
SW3	400	3.4	0	100
SW4	100	3.4	0	300
SW5	200	3.4	0	300
SW6	100	3.4	0	600
SW7	200	3.4	0	600

9.2.5.1 Estudio de los factores de severidad con el devanado BT en circuito abierto

A continuación se presentan los resultados con el fin de analizar los factores de severidad del transformador *Ficticio* durante la operación de apertura del *VCB*, evaluando los parámetros del interruptor de la Tabla 9.VII, cuando el devanado *BT* está en circuito abierto.

La forma de onda de la caída de tensión transitoria a través de los contactos del *VCB* se muestra en la Fig. 9.48. La forma de onda de la tensión transitoria que alcanza al terminal *HI* del transformador se muestra en la Fig. 9.49.

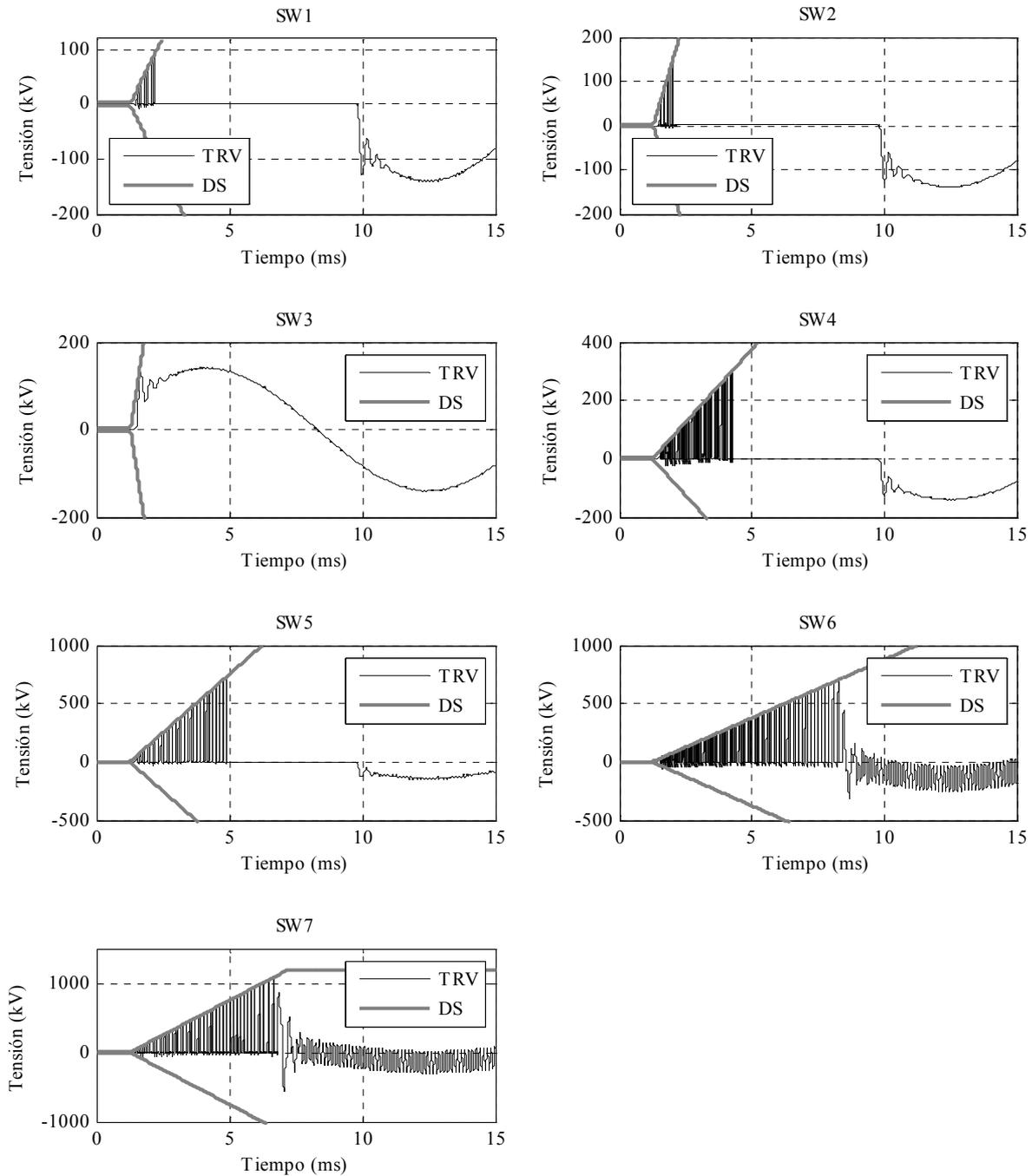
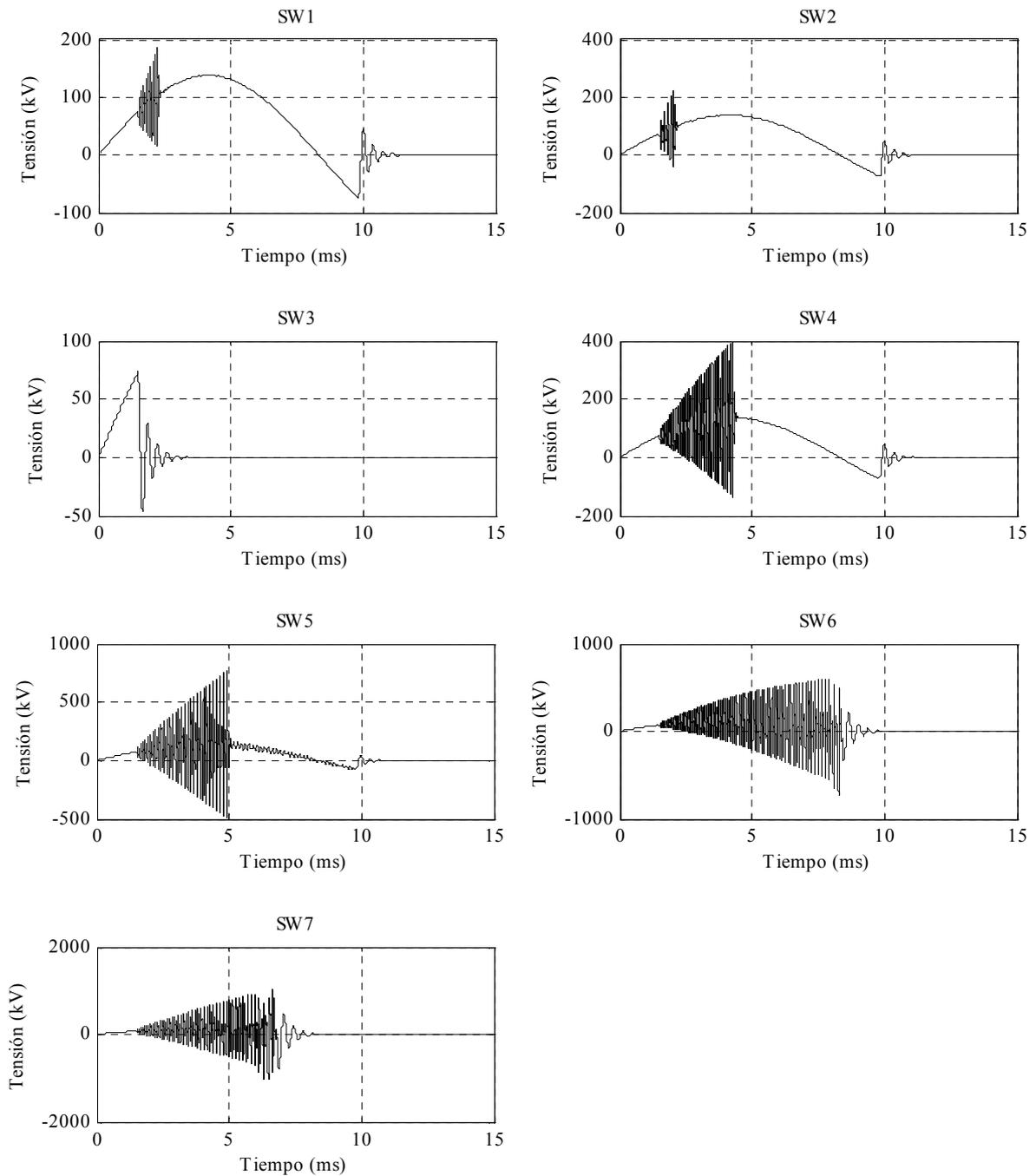


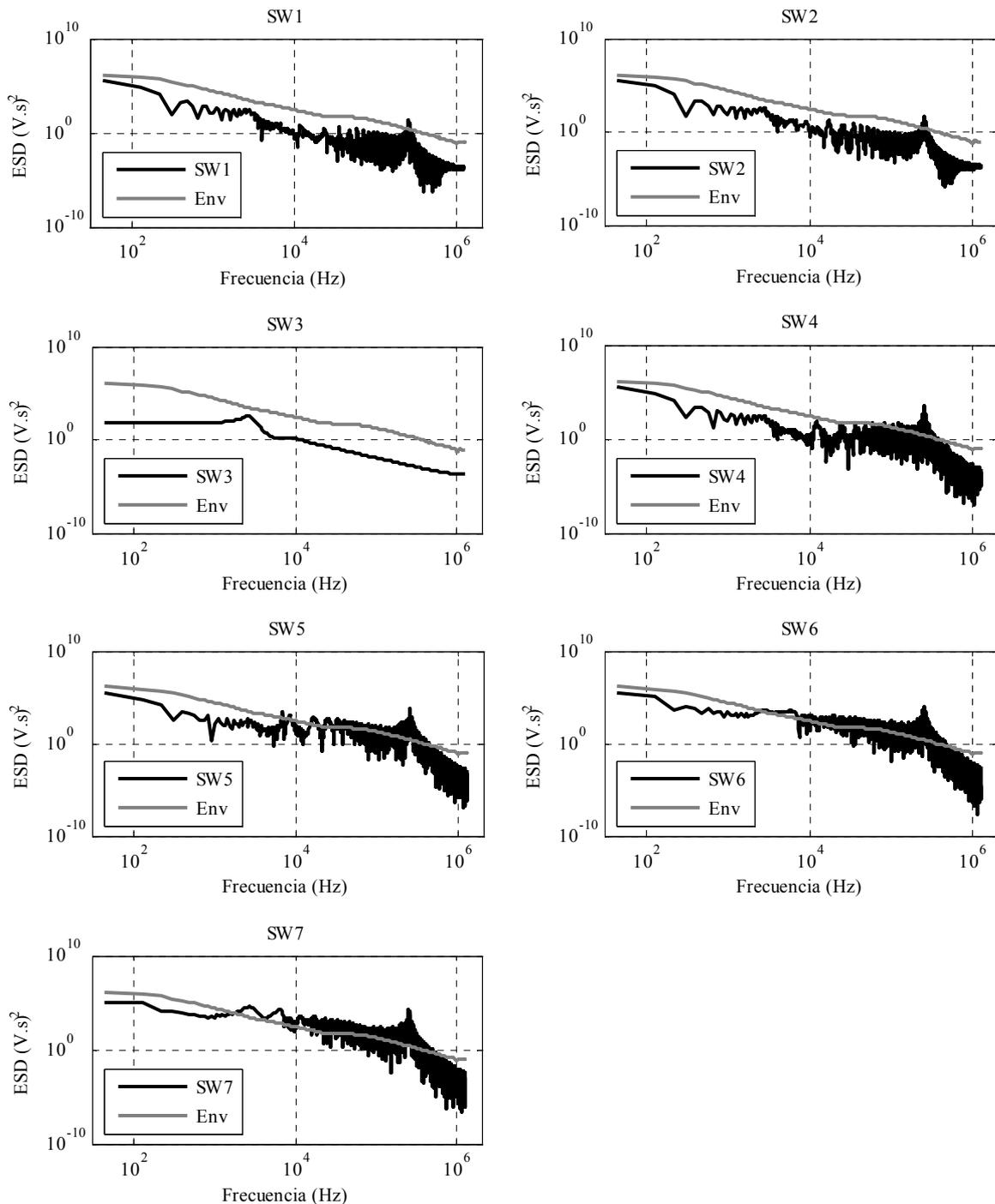
Fig. 9.48. Forma de onda de la caída de tensión transitoria a través de los contactos del *VCB* para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado *BT* está en circuito abierto.



**Fig. 9.49.** Forma de onda de la tensión transitoria de entrada aplicada al terminal *HI* del transformador *Ficticio* para cada conmutación de la Tabla 9.VII con el devanado *BT* en circuito abierto.

La densidad espectral de energía de la tensión de entrada aplicada al transformador debido a cada conmutación de la Tabla 9.VII se compara con la densidad espectral de energía de la envolvente de los ensayos dieléctricos en la Fig. 9.50. Los coeficientes *FDSFs* para cada conmutación, calculados a partir de la Fig. 9.50, se muestran en la Fig. 9.51.

La tensión máxima a tierra de los discos a lo largo del devanado *ATI* para los casos considerados en la Tabla 9.VII se muestra en la Fig. 9.52.a. A partir de esta información, se obtiene los coeficientes *TDSFs* a tierra de los discos para cada operación de apertura como se ilustra en la Fig. 9.52.b.



**Fig. 9.50. Densidad espectral de energía de la tensión de entrada aplicada al transformador *Ficticio* debido a cada conmutación de la Tabla 9.VII con el devanado *BT* en circuito abierto.**

La caída de tensión máxima entre los discos a lo largo del devanado *AT1* para los casos considerados de la Tabla 9.VII se muestra en la Fig. 9.53.a. Los coeficientes *TDSFs* entre discos, obtenidos a partir de la información de la Fig. 9.53.a, se ilustran en la Fig. 9.53.b.

En todos los casos, excepto la conmutación *SW3* y *SW7*, el coeficiente *FDSF* es mayor que la unidad (detecta peligro) y el coeficiente *TDSF* es menor que la unidad (no hay peligro). En la conmutación *SW3*, ninguno de los factores detecta peligro y en la conmutación *SW7*, ambos factores detectan peligrosidad en el aislamiento del transformador.

A partir de los casos estudiados se observa que los coeficientes  $FDSFs$  detectan peligrosidad cuando aparece el fenómeno de los reencendidos durante la apertura del interruptor aunque internamente no hay peligro según los coeficientes  $TDSFs$ . Solo hay peligro internamente cuando los reencendidos alcanzan una cierta amplitud como se muestra en el caso de la conmutación  $SW7$ .

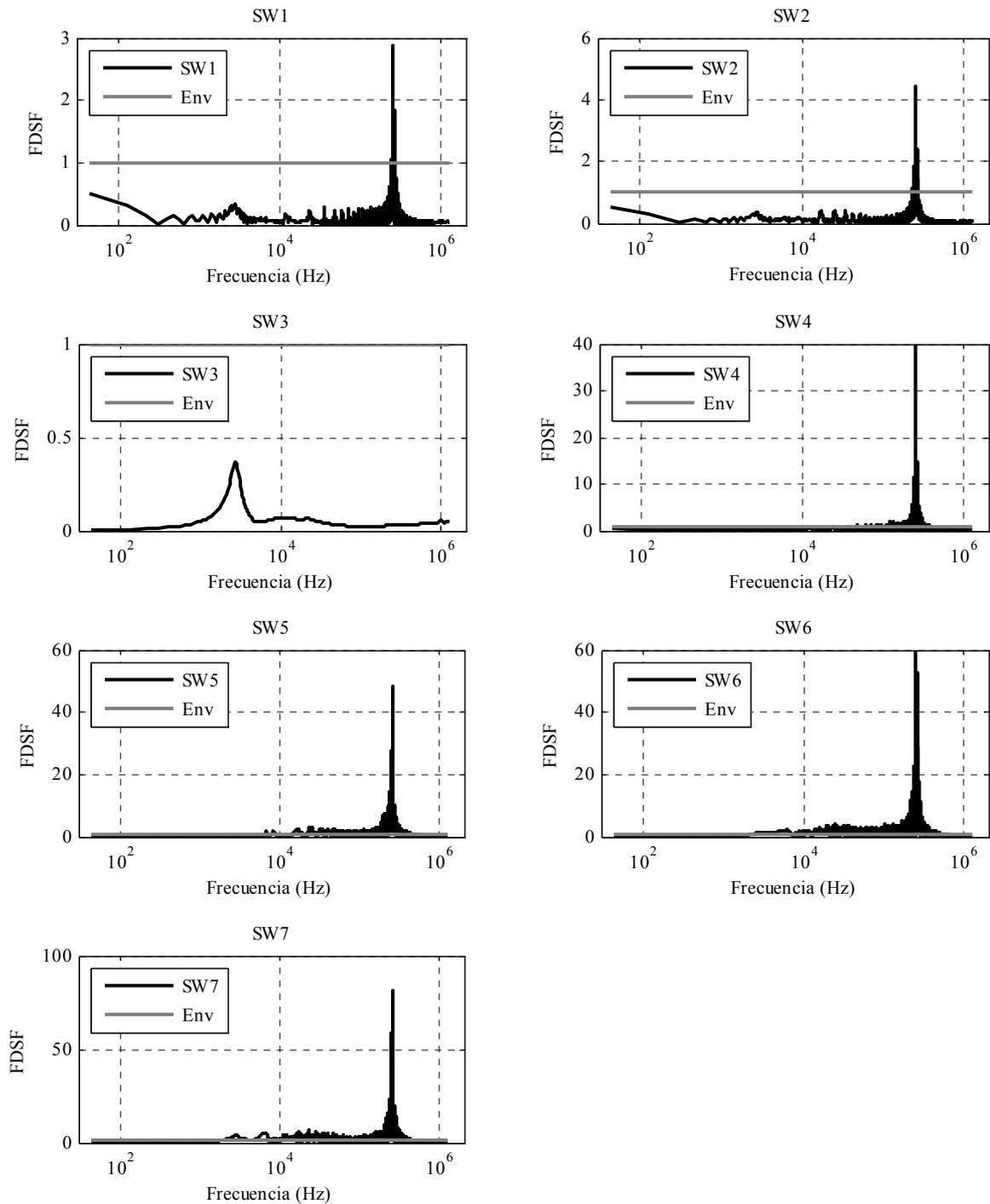


Fig. 9.51. Coeficiente  $FDSF$  del transformador *Ficticio* calculado a partir de la Fig. 9.50 con el devanado *BT* en circuito abierto para cada conmutación de la Tabla 9.VII.

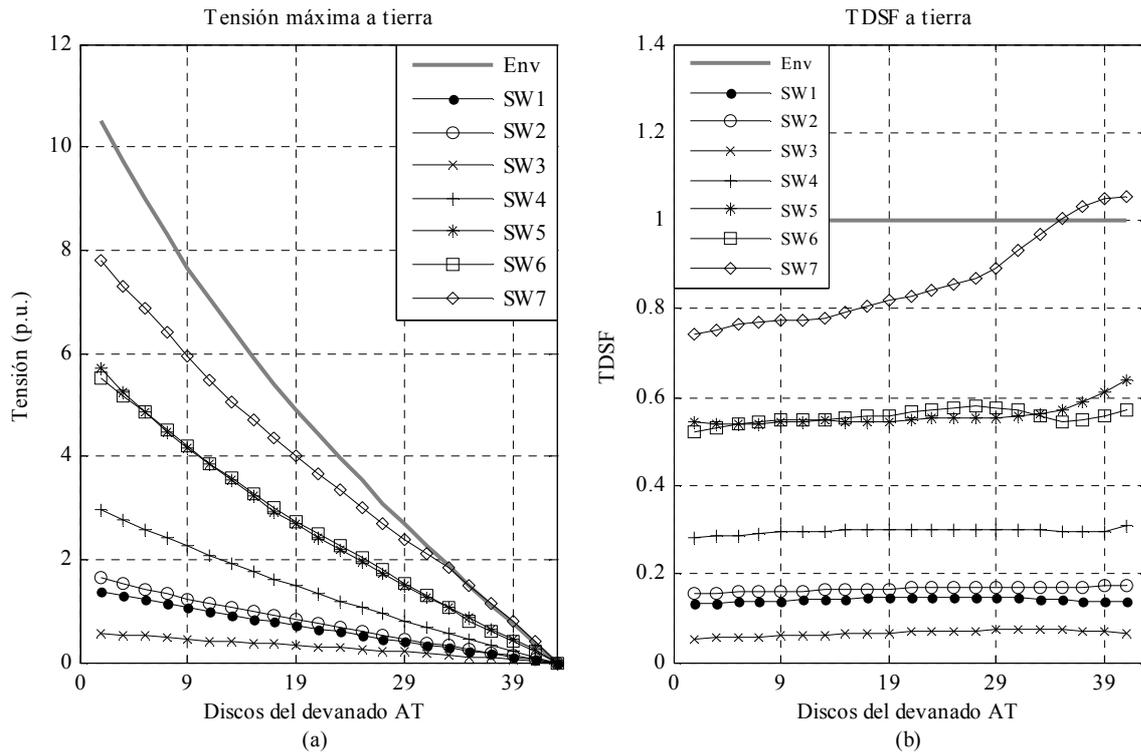


Fig. 9.52. (a) Tensión máxima a tierra de los discos a lo largo del devanado *AT1* para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado *BT* en circuito abierto. (b) Coeficientes *TDSFs* a tierra de los discos calculados a partir de la Fig. 9.52.a.

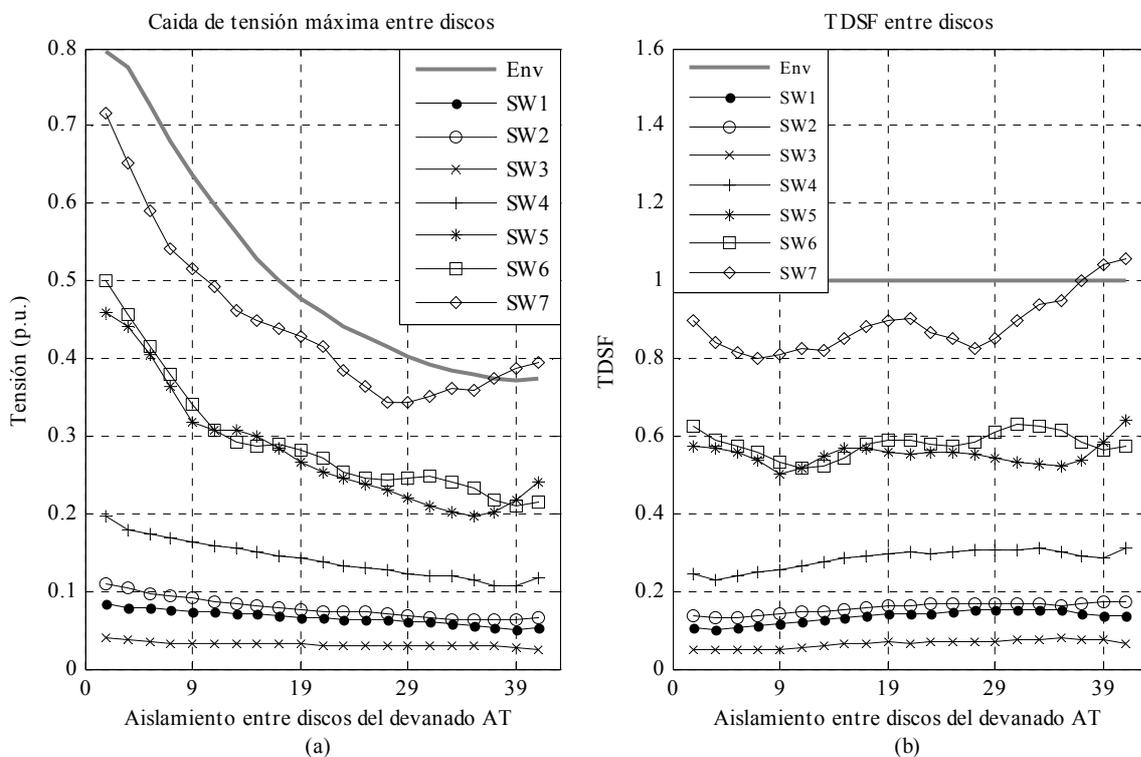
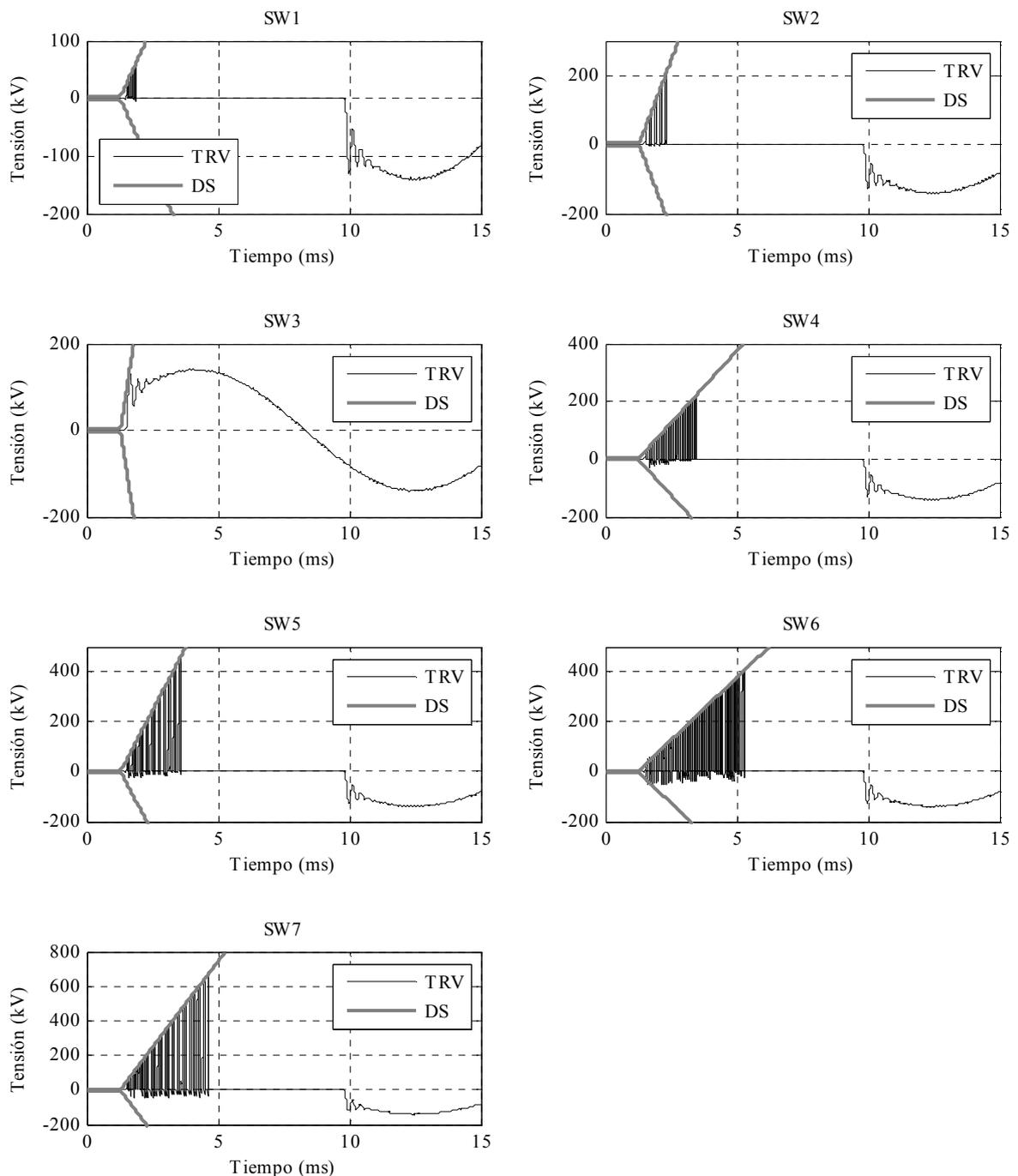


Fig. 9.53. (a) Caída de tensión máxima entre los discos a lo largo del devanado *AT1* para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado *BT* en circuito abierto. (b) Coeficientes *TDSFs* entre los discos calculados a partir de la Fig. 9.53.a.

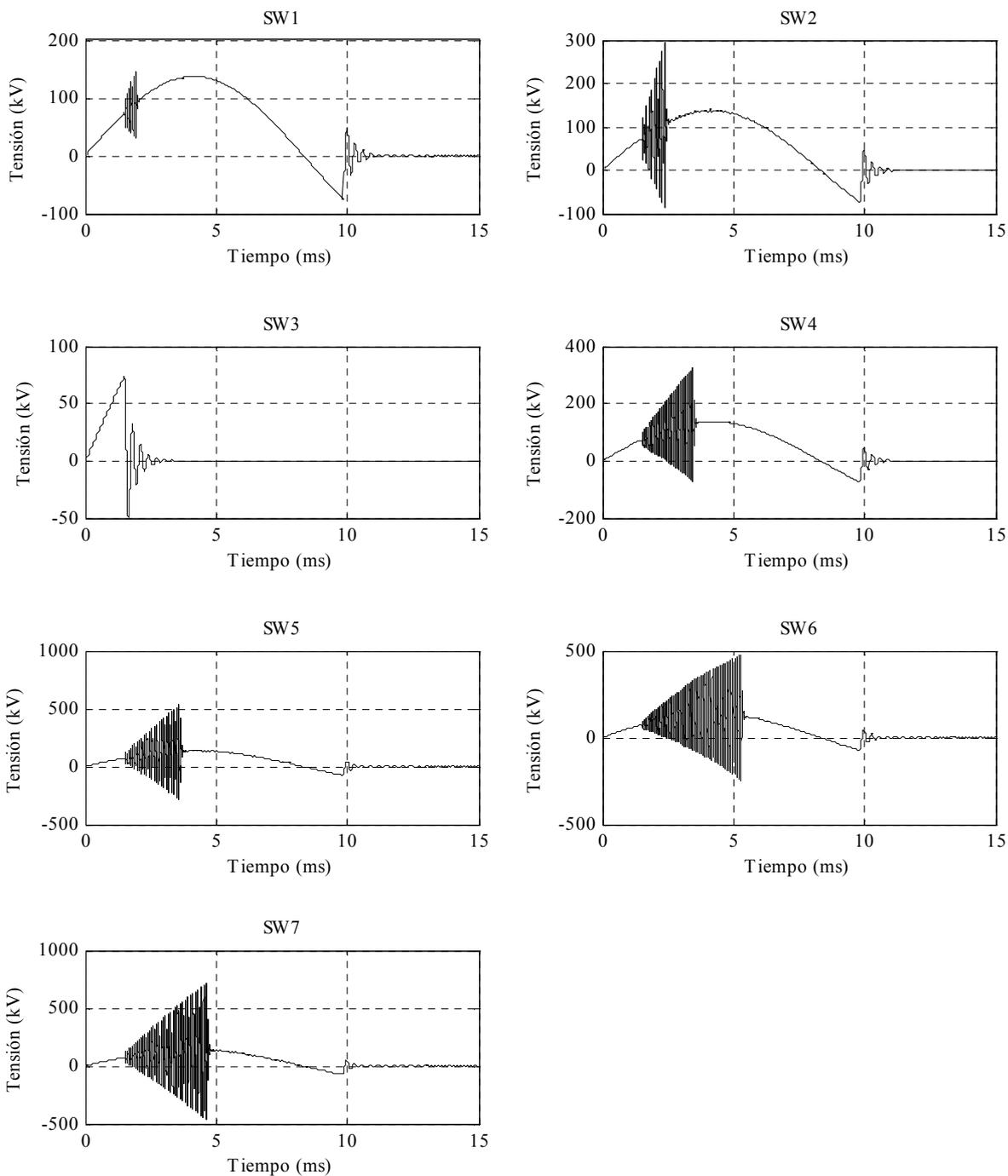
### 9.2.5.2 Estudio de los factores de severidad con el devanado BT en cortocircuito

A continuación se presentan los resultados obtenidos durante las operaciones de apertura consideradas en la Tabla 9.VII cuando el devanado BT está en cortocircuito, con el fin de analizar los factores de severidad del transformador *Ficticio*.

La forma de onda de la caída de tensión transitoria a través de los contactos del VCB se muestra en la Fig. 9.54 y la forma de onda de la tensión transitoria de entrada aplicada al terminal HI del transformador se muestra en la Fig. 9.55.

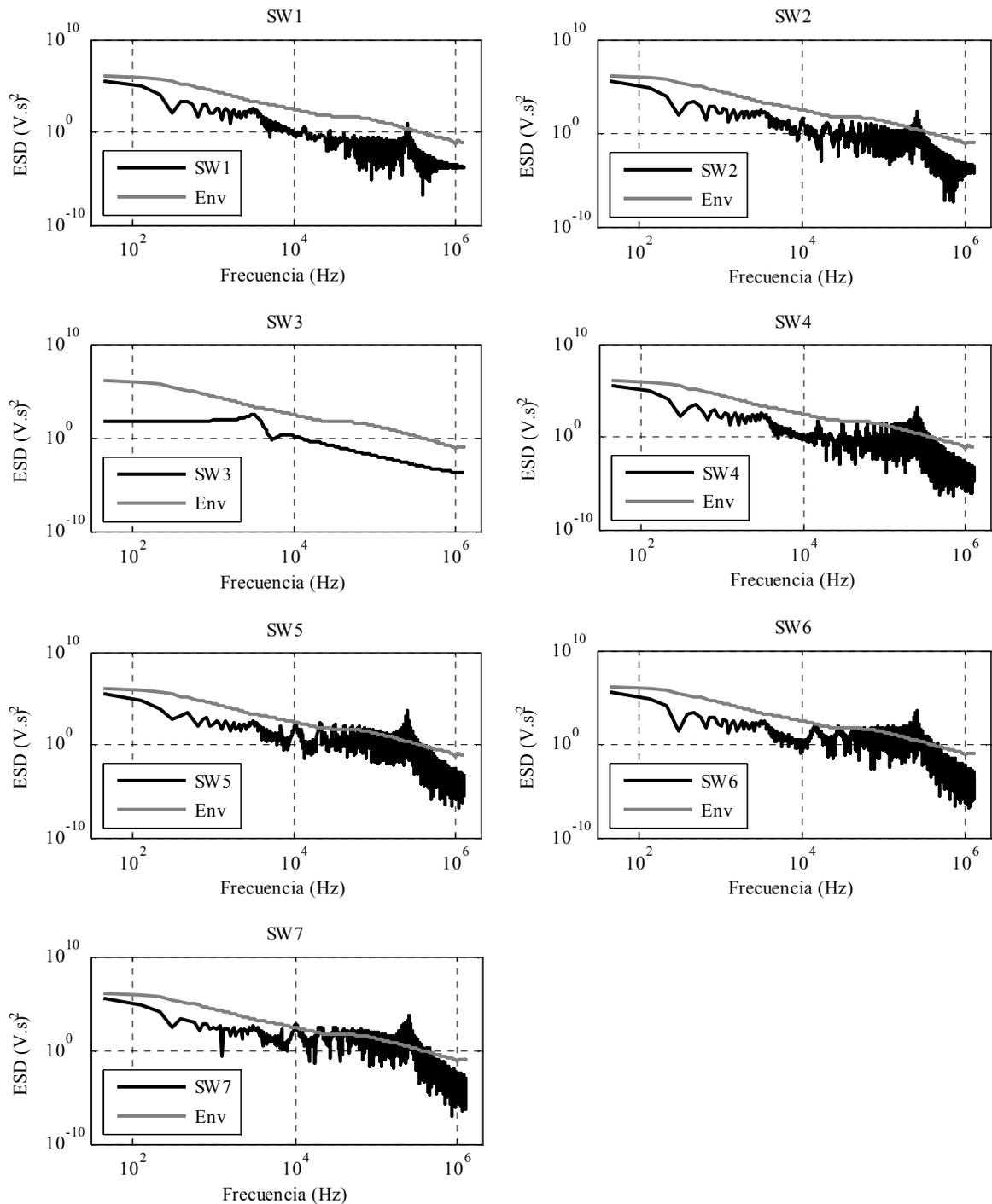


**Fig. 9.54.** Forma de onda de la caída de tensión transitoria a través de los contactos del VCB para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado BT está en cortocircuito.



**Fig. 9.55.** Forma de onda de la tensión transitoria de entrada aplicada al terminal *H1* del transformador *Ficticio* para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado *BT* está en cortocircuito.

En el dominio de la frecuencia, se obtiene la densidad espectral de energía de la tensión de entrada aplicada al transformador debido a cada conmutación de la Tabla 9.VII, la cual se compara con la densidad espectral de energía de la envolvente de los ensayos dieléctricos como se detalla en la Fig. 9.56. A partir de la información de la Fig. 9.56, se calculan los coeficientes *FDSFs* como se muestra en la Fig. 9.57. Se observa que dentro de un rango de frecuencias, la energía asociada al transitorio provocado por las conmutaciones estudiadas es mayor que la energía asociada a la envolvente de los ensayos dieléctricos, a excepción de la conmutación *SW3* donde su energía asociada siempre es menor.



**Fig. 9.56.** Densidad espectral de energía de la tensión de entrada aplicada al transformador *Ficticio* debido a cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado *BT* está en cortocircuito.

En el dominio del tiempo, se obtiene la tensión máxima a tierra de los discos a lo largo del devanado *ATI* para cada conmutación como se muestra en la Fig. 9.58.a. A partir de esta información, se obtiene los coeficientes *TDSFs* de los discos a tierra como se detalla en la Fig. 9.58.b. Se observa que la tensión máxima a tierra debido a las conmutaciones estudiadas está por debajo de la envolvente de los ensayos dieléctricos. También, se obtiene la caída de tensión máxima entre los discos a lo largo del devanado *ATI* para cada operación de apertura como se muestra en la Fig. 9.59.a. Los coeficientes *TDSFs* entre discos, calculados a partir

de la Fig. 9.59.a., se ilustran en la Fig. 9.59.b. Se observa que el estrés dieléctrico entre los discos para todos los casos estudiados está soportado por los ensayos dieléctricos.

En todos los casos, excepto en la conmutación *SW3*, el coeficiente *FDSF* es mayor que la unidad (detecta peligro) y el coeficiente *TDSF* es menor que la unidad (no hay peligro). En la conmutación *SW3*, ninguno de los factores detecta peligro en el aislamiento del transformador. Como en el estudio anterior, los coeficientes *FDSFs* detectan peligrosidad cuando aparece el fenómeno de los reencendidos.

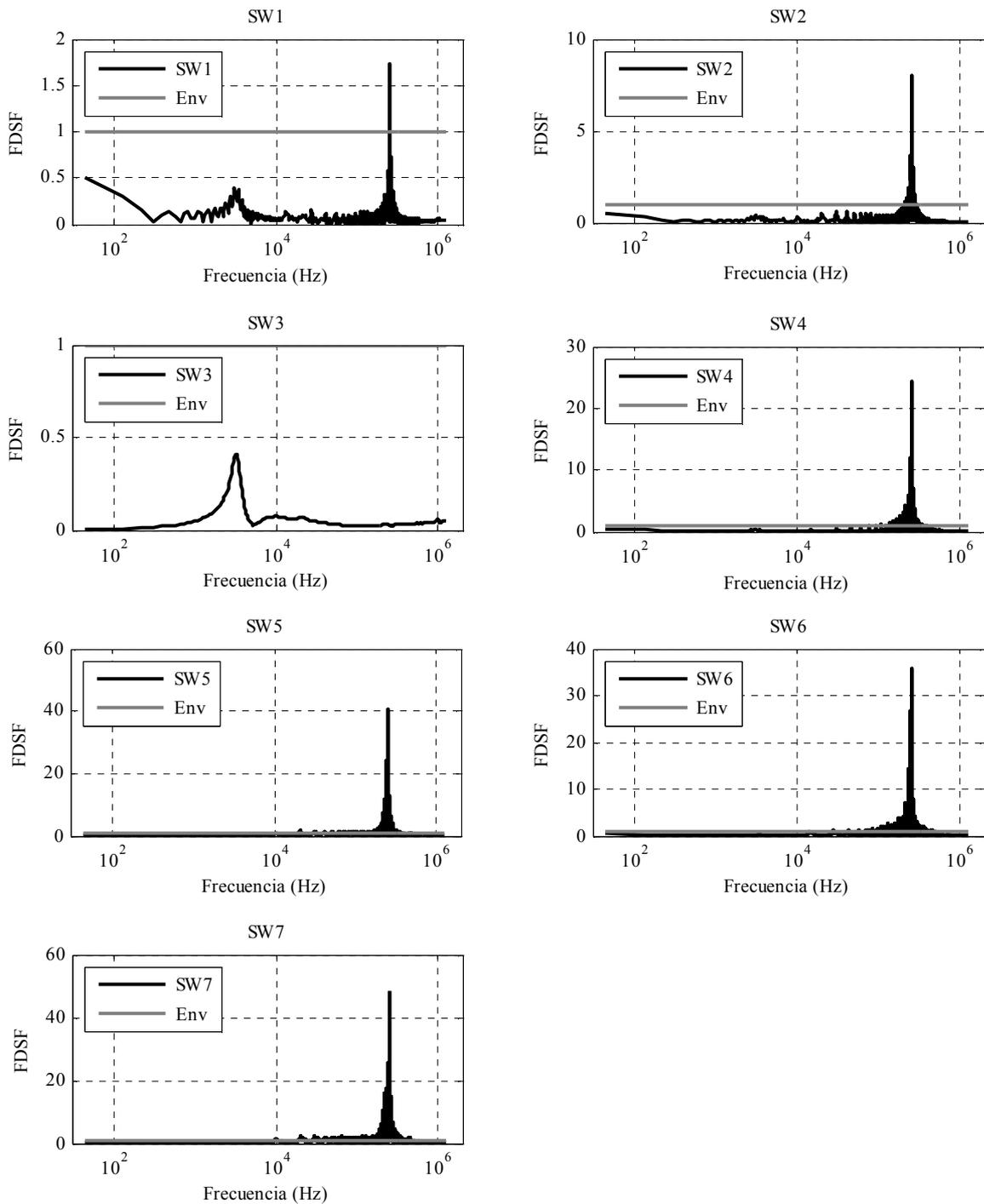


Fig. 9.57. Coeficiente *FDSF* del transformador *Ficticio* calculado a partir de la Fig. 9.56 para cada conmutación de la Tabla 9.VII cuando el devanado *BT* está en cortocircuito.

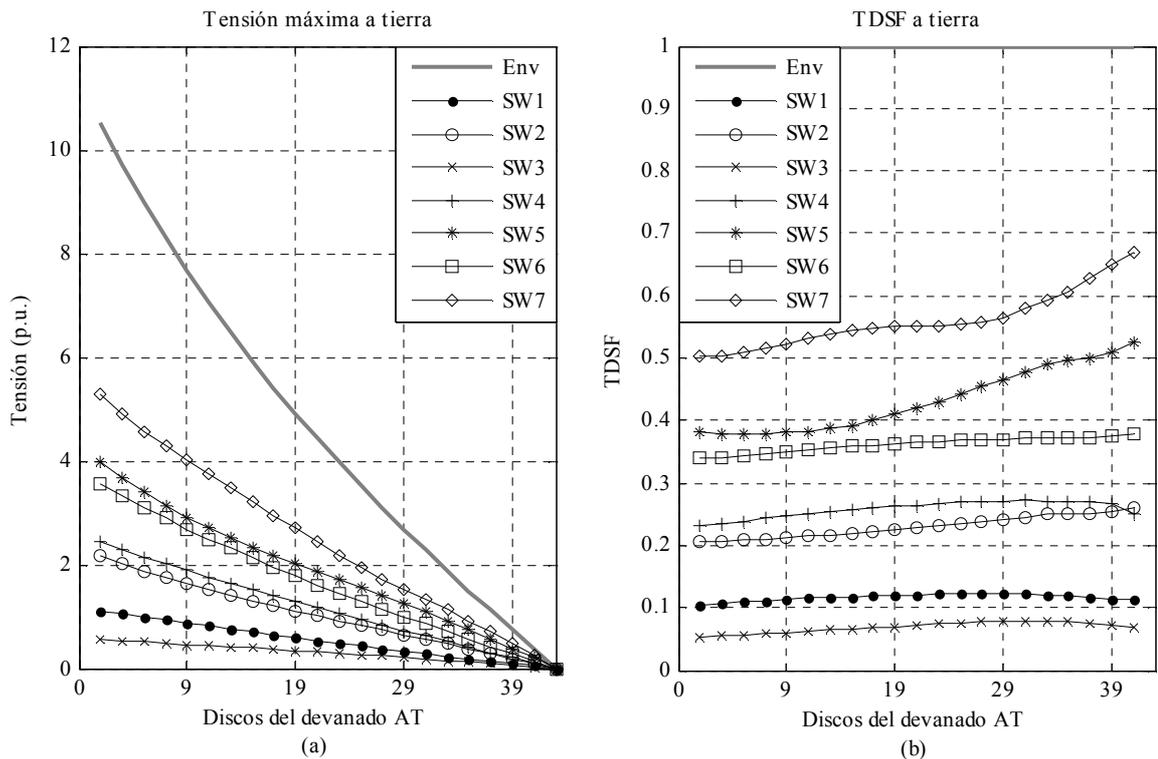


Fig. 9.58. (a) Tensión máxima a tierra de los discos a lo largo del devanado *ATI* para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado *BT* en cortocircuito. (b) Coeficientes *TDSFs* a tierra de los discos calculados a partir de la Fig. 9.58.a.

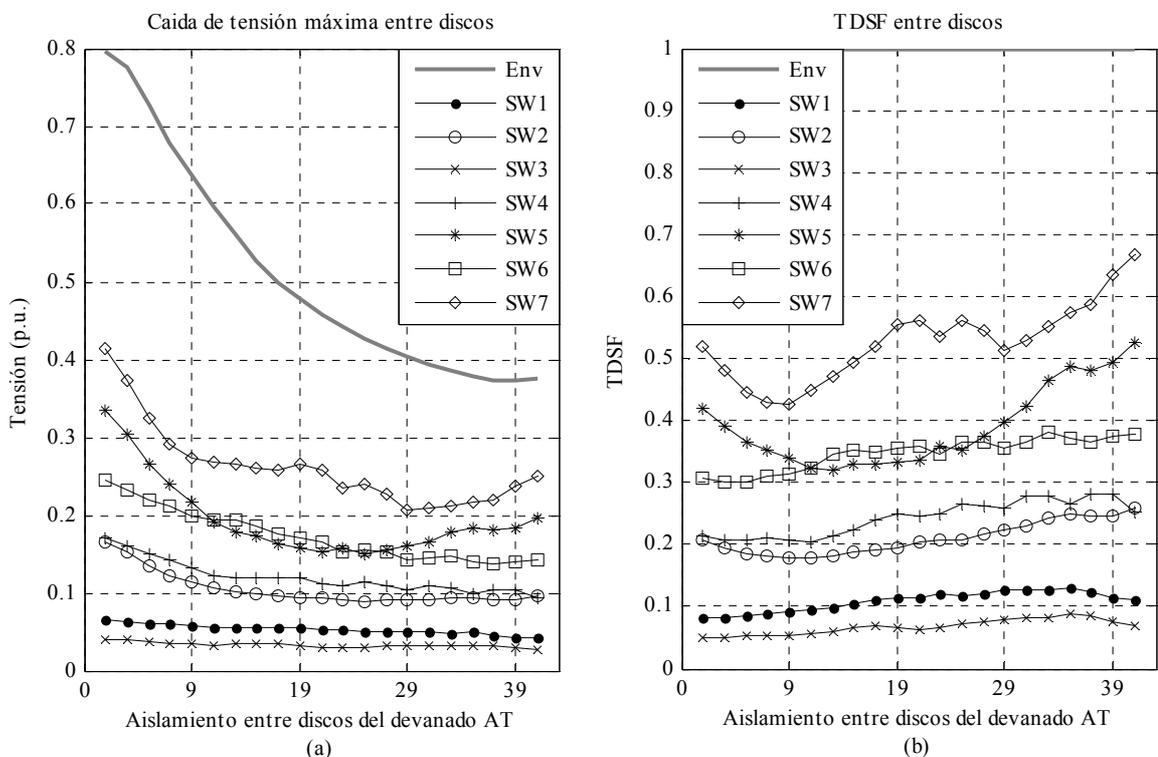


Fig. 9.59. (a) Caída de tensión máxima entre los discos a lo largo del devanado *ATI* para los casos estudiados de la Tabla 9.VII con el devanado *BT* en cortocircuito. (b) Coeficientes *TDSFs* entre los discos calculados a partir de la Fig. 9.59.a.



## 10 Conclusiones y Trabajos Futuros

Este trabajo de investigación se centra en el estudio del comportamiento de los transformadores de potencia sometidos a fenómenos transitorios de muy alta frecuencia como consecuencia de la interacción eléctrica con el sistema de potencia. El modelo y la metodología presentados han sido aplicados a diferentes casos de estudio, donde las principales contribuciones y conclusiones son enumeradas en las siguientes secciones, proponiendo también futuras líneas de investigación.

### 10.1 Contribuciones y Conclusiones

#### Modelo numérico propuesto

Se propone y se describe en detalle un modelo numérico para altas frecuencias, basado en la teoría de las líneas de transmisión con parámetros disipativos y dependientes con la frecuencia, para el cálculo de la distribución de la tensión en los devanados de transformadores de potencia cuando interactúa con el sistema de potencia.

El modelo propuesto logra predecir la respuesta transitoria interna a lo largo de los devanados en transformadores de potencia tanto, *Core* como *Shell*. El modelo propuesto es totalmente flexible y suficientemente preciso cuando se usa un simple disco como la unidad elemental en la discretización de los devanados.

Se demuestra que las técnicas del *análisis modal* y de la *transformada numérica de Laplace* descritas en detalle y aplicadas en el modelo propuesto, presentan ventajas inherentes a la hora de obtener la solución de las ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo.

Una novedad destacada en esta tesis radica en que se define claramente la compatibilidad del modelo propuesto del transformador con el modelo del sistema de potencia implementado en un programa tipo *EMTP*, combinando satisfactoriamente el modelo interno detallado (*Caja Blanca*) del transformador con su modelo terminal (*Caja Negra*) conectado al sistema de potencia, a través de la técnica del *Vector Fitting*. Esto es crucial para obtener la distribución de la tensión a lo largo de los devanados debido a la interacción entre el transformador y el sistema de potencia.

#### Parámetros del transformador

Es esencial una representación adecuada y precisa de los parámetros del modelo a la hora de computar con precisión el comportamiento transitorio del transformador de potencia ya que, se comprueba que el método de cálculo de los parámetros influye fuertemente en la solución. En este trabajo, el cálculo de los parámetros del modelo y su dependencia con la frecuencia

es descrito mediante el cálculo de los parámetros de las espiras a través de fórmulas analíticas.

Las capacitancias de las espiras son formuladas en detalle a partir de la permitividad relativa compleja de los canales dieléctricos y de la geometría de las espiras. Las inductancias propias y mutuas de las espiras son modeladas satisfactoriamente a través de la expresión desarrollada por *Wilcox*, la cual es un buen método para determinar las inductancias de las espiras en fenómenos transitorios de altas frecuencias.

Especial atención se presta en la inclusión de las pérdidas en el modelo propuesto del transformador, teniendo en cuenta las pérdidas dieléctricas, las pérdidas en el núcleo debido a las corrientes *eddy* y las pérdidas en los conductores debido al efecto *skin* y *proximity*, todas ellas dependientes con la frecuencia.

### **Modelo del VCB**

El modelo del interruptor automático de vacío desarrollado en esta tesis determina satisfactoriamente el comportamiento transitorio del *VCB*, teniendo en cuenta los principales parámetros del *VCB*, los cuales proporcionan una visión clara de los fenómenos de la ruptura del vacío y de la extinción del arco eléctrico durante la operación de apertura del *VCB*. Los resultados obtenidos en la validación del modelo desarrollado del *VCB* son concordantes en comparación con los valores de la literatura.

### **Metodología propuesta**

La metodología propuesta es descrita en detalle y ofrece una herramienta útil en el dominio del tiempo para estimar la severidad dieléctrica a la que se ve sometido el sistema de aislamiento del transformador cuando éste está sometido a transitorios no normalizados del sistema de potencia.

En la localización de los puntos dieléctricamente débiles a lo largo de los devanados, se ha propuesto el *Factor de Severidad en el Dominio del Tiempo (TDSF)*. Este factor permite evaluar la interacción entre el transformador y el sistema de potencia al que está conectado, a través de las solicitaciones que surgen durante el fenómeno transitorio en referencia a los ensayos dieléctricos normalizados.

La metodología propuesta permite, tanto a los fabricantes de transformadores como a las empresas eléctricas, llevar a cabo estudios adicionales con el fin de obtener un mejor conocimiento sobre las condiciones transitorias a las que se ve sometido el transformador conectado al sistema de potencia.

### **Validación experimental**

El modelo y la metodología propuesta son validados mediante ensayos experimentales de varios transformadores. Los resultados de la distribución de la tensión calculada en varios puntos son comparados satisfactoriamente con los valores experimentales cuando se aplica un impulso de onda plena.

El modelo propuesto también está validado a través del *Grupo de Trabajo Conjunto* de la *Cigré JWGA2/C4.39*, comparando los resultados obtenidos del modelo propuesto con once herramientas de cálculo de transitorios diferentes, pertenecientes a los miembros del *JWGA2/C4.39*. La comparación de la distribución de la tensión máxima de los nodos y de las ramas es muy buena, siendo la respuesta temporal en los nodos donde se produce las diferencias.

Dentro de dicho grupo de trabajo, también se ha aplicado el modelo propuesto en el cálculo de la respuesta interna de la bobina de *Abetti*. En este ejercicio se demuestra que las diferencias en la respuesta temporal de las diferentes herramientas de cálculo son debidas a las discrepancias en los valores obtenidos por los distintos métodos que usan las herramientas de cálculo para estimar los parámetros del transformador.

### **Aplicaciones prácticas**

Varias aplicaciones prácticas son llevadas a cabo satisfactoriamente donde se muestra la potencialidad del modelo y la sensibilidad de la metodología propuesta.

La bobina de *Abetti* es modelada como una aplicación práctica y los resultados obtenidos confirman que el modelo propuesto es una herramienta de cálculo precisa para obtener la solución transitoria en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

Un estudio práctico se realiza adecuadamente para analizar el estrés dieléctrico al que está sometido el sistema de aislamiento de un transformador real sometido los ensayos dieléctricos normalizados. Este estudio:

- Focaliza el análisis del campo eléctrico en el instante de tiempo correspondiente a la caída de tensión máxima entre las espiras enfrentadas.
- Evita esfuerzos innecesarios en la gestión de información durante las simulaciones.
- Asegura que el campo eléctrico dentro del transformador es menor que la rigidez dieléctrica admisible de cada material dieléctrico durante los ensayos dieléctricos.

El transformador *Ficticio* del *Grupo de Trabajo* de la *Cigré JWGA2/C4.39* es implementado satisfactoriamente para realizar varias actividades prácticas. Importantes resultados se presentan cuando el transformador es excitado con un impulso tipo rayo de onda completa y una onda oscilatoria amortiguada con una frecuencia de oscilación correspondiente a la primera frecuencia de resonancia:

- La propagación de la onda a través del devanado excitado y las tensiones transferidas al otro devanado se observan cuando se aplica el impulso tipo rayo.
- La amplificación de la tensión en puntos en torno a la mitad del devanado de alta tensión se contempla cuando se aplica la onda oscilatoria amortiguada.
- La severidad dieléctrica del aislamiento, analizada a través del cálculo de los coeficientes *FDSF* y *TDSF*, es influenciada por el valor del factor de amortiguamiento de la onda oscilatoria aplicada.

La metodología propuesta es aplicada eficazmente a un caso de estudio particular consistente de un transformador conectado al sistema de potencia a través de un *VCB*. Importantes resultados se exponen durante la desconexión del transformador del sistema de potencia a través de la apertura del dispositivo de conmutación:

- La respuesta transitoria del transformador y la severidad dieléctrica de su sistema de aislamiento se ven influenciados por los parámetros del *VCB*.
- Las sobretensiones generadas por la operación de apertura del *VCB* pueden ser superiores que las tensiones obtenidas de los ensayos dieléctricos.
- Se demuestra que el coeficiente *FDSF* es un parámetro global y es mucho más conservador que el coeficiente *TDSF*.

## 10.2 Trabajos futuros

Puesto que en este trabajo se modela una sola fase del transformador, sería interesante modelar todas las fases en el caso de transformadores trifásicos y comprobar, en base a mediciones, el efecto de las fases conectadas en estrella y en triángulo.

Otro punto interesante consiste en simular dos transformadores conectados en serie o en paralelo, donde uno de ellos puede funcionar como un sistema de protección contra sobretensiones.

En el estudio de los factores de severidad, sólo un sistema formado por un transformador conectado a un *VCB* es analizado. Sería interesante modelar por ejemplo un cable subterráneo o una línea aérea entre el *VCB* y el transformador con el fin de realizar simulaciones más cercanas a la realidad. También sería interesante desarrollar más trabajos de investigación para evaluar los efectos de otros dispositivos de conmutación sobre la respuesta interna del transformador.

Finalmente, la metodología propuesta se podría utilizar como una herramienta adicional en investigaciones relacionadas con los fallos de los diferentes tipos de cortocircuitos.

## 11 Conclusions and Future Work

This research focuses on the study of power transformers behavior subjected to very high frequency transients due to electrical interaction with the power system. The presented model and methodology have been applied to different study cases, where the main contributions and conclusions are given in the following sections, proposing also future lines of research.

### 11.1 Conclusions

#### Proposed numerical model

A numerical model for high frequencies is proposed and described in detail, based on the transmission lines theory with dissipative and frequency-dependent parameters, to calculate the voltage distribution along the windings in power transformers when it interacts with the power system.

The proposed model allows to predict the internal transient response along the windings in power transformers, both Core and Shell. The proposed model is completely flexible and sufficiently accurate when a single disk is used as the winding basic unit in the discretization of the windings.

The techniques of the *Modal analysis* and *numerical Laplace transform* are described in detail and applied in the proposed model. We show that these techniques present inherent advantages when obtaining the differential equations solution in time domain.

A novelty in this dissertation lies in that it clearly defines the compatibility of the transformer model with the power system model implemented in an EMTP type program, combining successfully the detailed internal model (*White Box*) of the transformer with its terminal model (*Black Box*) connected to the power system model, through the *Vector Fitting* technique. This is crucial to obtain the internal voltage distribution along the windings due to the interaction between the transformer and the power system.

#### Transformer parameters

A proper and accurate representation of the model parameters is essential to compute the power transformer transient behavior accurately since, it has been found that the parameters calculation method strongly influences on the solution. In this work, the calculation of the model parameters is described by calculating the turn parameters through analytical formulas.

The capacitances of the windings are formulated in detail by the complex relative permittivity of the dielectric channel and geometry of the turns. The self and mutual inductances of the turns are satisfactorily modeled by the expression developed by Wilcox, which is a good method for determining the inductances of the turns at high frequency transients.

Special attention is paid to the inclusion of losses in the transformer proposed model, considering the dielectric losses, core losses due to eddy currents and conductor losses due to skin and proximity effect, all frequency dependent.

### **VCB model**

The vacuum circuit breaker model developed in this thesis determines successfully the *VCB* transient behavior, taking into account the *VCB* main parameters, which provide a clear view of the phenomena of vacuum breakdown and arc extinction during the *VCB* opening operation. The obtained results in the validation of the *VCB* developed model are concordant compared to literature values.

### **Proposed methodology**

The proposed methodology is described in detail and provides a useful tool in the time domain to estimate the dielectric severity of the transformer insulation system subjected to non-standardized transient of power system.

For the location of the weak dielectrically points along the windings, the *Time Domain Severity Factor (TDSF)* is proposed. This factor allows to evaluate the interaction between the transformer and the power system, through the stresses which arise during the transient phenomenon in reference to standard dielectric tests.

The proposed methodology allows both, manufacturers and utilities, to carry out additional studies to obtain a better understanding on transient conditions of the transformer connected to the power system.

### **Experimental validation**

The model and the proposed methodology are validated by experimental tests of several transformers. The voltage distribution results calculated in several points are compared with the experimental values when a full wave lightning impulse is applied.

The proposed model is also validated through the *Joint Working Group of the Cigré JWGA2/C4.39*, comparing the obtained results with eleven different transient calculation tools, belonging to the *JWGA2/C4.39* participants. The maximum voltage distribution comparison of the nodes and branches is very good, being the time response in the nodes where differences occur.

In the working group, the proposed model has also been applied to the calculation of the Abetti coil internal response. This exercise demonstrated that the differences in the temporal

response of the different calculation tools are due to the discrepancies in the values obtained by the different methods using the calculation tools to estimate the transformer parameters.

### **Practical applications**

Several practical applications are carried out satisfactorily where the model potentiality and the methodology sensitivity are shown.

*Abetti* coil is modeled as a practical application and the obtained results confirm that the proposed model is a precise calculation tool to obtain the transient solution in time and frequency domain.

A practical study is performed properly to analyze the dielectrical stress on the isolation system of a real transformer subjected to standard dielectric tests:

- The study focuses on the electric field analysis at the time instant corresponding to the maximum voltage drop between facing turns.
- The study avoids unnecessary efforts in the management of information during the simulations.
- The study ensures that the electric field inside the transformer is lower than the permissible dielectric strength of each dielectric material for dielectric tests.

A *Fictitious* transformer of *JWGA2/C4.39* is successfully implemented to perform several practical activities. Important results are presented when the transformer is energized with a full wave lightning impulse and a damped oscillatory wave with an oscillation frequency corresponding to the first resonant frequency:

- The wave propagation across energized winding and the transferred voltage to the other winding are observed when the lightning impulse is applied.
- The amplification of the voltage at points around the middle high voltage winding is shown when the oscillatory wave is applied.
- The dielectric severity of insulation, analyzed through the calculation the coefficients *FDSF* and *TDSF*, is influenced by the damping factor value of the applied oscillatory wave.

The proposed methodology is applied effectively to a particular study case consisting of a transformer connected to the power system through a *VCB*. Important results are shown during the transformer disconnection from the power system through the opening of the switching device:

- The transformer transient response and the dielectric severity of its insulation system are influenced by the *VCB* parameters values.
- Overvoltages generated by the *VCB* opening operation can be higher than the obtained voltages of the dielectric tests.
- It is shown that the coefficient *FDSF* is a global parameter, and it is much more conservative than the coefficient *TDSF*.

## 11.2 Future Work

Since in this work only one transformer phase is modelled, it would be interesting model all phases in the case of three-phase transformers and check the effect of star and delta connections on the basis of measurements.

Another interesting point consists on the simulation of two transformers connected either in series or in parallel, where one can work as a system to protect against overvoltages.

In the severity factors study, only a system consisting of a transformer connected to a *VCB* is analyzed. It would be interesting to model e.g. an underground cable or overhead line between the *VCB* and the transformer in order to perform more realistic simulations. It would also be interesting to develop more research to assess the effects of other switching devices on the transformer internal response.

Finally, the proposed methodology could be used as an additional tool in research related to short circuit faults.

## Anexo A. Obtención de la ecuación matricial del análisis modal

A continuación se obtiene la ecuación matricial del análisis modal (3.9). Agrupando términos de las ecuaciones (3.7) y (3.8) se obtiene el siguiente conjunto de ecuaciones matriciales,

$$\mathbf{V}_S = \mathbf{z}'\mathbf{I}' + \mathbf{V}_R \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{V}' = \mathbf{Z}'\mathbf{I}' + \mathbf{U}_V\mathbf{V}_R \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{I}_S = \mathbf{y}_1\mathbf{V}_S + \mathbf{y}'\mathbf{V}' + \mathbf{y}_3\mathbf{V}_R + \mathbf{I}_R \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{I}' = \mathbf{y}_2\mathbf{V}_S + \mathbf{Y}'\mathbf{V}' + \mathbf{y}_4\mathbf{V}_R + \mathbf{U}_I\mathbf{I}_R \quad (\text{A.4})$$

donde  $\mathbf{V}_S$  e  $\mathbf{I}_S$  es el vector de las tensiones y de las corrientes de los terminales de entrada de los devanados (3.12).  $\mathbf{V}_R$  e  $\mathbf{I}_R$  es el vector de las tensiones y de las corrientes de los terminales de salida de los devanados (3.12).  $\mathbf{V}'$  es el vector de tensiones con respecto a tierra de los nodos internos de los devanados (3.13).  $\mathbf{I}'$  es el vector de las corrientes inductivas que circulan por el interior de los bloques (A.5).  $\mathbf{U}_V$  y  $\mathbf{U}_I$  son matrices de ceros y unos. Las impedancias  $\mathbf{Z}'$ ,  $\mathbf{z}'$  son sub-matrices de la matriz total de impedancias  $\mathbf{Z}$ . Las admitancias  $\mathbf{Y}'$ ,  $\mathbf{y}'$ ,  $\mathbf{y}_1$ ,  $\mathbf{y}_2$ ,  $\mathbf{y}_3$ ,  $\mathbf{y}_4$  son sub-matrices de la matriz total de admitancias  $\mathbf{Y}$ .

$$\mathbf{I}' = \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \\ \vdots \\ I'_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}'_j = \begin{bmatrix} I_j(1) \\ I_j(2) \\ \vdots \\ I_j(K_j) \end{bmatrix}, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.5})$$

A continuación se manipulan (A.1), (A.2), (A.3) y (A.4) para obtener la ecuación matricial (3.9). Eliminando  $\mathbf{I}'$  de (A.1) usando (A.4) se obtiene,

$$-\mathbf{I}_R = \mathbf{A}_{21}\mathbf{V}_S + \mathbf{A}_{22}\mathbf{V}_R + \mathbf{B}_2\mathbf{V}' \quad (\text{A.6})$$

donde

$$\mathbf{A}_{21} = -a(\mathbf{1} - \mathbf{z}'\mathbf{y}_2) \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{A}_{22} = -a(\mathbf{1} + \mathbf{z}'\mathbf{y}_4) \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{B}_2 = -a\mathbf{z}'\mathbf{Y}' \quad (\text{A.9})$$

$$a = (\mathbf{z}'\mathbf{U}_I)^{-1} \quad (\text{A.10})$$

Eliminando  $\mathbf{I}_R$  de (A.3) usando (A.6) se obtiene,

$$\mathbf{I}_S = \mathbf{A}_{11}\mathbf{V}_S + \mathbf{A}_{12}\mathbf{V}_R + \mathbf{B}_1\mathbf{V}' \quad (\text{A.11})$$

donde

$$\mathbf{A}_{11} = \mathbf{y}_1 - \mathbf{A}_{21} \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{A}_{12} = \mathbf{y}_3 - \mathbf{A}_{22} \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{y}' - \mathbf{B}_2 \quad (\text{A.14})$$

Finalmente, eliminando  $\mathbf{I}'$  de (A.2) usando (A.4) y eliminando  $\mathbf{I}_R$  usando (A.6) se obtiene,

$$\mathbf{V}' = \mathbf{C}_1\mathbf{V}_S + \mathbf{C}_2\mathbf{V}_R + \mathbf{D}\mathbf{V}' \quad (\text{A.15})$$

donde

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{Z}'(\mathbf{y}_2 - \mathbf{U}_I\mathbf{A}_{21}) \quad (\text{A.16})$$

$$\mathbf{C}_2 = \mathbf{U}_V + \mathbf{Z}'(\mathbf{y}_4 - \mathbf{U}_I\mathbf{A}_{22}) \quad (\text{A.17})$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{Z}'(\mathbf{Y}' - \mathbf{U}_I\mathbf{B}_2) \quad (\text{A.18})$$

Con las ecuaciones (A.11) y (A.15) se obtiene la ecuación matricial (3.9),

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_B \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_B \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

donde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} a & -a \\ -a & a \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} (\mathbf{y}_1 - a\mathbf{z}'\mathbf{y}_2) & (\mathbf{y}_3 - a\mathbf{z}'\mathbf{y}_4) \\ (a\mathbf{z}'\mathbf{y}_2) & (a\mathbf{z}'\mathbf{y}_4) \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{C}_2] = \mathbf{C}' + \mathbf{C}_L \quad (\text{A.24})$$

$$\mathbf{C}_L = [(\mathbf{Z}'\mathbf{U}_I a) \quad (\mathbf{U}_V - \mathbf{Z}'\mathbf{U}_I a)] \quad (\text{A.25})$$

$$\mathbf{C}' = [\mathbf{Z}'(\mathbf{y}_2 - \mathbf{U}_I a\mathbf{z}'\mathbf{y}_2) \quad \mathbf{Z}'(\mathbf{y}_4 - \mathbf{U}_I a\mathbf{z}'\mathbf{y}_4)] \quad (\text{A.26})$$

## Anexo B. Frecuencia máxima del modelo de parámetros concentrados

Un modelo basado en parámetros concentrados es válido hasta una frecuencia límite superior cuyo valor viene determinado por la geometría y por los materiales del transformador. Los parámetros de la onda electromagnética que se propaga por el interior del transformador son [60],

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (\text{B.1})$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \quad (\text{B.2})$$

donde  $\lambda$ ,  $v$ ,  $f$  es la longitud de onda, la velocidad del frente de onda, y la frecuencia de la onda electromagnética, respectivamente;  $\mu$ ,  $\mu_r$  es la permeabilidad absoluta y relativa del medio,  $\varepsilon$ ,  $\varepsilon_r$  es la permitividad absoluta y relativa del medio,  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío.

El circuito eléctrico que modela el transformador se puede considerar como un circuito de parámetros concentrados si la longitud de los bloques en que se divide cada devanado satisface la condición ( $\lambda \gg L$ ) y por lo tanto se puede usar la siguiente regla empírica definida por *Degeneff* [47], [60],

$$\lambda \geq 10L \text{ para un circuito de parámetros concentrados} \quad (\text{B.3})$$

$$\lambda < 10L \text{ para un circuito de parámetros distribuidos} \quad (\text{B.4})$$

donde  $L$  representa la longitud máxima de los bloques. La longitud de un bloque se puede calcular a partir de la longitud de las espiras como,

$$L_B = n \cdot \pi \cdot D_m \quad (\text{B.5})$$

donde  $L_B$  es la longitud del bloque,  $n$  es el número de espiras agrupadas en el bloque y  $D_m$  es el diámetro medio de las espiras del bloque.

Entonces la frecuencia límite superior del modelo de parámetros concentrados se obtiene combinando (B.1), (B.2) y (B.3) cuyo valor es,

$$f_{max} = \frac{c}{10 L \sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \quad (\text{B.6})$$

La ecuación (B.6) asegura que para las ondas electromagnéticas con una frecuencia menor que  $f_{max}$ , la variación del valor del campo con el tiempo es suficientemente lenta para que en todo el espacio de difusión de la onda electromagnética (dentro de los bloques del modelo del transformador) tenga el mismo valor para un instante de tiempo.

## Anexo C. Capacitancias series de los devanados

A continuación se muestra las expresiones de las capacitancias series de algunos devanados aplicando simplificaciones en la ecuación (4.14) según el tipo de devanado.

Para un devanado de capas o helicoidal, la capacitancia serie equivalente de un bloque es [57], [60],

$$C_S = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^{N-1} \hat{C}_{geo,i,i+1} = \frac{N-1}{N^2} C_{tt} \approx \frac{1}{N} C_{tt} \quad (C.1)$$

donde  $N$  es el número de espiras del bloque,  $\hat{C}_{geo,i,i+1}$  es la capacitancia geométrica compleja entre dos espiras enfrentadas y  $C_{tt}$  es la capacitancia geométrica media entre las espiras enfrentadas.

Para un devanado de discos continuos, la capacitancia serie equivalente considerando que el bloque está formado por dos discos es [57], [60],

$$C_S = 2 \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{1}{2N}\right)^2 \hat{C}_{geo,i,i+1} + \sum_{i=1}^N \left(\frac{2(N-i)+1}{2N}\right)^2 \hat{C}_{geo,i,2N-i+1} \quad (C.2)$$

donde  $N$  es el número de espiras de cada disco,  $\hat{C}_{geo,i,i+1}$  es la capacitancia geométrica compleja entre las espiras enfrentadas dentro de un disco y  $\hat{C}_{geo,i,2N-i+1}$  es la capacitancia geométrica compleja de las espiras enfrentadas entre los discos adyacentes. Simplificando la expresión (C.2) se obtiene [57], [60],

$$C_S = \frac{N-1}{2N^2} C_{tt} + \frac{(N-1)(2N-1)}{6N^2} C_{dd} \approx \frac{N-1}{2N^2} C_{tt} + \frac{1}{3} C_{dd} \quad (C.3)$$

donde  $C_{tt}$  es la capacitancia geométrica media entre las espiras enfrentadas dentro de un disco y  $C_{dd}$  es la capacitancia geométrica media entre los dos discos adyacentes.

El uso de un devanado de discos con anillos electrostáticos es un método muy eficaz para mejorar la distribución del campo eléctrico donde el efecto de la capacitancia a tierra de las espiras se neutraliza por la correspondiente capacitancia a la pantalla electrostática. De esta manera, la corriente de las capacitancias a tierra circula por la pantalla electrostática y no fluye a través de las espiras. La capacitancia serie equivalente de un par de discos con un anillo electrostático en un extremo como se muestra en la Fig. C.1 se obtiene como [57], [60],

$$C_S = \frac{N-1}{2N^2} C_{tt} + \frac{1}{3} C_{dd} + \frac{1}{12} C_{SER} \quad (C.4)$$

donde  $C_{SER}$  es la capacitancia media entre el anillo electrostático y el disco enfrentado, la cual se calcula con la expresión general de la capacitancia entre dos placas paralelas.

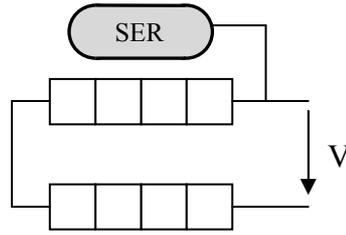


Fig. C.1. Discos con pantalla electrostática en el extremo.

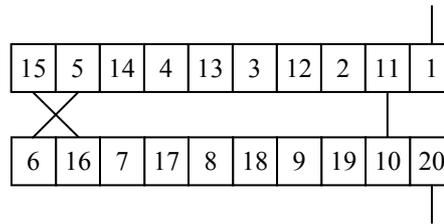


Fig. C.2. Par de discos hisercap con una rama alternada por espira.

Normalmente, en los transformadores tipo *Core*, la capacitancia serie de los discos continuos es pequeña comparada con la capacitancia a tierra. Este valor pequeño genera grandes sobretensiones iniciales a lo largo de las espiras provocando un elevado estrés dieléctrico. Sin embargo, en los transformadores tipo *Shell*, el área neta de los devanados es más grande produciendo así una capacitancia serie elevada dando lugar a una distribución de tensiones transitorias iniciales más uniforme a lo largo de los devanados.

Para evitar esta desventaja en los discos continuos de los transformadores tipo *Core* y con el fin de lograr un gradiente de tensiones uniforme a lo largo de los discos y reducir de manera significativa el estrés dieléctrico entre las diversas partes del devanado, normalmente se incrementa la capacitancia serie mediante el uso de discos con espiras entrelazadas (discos *hisercap*) [126] o mediante el uso de espiras con conductores blindados (discos con *shields*) [127].

Un devanado *hisercap* típico se muestra en la Fig. C.2 donde dos espiras eléctricas consecutivas están separadas físicamente por otra espira, que está eléctricamente mucho más alejada [14]. Cuando un devanado tiene más de un conductor por espira, los conductores también se intercalan como se muestra en la Fig. C.3 para obtener el máximo beneficio del método de entrelazado [126], [123]. En un devanado *hisercap*, no sólo la capacitancia serie se incrementa significativamente, sino que además la capacitancia a tierra se reduce por la mejora en el factor de espacio del devanado [39].

La capacitancia serie equivalente de un par de discos *hisercap* es [57], [60],

$$C_s = \frac{1}{4} \left[ N + \left( \frac{N-1}{N} \right)^2 (N-2) \right] C_{tt} + \frac{4}{3} C_{aa} \quad (C.5)$$

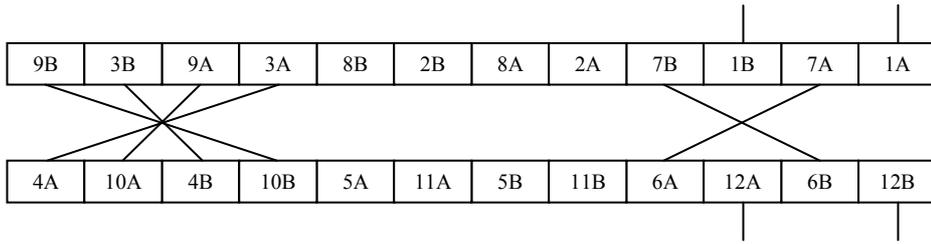


Fig. C.3. Par de discos hisercap con dos ramas alternada por espira.

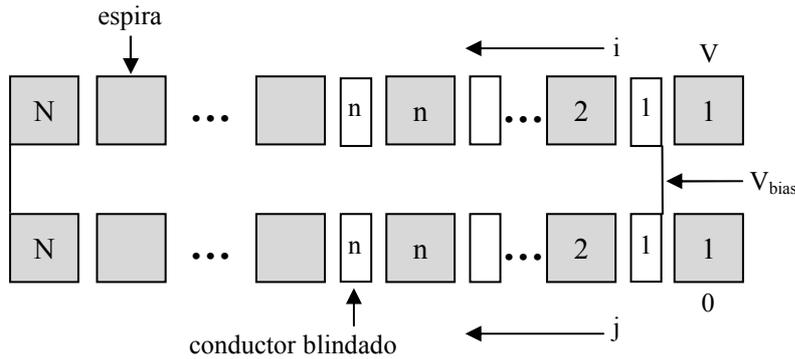


Fig. C.4. Par de discos con conductores blindados.

donde  $N$  es el número de espiras por disco,  $C_{tt}$  es la capacitancia geométrica media entre las espiras enfrentadas dentro de un disco y  $C_{dd}$  es la capacitancia geométrica media entre los dos discos adyacentes.

Un devanado con conductores blindados (*shielded-conductor winding*) como se muestra en la Fig. C.4 produce un aumento moderado pero suficiente de la capacitancia serie y su fabricación es menos compleja en comparación con un devanado *hisercap*. Sin embargo, este tipo de devanado tiene algunos inconvenientes como el requisito de un espacio adicional para alojar los conductores blindados, la disminución del factor de espacio del devanado, la posibilidad de un desequilibrio en las amperivoltas de los devanados y la aparición de pérdidas *eddy* en los conductores blindados. La capacitancia serie equivalente de un par de discos con conductores blindados se puede determinar usando el enfoque de *Del Vecchio et al.* [127],

$$C_S = \frac{n}{4N^2} [\beta^2 + (\beta - 1)^2 + (\beta - 2N)^2 + (\beta - 2N + 1)^2] C_w + \frac{(N - n - 1)}{2N^2} C_{tt} + \frac{1}{3} C_{dd} \quad (C.6)$$

$$\beta = \frac{V - V_{bias}}{\frac{V}{2N}} \quad (C.7)$$

donde  $C_w$  es la capacitancia geométrica entre la espira y el conductor blindado,  $n$  es el número de conductores blindados por disco,  $N$  es el número de espiras por disco,  $C_{dd}$  es la capacitancia entre discos adyacentes,  $C_{tt}$  es la capacitancia entre espiras enfrentadas y  $\beta = N$  para conductores blindados con terminales fluctuantes entre cada par de discos.

## Anexo D. Inductancia de la espira con el núcleo de aire

A continuación se deduce la expresión general de la inductancia propia de una espira con el núcleo de aire y de la inductancia mutua entre dos espiras montadas sobre un núcleo de aire.

La inductancia propia y mutua con el núcleo de aire se obtiene a partir de la solución de las ecuaciones de *Maxwell*. La contribución magnética a lo largo de una espira circular por la cual circula una corriente debido al campo eléctrico aplicado en la espira es,

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial \phi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint \vec{B} \cdot d\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \oint \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (D.1)$$

donde  $E$  es el campo eléctrico,  $B$  es la inducción magnética y  $A$  es el potencial vector magnético. Asumiendo que  $B$  y  $H$  son proporcionales (sólo para materiales lineales), el flujo a través de la espira es proporcional a la corriente total que circula por la espira. La proporcionalidad se representa por la inductancia propia de la espira. Considerando que la espira está en el vacío (no hay materiales ferro-magnéticos), la inductancia de la espira sólo depende de su geometría. El flujo total a través de la espira se expresa como,

$$\phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{s} = \oint \vec{A} \cdot d\vec{l} = LI \quad (D.2)$$

donde  $I$  es la corriente que circula por la espira y  $L$  es la inductancia propia de la espira.

En la ecuación (D.2), sólo se tiene en cuenta la inductancia externa debido al hecho de que la inductancia interna es dependiente de la distribución de la corriente dentro del conductor. La inductancia interna se determina con el efecto *skin* y *proximity*. El flujo a través de la espira se calcula como,

$$\phi = \phi_{outer} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{r} \quad (D.3)$$

Entonces la inductancia externa de la espira es,

$$L = L_{outer} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{r} \quad (D.4)$$

donde los parámetros  $dl_1$ ,  $dl_2$  y  $r$  se muestran en la Fig. D.1.

La inductancia mutua entre dos espiras con un núcleo de aire se calcula usando el mismo enfoque que en el cálculo de la inductancia propia pero ahora considerando que las espiras son filamentos de sección transversal despreciable. La inductancia mutua entre dos filamentos circulares paralelos se calcula usando la ecuación (D.4). Esta expresión indica que ambas integrales se deben integrar sobre la circunferencia de ambos conductores. La inductancia mutua se expresa como,

$$M_{air}(i,j) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{r_i(\alpha_i) r_j(\alpha_j) \cos(\alpha_i - \alpha_j)}{R_{ij}(\alpha_i, \alpha_j)} d\alpha_i d\alpha_j \quad (D.5)$$

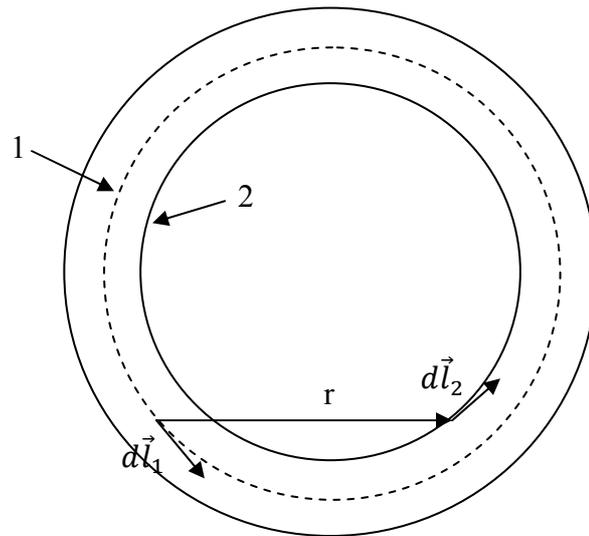


Fig. D.1. Cálculo de la inductancia propia de una espira.

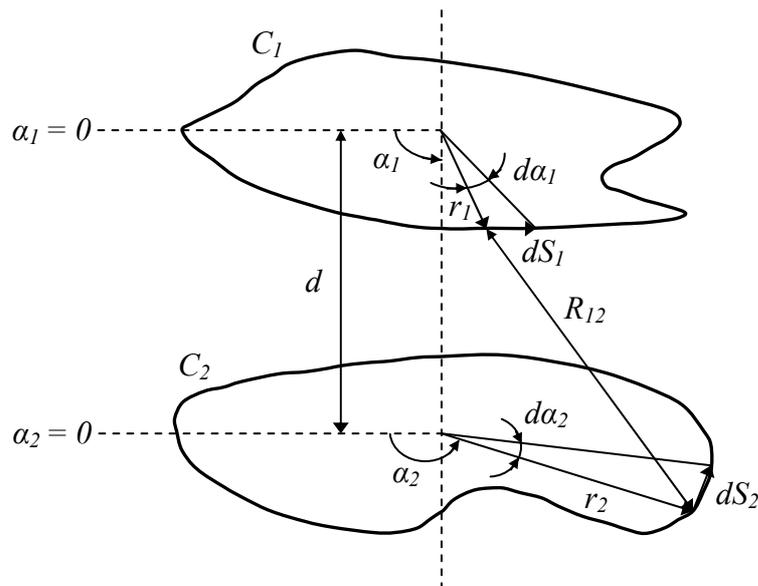


Fig. D.2. Cálculo de la inductancia mutua entre dos filamentos coaxiales paralelos.

donde todos los parámetros geométricos de (D.5) se muestran en la Fig. D.2. La doble integral en (D.5) se puede calcular con la ayuda de la regla trapezoidal numérica para espiras deformables [109]. Sin embargo, realizando el análisis de la ecuación (D.5) se obtiene una fórmula analítica para espiras circulares o rectangulares no deformables desarrollada por *Maxwell* [40], [85].

## Anexo E. Método de Lyle

El método de *Lyle* calcula la inductancia mutua entre dos espiras de sección transversal no despreciable sustituyendo cada espira por dos filamentos equivalentes de sección transversal despreciable como se muestra en la Fig. E.1 [75], [138].

Para el caso de que  $b > c$ , el método de *Lyle* reemplaza la espira por dos filamentos  $11'$  y  $22'$  de radio  $r_1$  y separados a una distancia  $2\beta$ ,

$$r_1 = R_1 \left( 1 + \frac{c_1^2}{24R_1^2} \right), \quad \beta^2 = \frac{b_1^2 - c_1^2}{12} \quad (\text{E.1})$$

Para el caso de que  $b < c$ , el método de *Lyle* reemplaza la espira por dos filamentos  $33'$  y  $44'$  con radios  $r_1$  y  $r_2$ ,

$$r_1 = v + \delta, \quad r_2 = v - \delta \quad (\text{E.2})$$

donde

$$v = R_2 \left( 1 + \frac{b_2^2}{24R_2^2} \right), \quad \delta = \frac{c_2^2 - b_2^2}{12} \quad (\text{E.3})$$

La inductancia mutua entre las dos espiras de sección transversal no despreciable se obtiene con la media de las inductancias mutuas entre los filamentos,

$$M = \frac{M_{13} + M_{14} + M_{23} + M_{24}}{4} \quad (\text{E.4})$$

donde  $1$  y  $2$  representa los filamentos de una espira,  $3$  y  $4$  representa los filamentos de la otra espira. La inductancia mutua entre dos filamentos se calcula usando la formulación analítica explicada en el capítulo 4 [40]. Se puede aumentar la precisión del cálculo de la inductancia mutua entre dos espiras dividiendo cada espira con un mayor número de filamentos y calculando la inductancia mutua con el mismo procedimiento [85], [7].

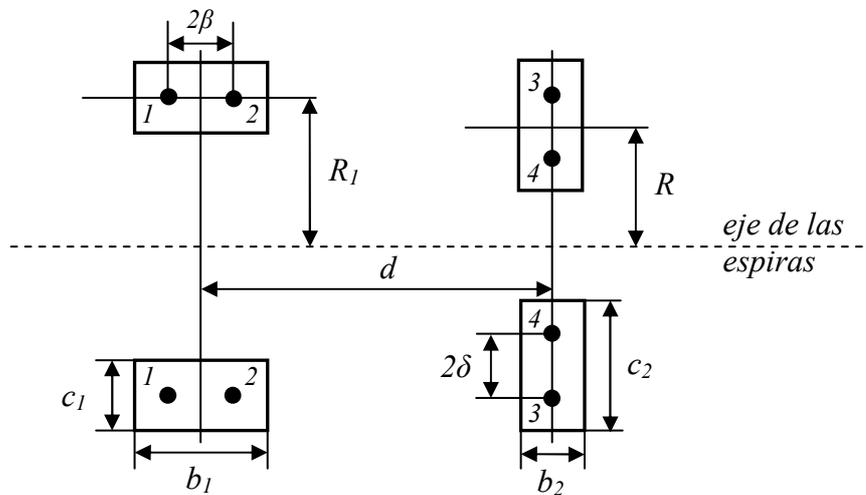


Fig. E.1. Dimensiones de los filamentos del método de Lyle.

## Anexo F. Expresión de Wilcox para el cálculo de las impedancias

La expresión propuesta por *Wilcox* para el cálculo de la impedancia propia y mutua de bobinas montadas sobre un núcleo ferro-magnético se basa en la solución de las ecuaciones de *Maxwell* en coordenadas cilíndricas con las siguientes hipótesis:

- La corriente que fluye por los conductores es senoidal.
- El campo magnético es cuasi-estacionario.
- Se desprecia la corriente de desplazamiento (los efectos capacitivos).
- La corriente se distribuye uniformemente sobre la sección transversal de todos los conductores de las bobinas.

Primero asume que las espiras son filamentos circulares sobre un núcleo homogéneo infinitamente largo de sección transversal despreciable, luego adapta el método para representar un núcleo cerrado con longitud finita y finalmente extiende el método para bobinas con secciones transversales rectangulares no despreciables [133], [134].

### Impedancia para filamentos

La expresión general del método de *Wilcox* para el cálculo de la impedancia mutua entre dos espiras circulares con las secciones transversales despreciables (filamentos) montadas sobre un núcleo magnético como se muestra en la Fig. F.1 es dada por (F.1).

$$Z = j\omega L_1 + Z_c \quad (\text{F.1})$$

El primer y el segundo término de (F.1) tienen las siguientes expresiones para un núcleo infinito,

$$L_1 = 2\mu_1 r a \int_0^\infty I_1(\beta r) K_1(\beta a) \cos(\beta z) d\beta \quad (\text{F.2})$$

$$Z_c = 2j\omega\mu_1 \int_0^\infty r a \frac{K_1(\beta r) K_1(\beta a) I_1(\beta b)}{K_1(\beta b)} F(\beta b) \cos(\beta z) d\beta \quad (\text{F.3})$$

$$F(\beta b) = \left[ \frac{f(\beta b) - \frac{\mu_1}{\mu_{2z}} f(\Gamma b)}{g(\beta b) + \frac{\mu_1}{\mu_{2z}} f(\Gamma b)} \right] \quad (\text{F.4})$$

$$f(x) = x \frac{I_0(x)}{I_1(x)}, \quad g(x) = x \frac{K_0(x)}{K_1(x)} \quad (\text{F.5})$$

$$\Gamma = \sqrt{\frac{\mu_{2z}}{\mu_{2r}} \beta^2 + j\omega\mu_{2z}\sigma_2} \quad (\text{F.6})$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular,  $\mu_{2z}$  y  $\mu_{2r}$  es la permeabilidad magnética del núcleo en la dirección axial y radial, respectivamente,  $\sigma_2$  y  $b$  es la conductividad y el radio del núcleo, respectivamente,  $\mu_1$  es la permeabilidad magnética fuera del núcleo ( $\mu_1 = \mu_0$ ),  $z$  es la distancia

de separación entre las dos espiras en la dirección axial,  $a$  y  $r$  es el radio de las espiras con ( $r > a$ ).  $I_0, I_1, K_0, K_1$ , son las funciones de *Bessel* modificadas de primera y segunda especie de orden cero y uno, respectivamente. La ecuación (F.2) se puede resolver usando la formulación clásica dada por *Maxwell*.

En el caso de que las espiras están montadas sobre un núcleo de aire, se tiene que  $\mu_{2z} = \mu_{2r} = \mu_1 = \mu_0$ ,  $\sigma_2 = 0$  y  $\Gamma = \beta$  y se verifica que  $Z_c = 0$ . Por lo tanto, el primer término de (F.1) corresponde a la inductancia mutua entre dos espiras montadas en un núcleo de aire. El segundo término de (F.1) representa una impedancia de corrección, la cual introduce los efectos en el campo magnético debido a la presencia del núcleo de hierro.

En el caso de altas frecuencias ( $\omega = \infty$ ) o en el caso de un núcleo perfectamente conductor ( $\sigma_2 = \infty$ ), se tiene que  $\Gamma = \infty$  y la impedancia de corrección se simplifica,

$$Z_c = -j\omega L_2 \quad (F.7)$$

donde

$$L_2 = 2\mu_1 r a \int_0^\infty \frac{K_1(\beta r) K_1(\beta a) I_1(\beta b)}{K_1(\beta b)} \cos(\beta z) d\beta \quad (F.8)$$

La inductancia  $L_2$  corresponde a una inductancia situada en el núcleo que genera un flujo magnético que se opone al campo magnético creado por la inductancia  $L_1$ . El flujo magnético no penetra dentro del núcleo debido a las corrientes *eddy* y por lo tanto aparece una región de flujo magnético cero en el interior del núcleo. La ecuación (F.8) se puede evaluar con la formulación clásica de *Maxwell*.

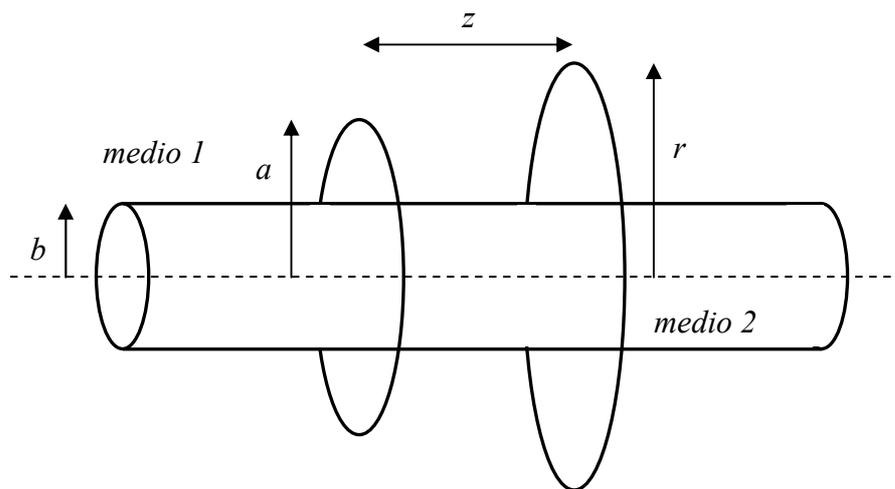


Fig. F.1. Dimensiones de dos filamentos montados en un núcleo infinito.

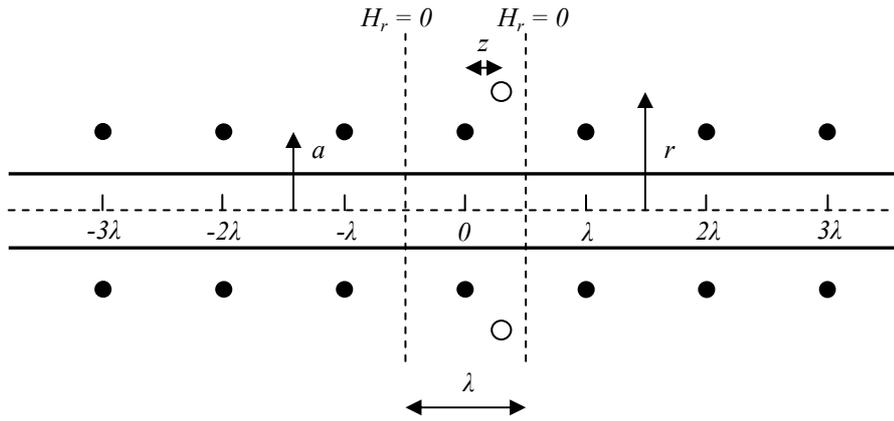


Fig. F.2. Representación de un núcleo magnético finito con el método de las espiras imágenes.

Para el cálculo de la impedancia mutua entre dos filamentos montados sobre un circuito magnético cerrado, se asume que el núcleo es un cilindro recto y finito de longitud total  $\lambda$  con ( $\lambda > b$ ) situado entre dos placas infinitas de material magnético perfecto ( $\mu = \infty$ ,  $\sigma = 0$ ). Para satisfacer las condiciones de frontera en las dos placas infinitas ( $H_r = 0$ ), se puede usar el método de la imágenes. Este método consiste en sustituir las dos placas infinitas por un número infinito de espiras imágenes a lo largo de un núcleo infinito. Cada espira real tiene asociado un número infinito de espiras imágenes en la región de la izquierda y de la derecha del plano izquierdo y derecho, respectivamente como muestra la Fig. F.2. En trabajos prácticos, la elección del número de espiras ficticias depende del grado de precisión necesaria. Considerando  $N$  espiras ficticias, las expresiones (F.2) y (F.3) quedan de la siguiente forma,

$$L_1 = \mu_1 r a \frac{\pi}{\lambda} \left[ \frac{r}{a} + 4 \sum_{n=1}^N I_1(\beta_n r) K_1(\beta_n a) \sigma_n \cos(\beta_n z) \right] \quad (F.9)$$

$$Z_c = \frac{\pi}{\lambda} \left[ j\omega b^2 \left( \frac{2\mu_{2z} I_1(mb)}{mb I_0(mb)} - \mu_1 \right) + 4j\omega\mu_1 \sum_{n=1}^N r a \frac{K_1(\beta_n r) K_1(\beta_n a) I_1(\beta_n b)}{K_1(\beta_n b)} F(\beta_n b) \sigma_n \cos(\beta_n z) \right] \quad (F.10)$$

$$F(\beta_n b) = \left[ \frac{f(\beta_n b) - \frac{\mu_1}{\mu_{2z}} f(\Gamma_n b)}{g(\beta_n b) + \frac{\mu_1}{\mu_{2z}} f(\Gamma_n b)} \right] \quad (F.11)$$

$$\Gamma_n = \sqrt{\frac{\mu_{2z}}{\mu_{2r}} \beta_n^2 + m^2} \quad (F.12)$$

$$m = \sqrt{j\omega\mu_{2z}\sigma_2}, \quad \beta_n = \frac{2\pi n}{\lambda}, \quad \sigma_n = \frac{\sin(n\pi/N)}{(n\pi/N)} \quad (F.13)$$

donde  $\sigma_n$  es el factor de *Lanczos* y se usa para eliminar posibles oscilaciones de *Gibb*.

### Impedancia para bobinas

La impedancia mutua entre dos bobinas de secciones transversales rectangulares montadas sobre un núcleo magnético con  $N_1$  y  $N_2$  espiras cada una de ellas cuyas dimensiones geométricas se muestran en la Fig. F.3 es dada por (F.1).

La inductancia  $L_I$  corresponde a la situación de bobinas con el núcleo de aire y se puede calcular con las fórmulas y tablas de *Grover* para la inductancia propia de una bobina o usando el método de *Lyle* para la inductancia mutua entre bobinas.

Para el caso de bobinas con núcleo infinito, la impedancia de corrección  $Z_c$  tiene la siguiente expresión,

$$Z_c = \frac{j\omega\mu_1 2N_1 N_2}{h_1 h_2 w_1 w_2} \int_0^\infty \int_{-\frac{w_2}{2}}^{\frac{w_2}{2}} \int_{-\frac{w_1}{2}}^{\frac{w_1}{2}} \int_{r_1}^{r_2} \int_{a_1}^{a_2} \frac{ra K_1(\beta r) K_1(\beta a) I_1(\beta b)}{K_1(\beta b)} \cdot F(\beta b) \cos[\beta(z + \tau_2 - \tau_1)] da dr d\tau_1 d\tau_2 d\beta \quad (F.14)$$

donde  $N_1$  y  $N_2$  es el número de espiras de cada bobina,  $r_1$  y  $a_1$  es el radio interno de cada bobina,  $r_2$  y  $a_2$  es el radio externo de cada bobina,  $w_1$  y  $w_2$  es la dimensión axial de cada bobina,  $h_1$  y  $h_2$  es la dimensión radial de cada bobina como se muestra en la Fig. F.3.

La expresión (F.14) se evalúa como,

$$Z_c = \frac{j\omega\mu_1 2N_1 N_2}{h_1 h_2 w_1 w_2} \int_0^\infty P_1(\beta a_2, \beta a_1) P_1(\beta r_2, \beta r_1) Q_1(\beta w_2, \beta w_1) \frac{I_1(\beta b)}{K_1(\beta b)} F(\beta b) \cos(\beta z) d\beta \quad (F.15)$$

donde

$$P_1(x, y) = \frac{1}{\beta^2} [p_1(x) - p_1(y)] \quad (F.16)$$

$$Q_1(x, y) = \frac{2}{\beta^2} \left[ \cos\left(\frac{x-y}{2}\right) - \cos\left(\frac{x+y}{2}\right) \right] \quad (F.17)$$

$$p_1(\alpha) = \frac{\pi\alpha}{2} [K_1(\alpha)L_0(\alpha) + L_1(\alpha)K_0(\alpha)] \quad (F.18)$$

Y las funciones *Struve* modificadas  $L_k(\alpha)$  se definen como,

$$L_k(\alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\alpha/2)^{k+2n+1}}{[n + (1/2)]! [k + n + (1/2)]!} \quad (F.19)$$

Cuando se considera un núcleo cerrado, la impedancia de corrección  $Z_c$  se calcula evaluando (F.15) teniendo en cuenta las  $N$  bobinas imágenes cuya expresión se representa como la suma de dos términos,

$$Z_c = Z_1 + Z_2 \quad (F.20)$$

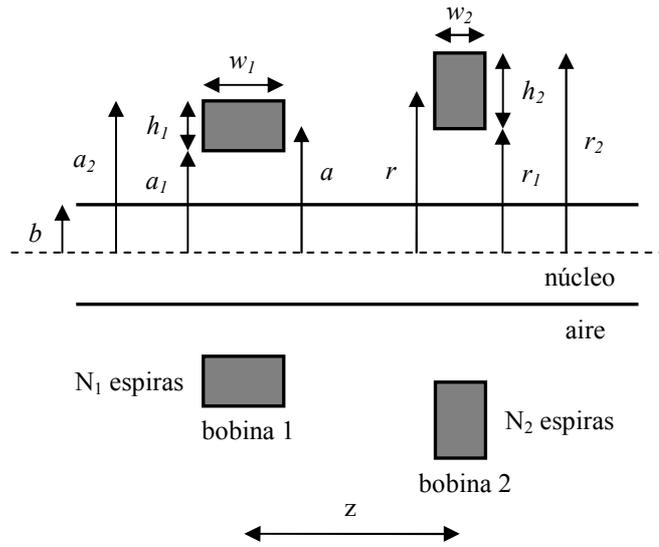


Fig. F.3. Dimensiones de las bobinas con sección transversal rectangular.

$$Z_1 = j\omega N_1 N_2 \frac{\pi b^2}{\lambda} \left( \frac{2\mu_{2z} I_1(mb)}{mb I_0(mb)} - \mu_1 \right) \quad (F.21)$$

$$Z_2 = \frac{j\omega \mu_1 4\pi N_1 N_2}{\lambda h_1 h_2 w_1 w_2} \sum_{n=1}^N P_1(\beta_n a_2, \beta_n a_1) P_1(\beta_n r_2, \beta_n r_1) Q_1(\beta_n w_2, \beta_n w_1) \frac{I_1(\beta_n b)}{K_1(\beta_n b)} F(\beta_n b) \sigma_n \cos(\beta_n z) \quad (F.22)$$

donde  $Z_1$  es la impedancia debido al flujo confinado dentro del núcleo y la  $Z_2$  es la impedancia debido al flujo de dispersión adicional al introducir el núcleo de hierro. Para el cálculo de la impedancia propia de una bobina se considera que  $N_2 = N_1$ ,  $w_2 = w_1$ ,  $h_2 = h_1$  y  $z = 0$  en la ecuación (F.15).

A frecuencias bajas, se tiene que,

$$\frac{2I_1(mb)}{mb I_0(mb)} = 1 \quad (F.23)$$

Y si  $\mu_{2z} \gg \mu_1$ , el término  $Z_1$  se puede simplificar dando lugar a la siguiente expresión para la impedancia propia de una bobina con  $N$  espiras,

$$Z_1 = j\omega N^2 \frac{\pi b^2}{\lambda} \left( \frac{2\mu_{2z} I_1(mb)}{mb I_0(mb)} - \mu_1 \right) = j\omega N^2 \frac{\pi b^2}{l} (\mu_{2z} - \mu_1) = j\omega \mu_{2z} N^2 \frac{\pi b^2}{l} \quad (F.24)$$

la cual es la fórmula clásica para la inductancia de una bobina con núcleo ferro-magnético despreciando los términos del flujo de dispersión.

## Anexo G. Impedancia debido al efecto skin y proximity

A continuación se discuten los efectos *skin* y *proximity* usando la formulación de *Bessel*. La sección transversal circular de dos conductores se muestra en la Fig. G.1. La corriente que fluye en los conductores es senoidal con una frecuencia angular  $\omega$  y ambas tienen la misma dirección. Se asume que los conductores son suficientemente largos en la dirección  $z$  para considerar el problema en dos dimensiones [97].

El potencial vector magnético dentro del conductor cilíndrico cumple la siguiente ecuación diferencial,

$$\nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J} \quad (\text{G.1})$$

donde  $A$  es el potencial vector magnético en el conductor,  $J$  es la densidad de corriente en el conductor y  $\mu = \mu_0$  es la permeabilidad magnética de ambos conductores.

El potencial vector magnético en coordenadas cilíndricas  $(r, \theta)$  tiene la siguiente expresión general,

$$A(r, \theta) = R(r)\phi(\theta) \quad (\text{G.2})$$

Por lo tanto (G.2) debe satisfacer la ecuación diferencial (G.1),

$$r^2 \frac{d^2 R}{dr^2} + r \frac{dR}{dr} - (r^2 m^2 + n^2) R = 0 \quad (\text{G.3})$$

$$\frac{d^2 \phi}{d\theta^2} + n^2 \phi = 0 \quad (\text{G.4})$$

con

$$m = \sqrt{j\omega\mu\sigma} \quad (\text{G.5})$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{G.6})$$

donde  $\sigma$  es la conductividad eléctrica de ambos conductores.

La ecuación (G.3) presenta una ecuación diferencial de *Bessel* cuya solución general es [55],

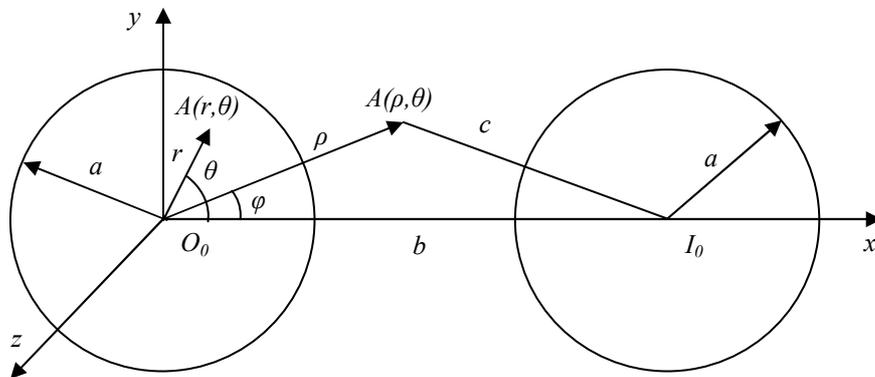


Fig. G.1. Sección transversal de dos conductores cilíndricos.

$$R(r) = A_{1n}J_n(mr) + B_{1n}Y_n(mr) \quad (\text{G.7})$$

donde  $J_n$  y  $Y_n$  son las funciones de *Bessel* de primera y segunda especie,  $A_{1n}$  y  $B_{1n}$  son las constantes.

La solución general de (G.4) es,

$$\phi(\theta) = A_{2n} \sin(n\theta) + B_{2n} \cos(n\theta) \quad (\text{G.8})$$

donde  $A_{2n}$  y  $B_{2n}$  son las constantes.

En la ecuación (G.7), cuando  $r \rightarrow 0$ ,  $Y_n \rightarrow \infty$ , entonces  $B_{1n} = 0$ . En la ecuación (G.8), debido a la simetría con respecto al eje  $z$ , sólo aparece  $\cos(n\theta)$  y por lo tanto  $A_{2n} = 0$ .

Finalmente, el potencial vector magnético dentro del conductor  $O_\theta$  es,

$$A(r, \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n J_n(mr) \cos(n\theta) \quad (\text{G.9})$$

donde  $A_n = A_{1n} B_{2n}$ .

Fuera del conductor  $O_\theta$ , el potencial vector magnético debido a la corriente que fluye a través del conductor  $O_\theta$  satisface la siguiente ecuación diferencial,

$$\nabla^2 \vec{A} = 0 \quad (\text{G.10})$$

La solución general de (G.10) usando la separación de variables en las coordenadas cilíndricas es,

$$A(\rho, \varphi) = C_0 + D_n \ln(\rho) + \sum_{n=1}^{\infty} E_n \rho^{-n} [F_n \cos(n\varphi) + G_n \sin(n\varphi)], \quad a \leq \rho \leq b \quad (\text{G.11})$$

donde  $C_0$ ,  $D_n$ ,  $E_n$ ,  $F_n$  y  $G_n$  son las constantes. Debido a la simetría con respecto al eje  $z$ , solo  $G_n = 0$ . Por lo tanto, la solución general de (G.11) queda de la siguiente manera,

$$A(\rho, \varphi) = C_0 + D_n \ln(\rho) + \sum_{n=1}^{\infty} H_n \rho^{-n} \cos(n\varphi) \quad (\text{G.12})$$

donde  $C_0$ ,  $D_n$  y  $H_n$  son las constantes.

Para analizar el efecto *proximity*, se asume que el conductor  $I_\theta$  es un filamento situado en su centro. El potencial vector magnético debido al conductor  $I_\theta$  cuando el conductor  $O_\theta$  está ausente es,

$$A(\rho, \varphi) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[ \ln(b) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{\rho}{b}\right)^n \cos(n\varphi) \right] \quad (\text{G.13})$$

Finalmente, el potencial vector magnético fuera del conductor  $O_\theta$  debido a (G.12), (G.13) es,

$$A(\rho, \varphi) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[ \ln(b) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{\rho}{b}\right)^n \cos(n\varphi) \right] + C_0 + D_n \ln(\rho) + \sum_{n=1}^{\infty} H_n \rho^{-n} \cos(n\varphi) \quad (G.14)$$

Las siguientes condiciones de frontera se aplican sobre la superficie del conductor  $O_0$ ,

$$B_r|_{r=a, \theta=\varphi} = B_\rho|_{\rho=a, \varphi=\theta}, \quad \frac{1}{\mu} B_\theta|_{r=a, \theta=\varphi} = \frac{1}{\mu_0} B_\varphi|_{\rho=a, \varphi=\theta} \quad (G.15)$$

donde

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta}, \quad B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \quad (G.16)$$

Las ecuaciones (G.15) expresan la continuidad de la componente radial y la componente tangencial de la intensidad del campo magnético sobre la superficie del conductor  $O_0$ . Entonces la constante  $A_n$  de (G.9), con la ayuda de (G.14) - (G.16) es,

$$A_n = \begin{cases} \frac{\mu I}{2\pi m a} \frac{1}{J_1(ma)}, & n = 0 \\ -\frac{\mu I}{\pi a} \left(\frac{a}{b}\right)^n \frac{1}{J_{n-1}(ma)}, & n > 0 \end{cases} \quad (G.17)$$

Finalmente, el potencial vector magnético dentro del conductor cilíndrico  $O_0$  es,

$$A(r, \theta) = \frac{\mu I}{2\pi m a} \frac{J_0(mr)}{J_1(ma)} - \frac{\mu I}{\pi a} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^n \frac{J_n(mr) \cos(n\theta)}{J_{n-1}(ma)} \quad (G.18)$$

y la densidad de corriente en un punto  $(r, \theta)$  es dado por,

$$J(r, \theta) = j\omega\sigma A(r, \theta) = \frac{mI}{2\pi a} \frac{J_0(mr)}{J_1(ma)} - \frac{m^2 I}{\pi a} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^n \frac{J_n(mr) \cos(n\theta)}{J_{n-1}(ma)} \quad (G.19)$$

El primer término de (G.19) representa la densidad de corriente en el conductor debido al efecto *skin* y el segundo término representa el efecto *proximity*. El valor de la impedancia del conductor  $O_0$  expresado en Ohmios por unidad de longitud es,

$$Z_{O_0} = \frac{m}{2\pi a \sigma} \frac{J_0(ma)}{J_1(ma)} - \frac{j\omega\mu}{\pi a} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^{2n} \frac{J_n(ma)}{J_{n-1}(ma)} \quad (G.20)$$

De acuerdo con (G.20), la impedancia de cada conductor debido al efecto *skin* es,

$$Z_{skin} = R_{skin} + jX_{skin} = \frac{m}{2\pi a \sigma} \frac{J_0(ma)}{J_1(ma)} \quad (G.21)$$

y la impedancia de cada conductor debido al efecto *proximity* es,

$$Z_{prox} = R_{prox} + jX_{prox} = -\frac{j\omega\mu}{\pi a} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^{2n} \frac{J_n(ma)}{J_{n-1}(ma)} \quad (G.22)$$

## Anexo H. Ondas normalizadas

Las ondas normalizadas de los impulsos de tensión que se aplican en los ensayos dieléctricos corresponden a los impulsos de tensión tipo rayo y de maniobra. La forma de onda, la duración, el nivel de cresta y los parámetros de estas ondas se especifican en las normas de acuerdo con las especificaciones BIL de cada transformador [51], [52], [53].

### Onda del impulso tipo rayo

El impulso tipo rayo de onda plena se caracteriza por el tiempo de subida  $T_f$ , que se determina a partir de los puntos  $A$  y  $B$  de la Fig. H.1. Otra característica de la onda es el tiempo de cola  $T_h$ , que se extiende desde el punto  $D$  de la Fig. H.1 hasta el instante en que la tensión cae a la mitad de su valor de pico.

La onda normalizada  $1.2/50 \mu s$  va desde el punto  $D$  hasta la tensión de pico en  $1.2 \mu s$  y decae al 50% de su valor de pico en  $50 \mu s$ . Un  $\pm 30\%$  de desviación para el tiempo de subida y  $\pm 20\%$  de desviación para el tiempo de cola es aceptable. El valor de pico viene determinado por el nivel de aislamiento  $BIL$  del transformador sujeto a una tolerancia de  $\pm 3\%$  [51].

La forma de onda del impulso tipo rayo  $1.2/50 \mu s$  de onda plena se representa matemáticamente como,

$$V(t) = V_s V_0 (e^{-p_1 t} - e^{-p_2 t}) \quad (H.1)$$

donde  $t$  es el tiempo,  $V_s$  es la tensión nominal del impulso,  $V_0$ ,  $p_1$ ,  $p_2$  son los parámetros dados en la Tabla H.I para la onda plena rápida ( $1.2/50 \mu s$ ). El parámetro  $p_1$  caracteriza la cola de la onda y el parámetro  $p_2$  está relacionado con el frente de la onda.

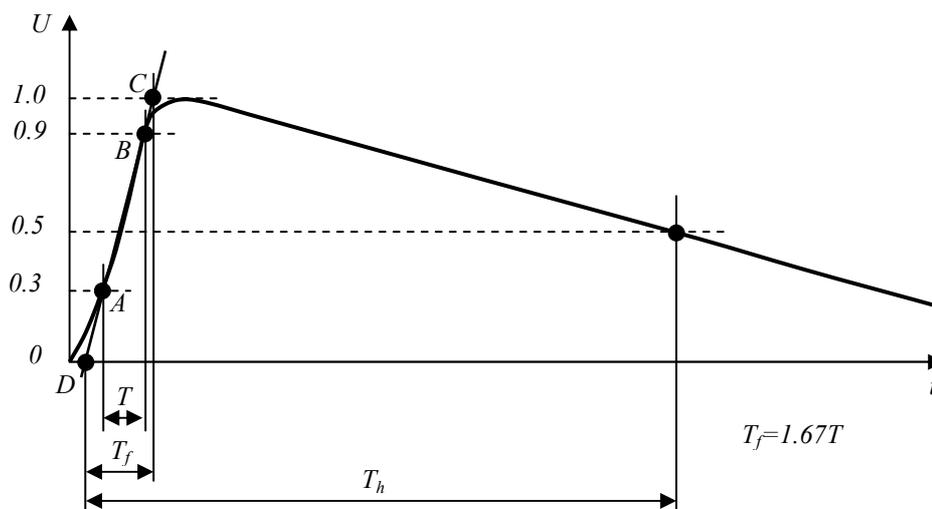


Fig. H.1. Forma de onda del impulso tipo rayo de onda plena.

**Tabla H.I. Parámetros de la onda plena rápida (1.2/50  $\mu$ s) y de onda plena lenta (100/1000  $\mu$ s)**

Forma de onda	$V_0$	$p_1$ a(s <sup>-1</sup> )	$p_2$ b(s <sup>-1</sup> )
1.2/50 $\mu$ s	1.037143	$0.0146 \times 10^6$	$2.467 \times 10^6$
100/1000 $\mu$ s	1.174437	868.8436	24137.67

**Tabla H.II. Parámetros del impulso tipo rayo de onda cortada en la cola (2 a 6  $\mu$ s)**

Tiempo de corte ( $\mu$ s)	$K_0$	$p_3$ p(s <sup>-1</sup> )
2.0	1.0055	$1.6 \times 10^7$
3.0	0.9921	$1.6 \times 10^7$
4.0	0.9783	$1.6 \times 10^7$
5.0	0.9641	$1.6 \times 10^7$
6.0	0.9502	$1.6 \times 10^7$

**Tabla H.III. Parámetros del impulso tipo rayo de onda cortada en la frente (0.5 a 1.0  $\mu$ s)**

Tiempo de corte ( $\mu$ s)	$V_0$	$K_0$	$p_3$ p(s <sup>-1</sup> )
0.5	1.4256	1.4152	$8.0 \times 10^6$
0.75	1.2021	1.1890	$1.1 \times 10^7$
1.0	1.1103	1.0942	$1.4 \times 10^7$

**Tabla H.IV. Parámetros del impulso de maniobra de onda cortada en la cola (800  $\mu$ s)**

Tiempo de corte ( $\mu$ s)	$V_0$	$K_0$	$p_1$ p(s <sup>-1</sup> )	$p_2$ p(s <sup>-1</sup> )	$p_3$ p(s <sup>-1</sup> )
800	1.06	0.8	500	$50 \times 10^3$	$1.0 \times 10^4$

El impulso tipo rayo de onda cortada en la cola tiene las mismas características que la onda plena pero la tensión se corta a cero después de un cierto tiempo tras alcanzar el valor de pico. El tiempo de corte  $T_c$  de la Fig. H.2 está comprendido entre 2  $\mu$ s y 6  $\mu$ s. Los puntos C y D de la Fig. H.2 sirven para determinar la pendiente de corte [51].

El impulso tipo rayo de onda cortada en el frente es similar a la onda plena, excepto que se corta en la parte delantera de la onda antes de alcanzar el valor de pico.

La forma de onda del impulso tipo rayo 1.2/50  $\mu$ s de onda cortada, en la frente como en la cola, se representa con las siguientes ecuaciones,

$$V(t) = V_s V_0 (e^{-p_1 t} - e^{-p_2 t}), \quad 0 \leq t < T_c \quad (\text{H.2})$$

$$V(t) = V_s V_0 (e^{-p_1 t} - e^{-p_2 t}) - V_s K_0 (e^{-p_1 (t-T_c)} - e^{-p_3 (t-T_c)}), \quad t > T_c \quad (\text{H.3})$$

donde  $V_s$  es la tensión nominal del impulso, el parámetro  $T_c$  es el instante de tiempo cuando se produce el corte de la señal y el parámetro  $p_3$  refleja la constante del tiempo de la caída de tensión después del corte.  $V_0$ ,  $p_1$  y  $p_2$  son los parámetros explicados de la onda plena. La Tabla H.I, la Tabla H.II y la Tabla H.III presentan los valores de los parámetros de la onda cortada (1.2/50  $\mu$ s) para los diferentes tiempos de corte en la cola y en la frente, respectivamente.

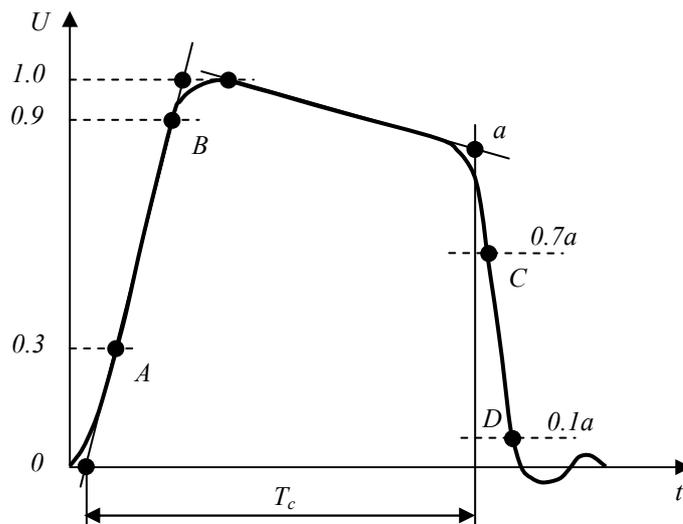


Fig. H.2. Forma de onda del impulso tipo rayo de onda cortada.

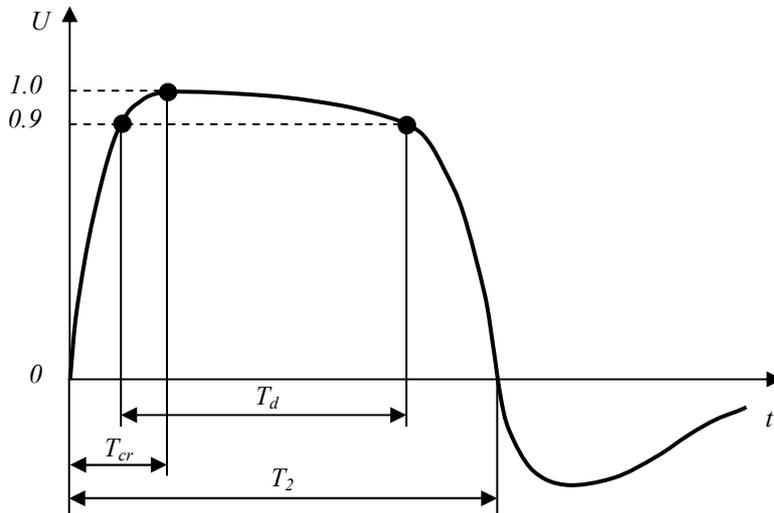


Fig. H.3. Forma de onda del impulso de maniobra.

### Onda del impulso de maniobra

La onda del impulso de maniobra está definida por la amplitud máxima, el tiempo de subida nominal  $T_{cr}$ , el tiempo que permanece la onda por encima del 90% de la amplitud máxima  $T_d$  y el instante de tiempo del primer cruce por cero  $T_2$  como indica la Fig. H.3. El tiempo de subida nominal tiene que estar entre  $100 \mu s$  y  $250 \mu s$ . El tiempo que permanece la onda por encima del 90% del valor de cresta tiene que ser mayor que  $200 \mu s$ . El primer paso por cero tiene que estar entre  $500 \mu s$  y  $1000 \mu s$  [51].

La forma de onda de un impulso de maniobra de onda plena ( $100/1000 \mu s$ ) se expresa con (H.1) donde los valores de los parámetros se detalla en la Tabla H.I para la onda plena lenta ( $100/1000 \mu s$ ). La forma de onda de un impulso de maniobra de onda cortada en la cola se expresa con (H.2) y (H.3) donde los valores de los parámetros se muestran en la Tabla H.IV.

## Anexo I. Onda oscilatoria amortiguada

Una onda oscilatoria amortiguada se define matemáticamente usando la siguiente expresión,

$$V(t) = \frac{V_{max}}{F_{max}} e^{-\frac{t}{T}} \sin(\omega t) \quad (I.1)$$

$$F_{max} = e^{-\frac{t_{max}}{T}} \sin(\omega t_{max}) \quad (I.2)$$

$$T = \frac{2\pi}{\omega \ln(D)}, \quad \omega t_{max} = \tan^{-1}(\omega T), \quad \omega = 2\pi f \quad (I.3)$$

donde  $V_{max}$  es la tensión máxima del primer pico,  $f$  es la frecuencia de oscilación de la onda,  $D$  es el factor de amortiguamiento de la onda,  $T$  es la constante de tiempo de la onda,  $t_{max}$  es el instante de tiempo del primer pico de la onda,  $F_{max}$  es el factor para ajustar el valor del primer máximo de la onda. El factor de amortiguamiento  $D$  se define como,

$$D = \frac{A_2}{A_1} \quad (I.4)$$

donde  $A_1$  y  $A_2$  es el primer y segundo pico positivo de la onda, respectivamente.



# Referencias

- [1] Abetti, P.A., "Transformer models for the determination of transient voltages," *AIEE Transactions, Power Apparatus and Systems, Part III*, vol.72, no.2, pp.468-480, Jan. 1953.
- [2] Abetti, P.A.; Davis, H.F., "Surge transfer in 3-winding transformers," *AIEE Transactions, Power Apparatus and Systems, Part III*, vol.73, no.2, pp.1395-1407, Jan. 1954.
- [3] Álvarez-Mariño, C.; López-Fernández, X.M., "Computation of fast transient voltage distribution in transformer windings caused by vacuum circuit breaker switching," *Proceedings of the XV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF2011*, pp1-8, Funchal, Madeira, 1-3 Sept. 2011.
- [4] Álvarez-Mariño, C.; Lopez-Fernandez, X.M.; Jácomo-Ramos, A.J.M.; Castro-Lopes, R.A.F.; Duarte-Couto, J.M., "Time domain severity factor (TDSF): Induced transient voltage between transformer and vacuum circuit breakers," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol.31 no.2, pp.670-681, 2012.
- [5] Arturi, C.M., "Transient simulation and analysis of a three-phase five-limb step-up transformer following an out-of-phase synchronization," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.6, no.1, pp.196-207, Jan. 1991.
- [6] Asano, R.; Da Costa Rocha, A.; Bastos, G.M., "Electrical transient interaction between transformers and the power system," *CIGRÉ A2-D1 Colloquium*, Brugge, Belgium, Oct. 2007.
- [7] Babic, S.I.; Akyel, C., "New analytic-numerical solutions for the mutual inductance of two coaxial circular coils with rectangular cross section in air," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.42, no.6, pp.1661-1669, June 2006.
- [8] Bartnikas, R., "Dielectric loss in insulating liquids," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol.EI-2, no.1, pp.33-54, April 1967.
- [9] Batruni, R.; Degeneff, R.C.; Lebow, M.A., "Determining the effect of thermal loading on the remaining useful life of a power transformer from its impedance versus frequency characteristic," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.11, no.3, pp.1385-1390, July 1996.

- [10] Bjerkan E., "High frequency modeling of power transformers, stresses and diagnostics," PhD Thesis, ISBN: 82-471-6925-8, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, Nov. 2005.
- [11] Bjerkan E.; Høidalen H.K., "High frequency FEM-based power transformer modeling: Investigation of internal stresses due to network-initiated overvoltages," *Electric Power Systems Research*, vol.77, no.11, pp.1483-1489, Sept. 2007.
- [12] Blume, L.F.; Boyajian, A., "Abnormal voltages within transformers," *AIEE Transactions*, vol.38, no.1, pp.577-620, Jan. 1919.
- [13] Brandwajn, V.; Donnel, H.W.; Dommel, I.I., "Matrix representation of three-phase n-winding transformers for steady-state and transient studies," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-101, no.6, pp.1369-1378, June 1982.
- [14] Chadwick, A.T.; Ferguson, J.M.; Ryder, D.H.; Stearn, G.F., "Design of power transformers to withstand surges due to lightning, with special reference to a new type of winding," *IEE Proceedings, Part II: Power Engineering*, vol.97, no.60, pp.737-744, Dec. 1950.
- [15] Chari, M.V.K.; D'Angelo, J.; Palmo, M.; Sharma, D.K., "Application of three-dimensional electromagnetic analysis methods to electrical machinery and devices," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.EC-1, no.2, pp.151-157, June 1986.
- [16] Cherry, E.C., "The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits," *Proceedings of the Physical Society, Section B*, vol.62, no. 2, pp.101-111, Feb. 1949.
- [17] Clark, F.M., *Insulating Materials for Design and Engineering Practice*, John Wiley & Sons, New York, 1962.
- [18] Cornick, K.J.; Thompson, T.R., "Steep-fronted switching voltage transients and their distribution in motor windings. Part 2: Distribution of steep-fronted switching voltage transients in motor windings," *IEE Proceedings-B, Electric Power Applications*, vol.129, no.2, pp.56-63, Mar. 1982.
- [19] Cornick, K.K.J.; Filliat, B.; Kieny, C.; Muller, W., "Distribution on very fast transient overvoltages in transformer windings," *Cigré Session*, Paper No 12-116, Paris, 1992.
- [20] Cornick, K.J.; Kunji, A.M., "Nanosecond switching transients recorded in a mining transformer installation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.8, no.3, pp.1130-1137, July 1993.
- [21] Da Costa Rocha, A., "Electrical transient interaction between transformers and power systems," *CIGRÉ Session 2008*, C4-106, Paris France, Aug. 2008.

- [22] Degeneff, R.C., "A general method for determining resonances in transformer windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.96, no.2, pp.423-430, Mar. 1977.
- [23] Degeneff, R.C., "A method for constructing terminal models for single-phase n-winding transformers," *IEEE Paper A78 539-9*, Summer Power Meeting, Los Angeles, 1978.
- [24] Dent, Beryl M.; Hartill, E.R.; Miles, J.G., "A method of analysis of transformer impulse voltage distribution using a digital computer," *IEE Proceedings, Part A: Power Engineering*, vol.105, no.23, pp.445-459, Oct. 1958.
- [25] De, A.; Chatterjee, N., "Part winding resonance: demerit of interleaved high-voltage transformer winding," *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol.147, no.3, pp.167-174, May 2000.
- [26] Dowell, P.L., "Effects of eddy currents in transformer windings," *Electrical Engineers, Proceedings*, vol.113, no.8, pp.1387-1394, Aug. 1966.
- [27] Dugan, R.C.; Gabrick, R.; Wright, J.C.; Patten, K.W., "Validated techniques for modeling shell-form EHV transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.4, no.2, pp.1070-1078, Apr. 1989.
- [28] Farr, H.K., "Oscillations in Transformer Windings," *General Electric*, TIS 50PT176-1.
- [29] Fergestad, P.I.; Henriksen, T., "Transient oscillations in multiwinding transformers," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-93, no.2, pp.500-509, Mar. 1974.
- [30] Fergestad, P.I.; Henriksen, T., "Inductances for the calculation of transient oscillations in transformers," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-93, no.2, pp.510-517, Mar. 1974.
- [31] Ferreira, J.A., "Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings," *IEE Proceedings-B, Electric Power Applications*, vol.139, no.1, pp.21-25, Jan. 1992.
- [32] Ferreira, J.A., "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.9, no.1, pp.127-131, Jan. 1994.
- [33] Gafvert, G.F.U.; Fuhr, J., "Modeling of dielectric measurements on power transformers," *CIGRÉ Sessions 1998*, Paper No. 15-103, 1998.
- [34] Gharehpetian, G.B.; Mohseni, H.; Moller, K., "Hybrid modelling of inhomogeneous transformer winding for very fast transient overvoltage studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.13, no.1, pp.157-163, Jan. 1998.

- [35] Giacoletto, L.J., "Frequency- and time-domain analysis of skin effects," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.32, no.1, pp.220-229, Jan. 1996.
- [36] Glinkowski, M.T.; Gutierrez, M.R.; Braun, D., "Voltage escalation and reignition behavior of vacuum generator circuit breakers during load shedding," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.12, no.1, pp.219-226, Jan. 1997.
- [37] Greenwood, A.; Glinkowski, M., "Voltage escalation in vacuum switching operations," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.3, no.4, pp.1698-1706, Oct. 1988.
- [38] Greenwood, A., *Electrical Transients in Power Systems*, 2nd edn., John Wiley and Sons, Inc., New York, 1991.
- [39] Grimmer, E.J.; Teague, W.L., "Improved core form transformer winding," *AIEE Transactions*, vol.70, no.1, pp.962-967, July 1951.
- [40] Grover, F.W., *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*, Dover Publications, Inc., 1962.
- [41] Guardado, J.L.; Cornick, K.J., "A computer model for calculating steep-fronted surge distribution in machine windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.4, no.1, pp.95-101, Mar. 1989.
- [42] Guardado, J.L.; Cornick, K.J., "Calculation of machine winding electrical parameters at high frequencies for switching transient studies," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.11, no.1, pp.33-40, Mar. 1996.
- [43] Gustavsen, B.; Semlyen, A., "Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.13, no.3, pp.834-842, July 1998.
- [44] Gustavsen, B.; Semlyen, A., "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.14, no.3, pp.1052-1061, July 1999.
- [45] Gustavsen, B., "Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.17, no.4, pp.1093-1098, Oct. 2002.
- [46] Gustavsen, B., "Wide band modeling of power transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.19, no.1, pp.414-422, Jan. 2004.
- [47] Harlow, J.H., *Electric Power Transformer Engineering*, 2nd edn., CRC Press, 2007.
- [48] Helmer, J.; Lindmayer, M., "Mathematical modeling of the high frequency behavior of vacuum interrupters and comparison with measured transients in power systems,"

- XVIIth International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, ISDEIV 1996, Proceedings*, vol. 1, pp.323-331, 21-26 July 1996.
- [49] Honorati, O.; Santini, E., "New approach to the analysis of impulse voltage distribution in transformer windings," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.137, no.4, pp.283-290, July 1990.
- [50] Hurley, W.; Wilcox, D.J., "Calculation of leakage inductance in transformer windings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.9, no.1, pp.121-126, Jan. 1994.
- [51] "IEEE Standard General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers," *IEEE Std C57.12.00-2000*, 2000.
- [52] "IEEE Standard Test Code for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers," *IEEE Std C57.12.90-1999*, 1999.
- [53] "IEEE Guide for Transformer Impulse Tests," *IEEE Std C57.98-1993*, pp.1-59, Nov. 1994.
- [54] International Standards Organization Programming Language Fortran, ISO/IEC 1539:1991 (E).
- [55] Jeffrey, A. and Dai, H.H., *Handbook of Mathematical Formulas and Integrals*, Elsevier Inc., UK, 2008.
- [56] Joint Working Group SC A2 CIGRÉ, "Electrical Transient Interaction between Transformers and Power Systems", Technical Brochure JWGA2/C439, 2013.
- [57] Karsai, K., Kerenyi, D. and Kiss, L., *Large Power Transformer*, Elsevier Publication, Amsterdam, The Netherlands, 1987.
- [58] Khaligh, A.; Vakilian M.; Naderi, M.S., "A method for power transformer insulation design improvements through electric field determination," *Scientia Iranica*, vol.10, no.4, pp.410-418, Oct. 2003.
- [59] Kondala, R.B.; Gajjar, G., "Development and application of vacuum circuit breaker model in electromagnetic transient simulation," *Power India Conference, 2006, IEEE*, pp. 132-138, New Delhi, 10-12 Apr. 2006.
- [60] Kulkarni, S.V. and Khaparde, S.A., *Transformer Engineering: Design and Practice*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2004.
- [61] De Leon, F.; Semlyen, A., "Efficient calculation of elementary parameters of transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.7, no.1, pp.376-383, Jan. 1992.

- [62] De Leon, F.; Semlyen, A., "Time domain modeling of eddy current effects for transformer transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.8, no.1, pp.271-280, Jan. 1993.
- [63] De Leon, F.; Semlyen, A., "Complete transformer model for electromagnetic transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.9, no.1, pp.231-239, Jan. 1994.
- [64] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C., "Computation method for transients in power transformers with lossy windings," *Proceedings of the Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, IEEE CEFC 2008*, N°13, Athens, Greece, May 2008.
- [65] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C., "Computation method for transients in power transformers with lossy windings," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.45, no.3, pp.1863-1866, Mar. 2009.
- [66] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes, R.; Jácomo-Ramos, A., "Modelling, simulation and measurements of very fast transients in lossy transformers windings with tap changer," *Proceedings of the XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF 2009*, Arras, France, September 10-12, 2009.
- [67] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes R.; Jácomo-Ramos, A., "Simulación de transitorios de muy alta frecuencia en transformadores de potencia," *Cigré Session, VI Workspot-International Workshop On Power Transformers*, Foz do Iguaçu, Brasil, 25-28 Abril 2010.
- [68] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes, R.; Jácomo-Ramos, A., "Modelling, simulation and measurements of very fast transients in lossy transformer windings with tap changer," *Przegląd elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 86 NR. 5, pp.141-144, 2010.
- [69] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Couto, D.; Lopes, R.; Jácomo-Ramos, A., "Modeling and insulation design methodology in power transformer under fast transients," *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010*, pp.1-6, Rome, Italy, 6-8 Sept. 2010.
- [70] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Maló-Machado, V., "Computation method for transients in underground cables with lossy earth return path," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.46, no.8, pp.2911-2914, Aug. 2010.
- [71] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Ramos, J.; Lopes, R.; Couto, D., "Frequency domain severity factor (FDSF) - transient voltage performance - transformer outside/inside," *Proceedings of the 3rd International Advanced Research Workshop on Transformers, ARWtr2010*, pp.1-6, Santiago de Compostela, Spain, 3-6 Oct. 2010.

- [72] López-Fernández, X.M.; Álvarez-Mariño, C.; Torres M., "Induced Transient Voltage Between Transformers and Vacuum Circuit Breakers. Severity Factors & Case Studies" *Proceedings of the 4rd International Advanced Research Workshop on Transformers, ARWtr2013*, pp.1-10, Baiona, Spain, 27-30 October 2013.
- [73] López-Fernández, X.M.; Bülent Ertan, H.; Turowski, J., *Transformers: analysis, design, and measurement*, 1st edn., CRC Press, 2013, ISBN: 978-1-4665-0824-8.
- [74] Loth, A.W.; Lee, F.C., "Two-dimensional skin effect in power foils for high-frequency applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.31, no.2, pp.1003-1006, Mar. 1995.
- [75] Lyle, T. and Mag, P., *Philosophical Magazine*, 3, vol.310. Taylor and Francis Ltd, 1902.
- [76] Malewski, R.; Douville, J.; Lavallee, L., "Measurement of switching transients in 735 kV substations and assessment of their severity for transformer insulation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.3, no.4, pp.1380-1390, Oct. 1988.
- [77] Malewski, R.; Franchek, M.A.; McWhirter, J., "Experimental validation of a computer model simulating an impulse voltage distribution in HV transformer windings," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.9, no.4, pp.1789-1798, Oct. 1994.
- [78] Martinez-Velasco, J.A., *Power System Transients Parameter Determination*, CRC Press, 2010.
- [79] Massaro, U.R.R.; Antunes, R., "Electrical transient interaction between transformers and power system – Brazilian experience," *International Conference on Power Systems Transients, IPST2009*, Kyoto Japan, 3-6 June 2009.
- [80] Matlab 6.5.1, The MathWorks, Inc.
- [81] Maxwell, J.C., *A Treatise on Electricity and Magnetism*, vol.2, 3rd edn., Oxford at the Clarendon Press, 1904.
- [82] McLaren, P.G.; Oraee, H., "Multiconductor transmission-line model for the line-end coil of large AC machines," *IEE Proceedings-B, Electric Power Applications*, vol.132, no.3, pp.149-156, May 1985.
- [83] McWhirter, J.H.; Fahrnkopf, C.D.; Steele, J.H., "Determination of impulse stresses within transformer windings by computers," *AIEE Transactions Power Apparatus and Systems, Part III*, vol.75, no.3, pp.1267-1274, Jan. 1956.
- [84] Mcwhirter, J.H.; Ising, T.M.; Kirk, K.S., "Calculation of impulse voltage stresses in transformer windings," *IEEE Proceedings, Transmission and Distribution Conference, 1996*, pp.579-585, 15-20 Sept. 1996.

- [85] Miki, A.; Hosoya, T.; Okuyama, K., "A calculation method for impulse voltage distribution and transferred voltage in transformer windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-97, no.3, pp.930-939, May 1978.
- [86] Morched, A.; Marti, L.; Ottevangers, J., "A high frequency transformer model for the EMTP," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.8, no.3, pp.1615-1626, July 1993.
- [87] Moreau, O.; Guillot, Y., "SUMER: A software for overvoltage surges computation inside transformers," *Int. Conf. On Electrical Machines*, pp. 965-970, 1998.
- [88] Moreau, O.; Guuinic, P.; Dorr, R.; Su, Q., "Comparison between the high frequency characteristics of transformer interleaved and ordinary disk windings," *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000, IEEE*, vol.3, pp.2187-2192, 23-27 Jan. 2000.
- [89] Moreno, P.; Ramirez, A., "Implementation of the numerical Laplace transform: A review," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.23, no.4, pp.2599-2609, Oct. 2008.
- [90] Morgan, V.T., "Effects of frequency, temperature, compression, and air pressure on the dielectric properties of a multilayer stack of dry kraft paper," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol.5, no.1, pp.125-131, Feb. 1998.
- [91] Munshi, S.; Roy, C.K.; Biswas, J. R., "Computer studies of the performance of transformer windings against chopped impulse voltages," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.139, no.3, pp.286-294, May 1992.
- [92] Naredo, J.L.; Gutierrez, J.A.; Uribe, F.A.; Guardado, J.L.; Ortiz, V.H., "Frequency domain methods for electromagnetic transient analysis," *Power Engineering Society General Meeting, 2007, IEEE*, pp.1-7, 24-28 June 2007.
- [93] Nelson, J.K., "An assessment of the physical basis for the application of design criteria for dielectric structures," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol.24, no.5, pp.835-847, Oct. 1989.
- [94] Nelson, J.K., "Some steps toward the automation of the design of composite dielectric structures," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol.1, no.4, pp.663-671, Aug. 1994.
- [95] Noda, T.; Nagaoka, N.; Ametani, A., "Phase domain modeling of frequency-dependent transmission lines by means of an ARMA model," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.11, no.1, pp.401-411, Jan. 1996.
- [96] Okuyama, K., "Effect of series capacitance on impulse voltage distribution in transformer windings," *Electrical Engineering in Japan*, vol.87, no.1, pp.27-34, 1967.

- [97] Pan, F.; Xu, Y.; Xiao X.; Xu, K.; Ren S., "Characteristic analysis of shunt for high voltage direct current measurement," *Measurement*, vol.45, no.3, pp.597-603, Apr. 2012.
- [98] Pedersen, A., "On the response of interleaved transformer windings to surge voltages," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.82, no.66, pp.349-356, June 1963.
- [99] Perry, M.P., "Multiple layer series connected winding design for minimum losses," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-98, no.1, pp.116-123, Jan. 1979.
- [100] Popov, M.; Acha, E., "Overvoltages due to switching off an unloaded transformer with a vacuum circuit breaker," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.14, no.4, pp.1317-1326, Oct. 1999.
- [101] Popov, M.; Van der Sluis, L.; Paap, G.C., "Investigation of the circuit breaker reignition overvoltages caused by no-load transformer switching surge", *European Transactions on Electric Power, ETEP*, vol.11, no.6, pp.413-422, Nov./Dec. 2001.
- [102] Popov, M.; Van der Sluis, L.; Paap, G.C.; De Herdt, H., "Computation of very fast transient overvoltages in transformer windings," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.18, no.4, pp.1268-1274, Oct. 2003.
- [103] Popov, M.; van der Sluis, L.; Smeets, R.P.P.; Roldan, J.L., "Analysis of very fast transients in layer-type transformer windings," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.22, no.1, pp.238-247, Jan. 2007.
- [104] Popov, M.; Smeets, R.; Van der Sluis, L.; De Herdt, H.; Declercq, J., "Experimental and theoretical analysis of vacuum circuit breaker prestrike effect on a transformer," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.24, no.3, pp.1266-1274, July 2009.
- [105] Quintana, J.A., *Detailed Lossy Transformer Model*, Rennselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, 2000.
- [106] Rabins, L., "Transformer reactance calculations with digital computers," *AIEE Transactions, Part I: Communication and Electronics*, vol.75, no.3, pp.261-267, July 1956.
- [107] Rabins, L., "A new approach to the analysis of impulse voltages and gradients in transformer windings," *AIEE Transactions, Power Apparatus and Systems, Part III*, vol.78, no.4, pp.1784-1791, Dec. 1959.
- [108] Race, H.H.; Hemphill, R.J.; Endicott H.S., "Important properties of electrical insulating papers," *General Electric Review*, vol.43, pp.492-499, 1940.

- [109] Rahimpour, E.; Christian, J.; Feser, K.; Mohseni, H., "Transfer function method to diagnose axial displacement and radial deformation of transformer windings," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.18, no.2, pp.493-505, Apr. 2003.
- [110] Ramirez, A.; Gomez, P.; Moreno, P.; Gutierrez, A., "Frequency domain analysis of electromagnetic transients through the numerical Laplace transforms," *Power Engineering Society General Meeting, 2004, IEEE*, vol.1, pp.1136-1139, 10-10 June 2004.
- [111] Smith, R.K., "Vacuum interrupters have the low environmental impact required for today's medium voltage switching applications," *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2001, IEEE/PES*, vol.1, pp.588-592, 2001.
- [112] Smythe, W.R., *Static and Dynamic Electricity*, McGraw-Hill, 1968.
- [113] Shibuya, Y.; Fujita, S.; Hosokawa, N., "Analysis of very fast transient overvoltage in transformer winding," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.144, no.5, pp.461-468, Sept. 1997.
- [114] Shibuya, Y.; Fujita, S.; Tamaki, E., "Analysis of very fast transients in transformers," *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, vol.148, no.5, pp.377-383, Sept. 2001.
- [115] Shibuya, Y.; Fujita, S., "High frequency model and transient response of transformer windings," *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific, IEEE/PES*, vol.3, pp.1839-1844, 6-10 Oct. 2002.
- [116] Shibuya, Y.; Matsumoto, T.; Teranishi, T., "Modelling and analysis of transformer winding at high frequencies," *International Conference on Power Systems Transients, IPST'05*, Montreal, Canada, Paper No. IPST05-025, 19-23, June 2005.
- [117] Shipley, R.B.; Coleman, D.; Watts, C.F., "Transformer circuits for digital studies," *AIEE Transactions, Power Apparatus and Systems, Part III*, vol.81, no.3, pp.1028-1030, Apr. 1962.
- [118] Silvester, P.; Chari, M.V.K., "Finite element solution of saturable magnetic field problems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-89, no.7, pp.1642-1651, Sept. 1970.
- [119] Slade, P.G., "Growth of vacuum interrupter application in distribution switchgear," *Trends in Distribution Switchgear: 400V-145kV for Utilities and Private Networks, 1998. Fifth International Conference on (Conf. Publ. No. 459)*, pp.155-160, 10-12 Nov. 1998.
- [120] Soysal, A.O.; Semlyen, A., "Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.8, no.3, pp.1627-1637, July 1993.

- [121] Stein, G.M., "A study of the initial surge distribution in concentric Transformer windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.83, no.9, pp.877-893, Sept. 1964.
- [122] Stoll, R.L., *The analysis of eddy currents*, Clarendon Press. Oxford, 1974.
- [123] Teranishi, T.; Ikeda, M.; Honda, M.; Yanari, T., "Local voltage oscillation in interleaved transformer windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-100, no.2, pp.873-881, Feb. 1981.
- [124] Vakilian, M.; Degeneff, R.C., "A method for modeling nonlinear core characteristics of transformers during transients," *IEEE transactions on Power Delivery*, vol.9, no.4, Oct 1994.
- [125] Vaessen, P.T.M., "Transformer model for high frequencies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.3, no.4, pp.1761-1768, Oct. 1988.
- [126] Van Nuys, R., "Interleaved high-voltage transformer windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-97, no.5, pp.1946-1954, Sept. 1978.
- [127] Del Vecchio, R.M.; Poulin, B.; Ahuja, R., "Calculation and measurement of winding disk capacitances with wound-in-shields," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.13, no.2, pp.503-509, Apr. 1998.
- [128] Del Vecchio, R.M., Pulin, B., Feghali, P.T., Shah, D.M. and Ahuja, R., *Transformer Design Principles With Applications to Core-Form Power Transformers*, CRC Press, 2001.
- [129] Wagner, K.W., "The progress of an electromagnetic wave in a coil with capacity between turns," *Elektrotechnik und Maschinenbau*, vol.33, pp.89-92 & pp.105-108, 1915.
- [130] Weed, J.M., "Abnormal voltages in transformers," *AIEE Transactions*, vol.34, no.2, pp.2197-2236, July 1915.
- [131] White, W.N., "Inductance models of power transformers," *General Electric*, TIS 78PTD003, Apr. 1978.
- [132] Wilcox, D.J., "Numerical Laplace transformation and inversion," *Int. J. Elect. Enging. Educ.*, vol.15, pp. 247-265, 1978.
- [133] Wilcox, D.J.; Conlon, M.; Hurley, W.G., "Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores," *IEE Proceedings-A, Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews*, vol.135, no.7, pp.470-476, Sept. 1988.

- [134] Wilcox, D.J.; Hurley, W.G.; Conlon, M., "Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.136, no.5, pp.308-314, Sept. 1989.
- [135] Wilcox, D.J., "Theory of transformer modelling using modal analysis," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.138, no.2, pp.121-128, Mar. 1991.
- [136] Wilcox, D.J.; McHale, T.P., "Modified theory of modal analysis for the modelling of multiwinding transformers," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.139, no.6, pp.505-512, Nov. 1992.
- [137] Wilcox, D.J.; Hurley, W.G.; McHale, T.P.; Conlon, M., "Application of modified modal theory in the modelling of practical transformers," *IEE Proceedings-C, Generation, Transmission and Distribution*, vol.139, no.6, pp.513-520, Nov. 1992.
- [138] Wirgau, K.A., "Inductance calculation of an air-core disk winding," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.95, no.1, pp.394-400, Jan. 1976.
- [139] Woivre, V.; Arthaud, J.P.; Ahmad, A.; Burais, N., "Transient overvoltage study and model for shell-type power transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.8, no.1, pp.212-222, Jan. 1993.
- [140] Wong, S.M.; Snider, L.A.; Lo, E.W.C., "Overvoltages and reignition behavior of vacuum circuit breaker," *Advances in Power System Control, Operation and Management, ASDCOM 2003, Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 497)*, vol.2, pp.653-658, 11-14 Nov. 2003.
- [141] Wright, M.T.; Yang, S.J.; McLeay, K., "General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings," *IEE Proceedings-B, Electric Power Applications*, vol.130, no.4, pp.245-256, July 1983.
- [142] Yamashita, H.; Cingoski, V.; Nakamae, E.; Namera, A.; Kitamura, H., "Design improvements on graded insulation of power transformers using transient electric field analysis and visualization technique," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.14, no.4, pp.1379-1384, Dec. 1999.
- [143] Xi Nan; Sullivan, C.R., "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," *Power Electronics Specialist Conference, PESC '03, 2003 IEEE 34th Annual*, vol.2, pp.853-860, 15-19 June 2003.
- [144] Xi Nan; Sullivan, C.R., "Simplified high-accuracy calculation of eddy-current loss in round-wire windings," *Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, 2004 IEEE 35th Annual*, vol.2, pp.873-879, 20-25 June 2004.