

---

# **INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

---

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”  
SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

## **ANÁLISIS DE ESFUERZOS DIELECTRICOS EN TRANSFORMADORES DEBIDOS A EXCITACIONES NO SINUSOIDALES.**

**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:**

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**PRESENTA**

**WILLIAMS GIOVANNI NÁJERA GUTIÉRREZ**



**México D.F., Noviembre de 2013**



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

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 12:00 horas del día 17 del mes de Octubre del 2013 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de: E.S.I.M.E.-ZAC. para examinar la tesis titulada:

“ANÁLISIS DE ESFUERZOS DIELECTRICOS EN TRANSFORMADORES DEBIDO A EXCITACIONES NO SINUSOIDALES”

Presentada por el alumno:

**NAJERA**  
Apellido paterno

**GUTIÉRREZ**  
Apellido materno

**WILLIAMS GIOVANNI**  
Nombre(s)

Con registro:

B	1	1	0	7	2	2
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

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

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

DR. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS

DR. PABLO GÓMEZ ZAMORANO

**Presidente**  
  
 DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS

**Segundo Vocal**  
  
 DR. PABLO GÓMEZ ZAMORANO

**Tercer Vocal**  
  
 M. EN C. BALDOMERO GUEVARA CORTÉS

**Secretario**  
  
 DR. GERMAN ROSAS ORTÍZ

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR





**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

**CARTA CESIÓN DE DERECHOS**

En la Ciudad de México, D.F. el día 29 del mes de Noviembre del año 2013, el (la) que suscribe Williams Giovanni Nájera Gutiérrez alumno(a) del Programa de MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA, con número de registro B110722, adscrito(a) a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesto(a) que es el (la) autor(a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del (de la, de los) Dr. Fermín P. Espino Cortés y Dr. Pablo Gómez Zamorano y cede los derechos del trabajo titulado "ANÁLISIS DE ESFUERZOS DIELECTRICOS EN TRANSFORMADORES DEBIDOS A EXCITACIONES NO SINUSOIDALES", al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del (de la) autor(a) y/o director(es) del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones giovanninajera10@gmail.com fpepino@gmail.com y/o pablo.gomez.78@gmail.com. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'W. Nájera', is written over a horizontal line.

Nájera Gutiérrez Williams Giovanni  
Nombre y firma del alumno(a)

## **AGRADECIMIENTOS.**

A mis padres por todo el apoyo incondicional que siempre me han brindado, por su paciencia, consejos y por ser motivación en mi vida, a quienes atribuyo todos mis logros profesionales.

A mi hermano, por los ánimos brindados a lo largo de mi formación y estar siempre al pendiente de mí.

Al Dr. Fermín Pascual Espino Cortés por su interés y confianza, brindándome todas las facilidades para el desarrollo de este trabajo. Sus invaluable consejos y enseñanzas me permitieron aprender más allá de lo académico.

Al Dr. Pablo Gómez Zamorano por su apoyo y paciencia al compartirme su conocimiento a lo largo de mi estancia en el programa de posgrado. Su gran dedicación me ha permitido concluir este trabajo.

A la comisión revisora por sus valiosas observaciones y comentarios para mejorar este trabajo.

A los profesores de la SEPI-ESIME Zacatenco por todos los conocimientos y experiencias brindadas.

A todo el personal de la SEPI-ESIME Zacatenco por el apoyo y comprensión que me brindaron durante mi estancia en el programa.

A mis amigos y compañeros por ayudarme a crecer personal y profesionalmente, así como por todas las anécdotas y vivencias que hemos compartido.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por su apoyo a lo largo de mi formación de posgrado.

## RESUMEN

Los transformadores de potencia son elementos muy importantes para la transmisión de energía eléctrica, permitiendo el cambio de niveles de tensión en la red. La mayoría de los transformadores son energizados con fuentes sinusoidales a 60 Hz; sin embargo, en la actualidad es común encontrar sistemas eléctricos en los cuales los transformadores están expuestos a excitaciones no sinusoidales con frecuencias variables controladas por electrónica de potencia. Esta condición es diferente a la que usualmente se considera para el diseño de este dispositivo. Por lo tanto, es importante verificar los posibles efectos de formas de onda no convencionales en el desempeño del transformador.

Circuitos alimentadores para motores de potencia accionados por convertidores fuente de tensión a grandes distancias requieren en muchos casos de transformadores elevadores. Una de las tecnologías más utilizadas en estos controladores es la modulación por ancho de pulsos (PWM por sus siglas en inglés), la cual se caracteriza por estar formada de pulsos rápidos de tensión. Este tipo de excitación puede deteriorar rápidamente el sistema dieléctrico de los devanados del transformador, reduciendo su tiempo de vida.

En este trabajo se realizó el análisis del esfuerzo dieléctrico generado en el devanado primario de un transformador de 25kVA cuando es sometido a excitaciones no sinusoidales. Se utilizó un modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo implementado en Matlab para reproducir el comportamiento interno del devanado. Los parámetros de capacitancia fueron obtenidos de COMSOL Multiphysics. Al ser excitado por formas de onda tipo PWM de dos, tres y cinco niveles se observó el efecto que altas relaciones  $dv/dt$  (cambio del potencial respecto al tiempo) tienen en la distribución de tensión del devanado. La excitación tipo PWM de dos niveles genera mayores magnitudes de sobretiro de tensión y una distribución de potencial menos lineal en la aparición de cada pulso. En consecuencia, se obtuvieron magnitudes mayores de esfuerzos dieléctricos entre capas y entre espiras.

Para configuraciones donde un transformador se encuentra a kilómetros de distancia del convertidor, se realizaron simulaciones en PSCAD de un convertidor de dos niveles conectado a un cable de transmisión. Se observó que las señales PWM generan sobretiros en las terminales de la carga debido a las reflexiones producidas por el cable.

Además, se realizaron mediciones de descargas parciales en laboratorio para conocer el efecto del incremento de la relación  $dv/dt$  en excitaciones aplicadas al material dieléctrico utilizado entre espiras de devanados de transformador. Se observó que el incremento de esta relación incrementa las magnitudes de descarga parcial en el dieléctrico, degradándolo más rápido.

## ABSTRACT.

Power transformers are important elements for electric energy transmission, allowing the variation of voltage levels in electric systems. Most transformers are energized by sinusoidal waveforms at 60 Hz; however, nowadays it is common to find electric systems where transformers are exposed to non-sinusoidal voltage waveforms with variable frequency controlled by power electronics. This condition is different from the one considered at the design stage of this equipment. Therefore, it is important to verify the possible effects of non-sinusoidal voltage waveforms in the transformer performance.

In configurations where high power motors are very distant from Voltage Source Converters (VSC), step-up transformers are required. One of the most commonly used technologies for motor control is the Pulse Width Modulation (PWM), characterized by fast-rise voltage pulses. This kind of input voltage can produce an accelerated damage of the dielectric system of transformer windings, reducing its lifetime.

In this work, the dielectric stress distribution on a 25kVA transformer winding energized by non-sinusoidal voltage waveforms is analyzed. A time-domain lumped-parameter model was applied to reproduce the inner behavior of the winding. COMSOL Multiphysics was used to compute the capacitive parameters of the winding. The winding model was excited by two, three, and five level PWM waveforms in order to analyze the effect of the  $dv/dt$  ratio (potential increase vs time change). According to the results, the 2-level PWM waveform produces the highest transient overvoltages and the least linear potential distribution at each pulse rise. In consequence, the highest magnitudes of inter-turn and inter-layer dielectric stresses are obtained.

For configurations where the transformer is installed at large distances from the VSC, PSCAD simulations including the transmission cable were performed. PWM waveforms generate voltage overshoots at the load terminals due to wave reflections produced by the cable.

In addition, partial discharge measurements were performed in order to identify the effect of increasing the  $dv/dt$  ratio of input voltage waveforms applied to the dielectric material used as inter turn insulation of transformer windings. It was observed that an increase of this ratio produces higher partial discharge magnitudes on the dielectric material, resulting in a faster deterioration.

# ÍNDICE.

RESUMEN.....	V
ABSTRACT.....	VI
ÍNDICE. ....	VII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	IX
ÍNDICE DE TABLAS.....	XIII
SIMBOLOGÍA.....	XIV
CAPÍTULO 1.  INTRODUCCIÓN. ....	1
1.1  GENERALIDADES.....	1
1.2  OBJETIVO.....	2
1.3  DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.....	3
1.4  JUSTIFICACIÓN.....	6
1.5  ANTECEDENTES.....	7
1.6  ESTADO DEL ARTE.....	10
1.7  ALCANCES Y LIMITACIONES.....	14
1.7.1.  ALCANCES.....	14
1.7.2.  LIMITACIONES.....	15
1.8  APORTACIONES.....	16
1.9  ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	17
CAPÍTULO 2.  MODELO DEL TRANSFORMADOR PARA TRANSITORIOS DE ALTA FRECUENCIA.....	18
2.1  INTRODUCCIÓN.....	18
2.2  DISTRIBUCIÓN DE POTENCIAL EN UN DEVANADO DEL TRANSFORMADOR.....	18
2.3  MODELOS DE PARÁMETROS DISTRIBUIDOS.....	20
2.3.1.  MODELO BASADO EN TEORÍA DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN MONOFÁSICA.....	20
2.3.2.  MODELO BASADO EN TEORÍA DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN MULTICONDUCTORA.....	21
2.4  MODELOS DE PARÁMETROS CONCENTRADOS.....	22
2.4.1.  MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS BASADO EN ANÁLISIS DE REDES.....	22
2.4.2.  MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS BASADO EN ECUACIONES DE ESTADO.....	24
2.5  CÁLCULO DE PARÁMETROS MEDIANTE EL MÉTODO DE ELEMENTO FINITO.....	27
2.5.1.  CÁLCULO DE LA MATRIZ DE CAPACITANCIAS.....	27

2.5.2.	CÁLCULO DE LA MATRIZ DE INDUCTANCIAS.....	29
2.5.3.	CÁLCULO DE RESISTENCIA EN SERIE.....	30
2.6	APLICACIÓN DEL MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS.....	30
CAPÍTULO 3. DISTRIBUCIÓN DE TENSIONES TIPO PWM EN LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR.....		32
3.1	GENERALIDADES.....	32
3.2	CONVERTIDORES PARA EXCITACIÓN PWM.....	32
3.3	SIMULACIÓN DEL EFECTO DE LA CARGA.....	36
3.4	SIMULACIONES CON EL MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS CONSIDERANDO EXCITACIONES PWM.....	39
3.5	CASO DE ESTUDIO.....	39
3.6	EFECTO DEL NÚMERO DE NIVELES PWM EN EL DEVANADO DEL TRANSFORMADOR.....	44
3.7	ESFUERZO DIELECTRICO EN EL DEVANADO DEBIDO A EXCITACIONES PWM.....	47
CAPÍTULO 4. ANÁLISIS EXPERIMENTAL DEL EFECTO DE $dv/dt$ EN EL AISLAMIENTO DEL TRANSFORMADOR.....		51
4.1	DESARROLLO DE LA PRUEBA.....	51
4.2	CIRCUITO PARA DETECCIÓN DE DESCARGAS PARCIALES.....	53
4.3	MEDICIÓN DE DESCARGAS PARCIALES CON EXCITACIÓN A 5.64 kHz.....	57
4.3.1.	MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO CONVENCIONAL.....	57
4.3.2.	MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO ISR.....	61
4.4	MEDICIÓN DE DESCARGAS PARCIALES CON EXCITACIÓN CORTADA.....	65
4.4.1.	MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO CONVENCIONAL.....	65
4.4.2.	MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO ISR.....	69
4.5	COMPORTAMIENTO DE TEMPERATURA EN LAS MUESTRAS DE MATERIAL DIELECTRICO.....	74
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.....		77
5.1	CONCLUSIONES.....	77
5.1.1.	RESPECTO AL MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS.....	77
5.1.2.	RESPECTO A LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN.....	78
5.1.3.	RESPECTO A MEDICIONES EXPERIMENTALES.....	79
5.2	APORTACIONES.....	80
5.3	RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.....	80
BIBLIOGRAFÍA.....		82
APÉNDICE : IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR.....		87



## ÍNDICE DE FIGURAS.

Figura 1.1. Circuito de potencia empleando un convertidor para control de velocidad en motor [17].	3
Figura 1.2. Características de tiempo y frecuencia para excitación sinusoidal y tipo PWM [18].	4
Figura 1.3. Estadística de fallas en transformadores de la red de CFE México (2003-2008) [25].	7
Figura 1.4. Descargas parciales (rojo) presentadas para EPR bajo excitación por pulsos cuadrados a 4.5 kV (azul) con frecuencia de: a) 0.1 Hz, b) 1Hz, c) 50 Hz, d) 250 Hz, e) 500 Hz y f) 1000 Hz [18].	8
Figura 1.5. Nomenclatura para aparición de DP de tensión de los semiperiodos T+ y To en las frecuencias de la Tabla 1.2 [18].	9
Figura 1.6. Formas de onda de tensión de línea a la salida de una fuente inversora de tensión VSI: a) a dos niveles, b) a tres niveles, c) a cinco niveles [29].	11
Figura 1.7. Calor resistivo promedio (eje Y) a lo largo del recubrimiento (eje x) con graduación de esfuerzo a diferentes formas de onda. La frecuencia fundamental de 60 Hz, frecuencia de conmutación 900 Hz [29].	11
Figura 2.1. Circuito equivalente por unidad de longitud del devanado de un transformador [26].	19
Figura 2.2. Distribución a) inicial, b) transitoria y c) final de potencial en el devanado de transformador [26].	20
Figura 2.3. Modelo de línea de transmisión multiconductora [36].	21
Figura 2.4. Conexión en escalera de parámetros concentrados.	23
Figura 2.5. Configuración para validación del modelo de parámetros concentrados.	31
Figura 2.6. Comparación de la respuesta del modelo implementado frente a medición experimental.	31
Figura 3.1. a) Comparación de señales en un inversor, b) salida para dos niveles [44].	33
Figura 3.2. a) Inversor de puente completo (una fase), b) pulsos obtenidos de pierna A y B, c) consideración del ángulo de disparo [44].	34
Figura 3.3. a) PWM bipolar, b) PWM unipolar.	35
Figura 3.4. Carga trifásica conectada a la salida del convertidor.	36

Figura 3.5. Configuración utilizada en PSCAD de los cables alimentadores empleados. ....	37
Figura 3.6. Tensión de línea en extremo de la carga para diferentes longitudes del cable alimentador. ....	37
Figura 3.7. Acercamiento a un conjunto de pulsos para diferentes longitudes del cable alimentador. ....	37
Figura 3.8. Comparación entre varias longitudes de cables. ....	38
Figura 3.9. Acercamiento de un pulso. ....	38
Figura 3.10.a) Devanado de transformador empleado para modelado. b) Dimensiones del devanado. ....	40
Figura 3.11. a) Potencial eléctrico en el devanado con espiras representativas, b) acercamiento a un puerto excitado. ....	40
Figura 3.12. a) Construcción de coeficientes para la ecuación de estado, b) construcción de ecuación de estado y cálculo de potencial en cada espira, c) solución de ecuación de estado. ....	42
Figura 3.13. Excitación PWM de dos niveles: a) tensión entre fases, b) tensión fase a tierra. ....	43
Figura 3.14. Excitación PWM de tres niveles: a) tensión entre fases, b) tensión fase a tierra. ....	43
Figura 3.15. Excitación PWM de cinco niveles: a) tensión entre fases, b) tensión fase a tierra. ....	43
Figura 3.16. Tensión en espiras específicas del devanado ante una excitación tipo PWM de: a) dos niveles, b) tres niveles, c) cinco niveles, d) nomenclatura de espiras. ....	44
Figura 3.17. Distribución de potencial en el tiempo de mayor tensión alcanzada en PWM para a) dos niveles, ....	45
Figura 3.18. Potencial correspondiente a las espiras con máximo sobretiro alcanzado ante una excitación tipo PWM de a) dos niveles, b) tres niveles, c) cinco niveles. ....	46
Figura 3.19. Esfuerzo dieléctrico entre pares de espiras consecutivas en el devanado ante una excitación tipo PWM de a) dos niveles, b) tres niveles y c) cinco niveles. ....	48
Figura 3.20. Esfuerzo dieléctrico entre espiras de capas consecutivas ante una excitación tipo PWM de a) dos niveles, b) tres niveles y c) cinco niveles. ....	49
Figura 4.1. Generador de pulsos. ....	52
Figura 4.2. Excitación generada por el circuito $f= 5.64$ kHz. ....	52
Figura 4.3.a) Circuito generador de pulsos, b) muestra sometida a envejecimiento. ....	53

Figura 4.4. Circuito para la detección de descargas parciales [49].	54
Figura 4.5. a) Transformador de alimentación, b) Capacitor de acoplamiento empleado.	54
Figura 4.6.a) Cuadripolo de acoplamiento AKV-573, b) detector de descargas parciales TE-571, b) calibrador KAL-451.	55
Figura 4.7. Circuito para medición de descargas parciales.	56
Figura 4.8. Lecturas de a) tensión de prueba y b) descarga parcial máxima para conductor magneto convencional.	57
Figura 4.9. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada para conductor magneto convencional.	58
Figura 4.10. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto convencional.	58
Figura 4.11. PDmax vs repetición de DP para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto convencional.	59
Figura 4.12. Comportamiento general del envejecimiento conductor magneto convencional.	60
Figura 4.13. Lecturas de a) tensión de prueba y b) descarga parcial máxima, conductor magneto ISR.	61
Figura 4.14. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada, conductor magneto ISR.	62
Figura 4.15. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto ISR.	62
Figura 4.16. PDmax vs repetición de DP para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto ISR.	63
Figura 4.17. Comportamiento general del envejecimiento de conductor magneto ISR.	64
Figura 4.18. a) Excitación a alta frecuencia con corte, b) acercamiento al $dv/dt$ generado.	65
Figura 4.19. Lecturas a) tensión de prueba y b) descarga parcial máxima, conductor magneto convencional.	66
Figura 4.20. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada, conductor magneto convencional.	66
Figura 4.21. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto convencional.	67

Figura 4.22. PDmax (línea continua) vs repetición de DP (pulsos) para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto convencional. ....67

Figura 4.23. Comportamiento general del envejecimiento de conductor magneto convencional.....68

Figura 4.24. Lecturas a) tensión de prueba y d) descarga parcial máxima, conductor magneto ISR. ....69

Figura 4.25. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada, conductor magneto ISR. ....70

Figura 4.26. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto ISR. ....70

Figura 4.27. PDmax vs repetición de DP para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto Drive Duty.....71

Figura 4.28. Comportamiento general del envejecimiento de conductor magneto ISR.....72

Figura 4.29. Resumen de mediciones experimentales. ....73

Figura 4.30. a) Par trenzado, b) Imagen termográfica. ....74

Figura 4.31. Distribución de temperatura a lo largo de muestras de conductor magneto trenzado.....75

Figura 4.32. Incremento de temperatura presentado en una hora de envejecimiento a pares de conductor magneto. ....76

## ÍNDICE DE TABLAS.

Tabla 1.1. Características obtenidas por medición de dos tensiones aplicadas a un motor (50Hz y PWM) [20]. .....	4
Tabla 1.2. Indicadores para descarga parcial para una señal pulsada [18]. .....	9
Tabla 3.1. Sobretiros en el extremo receptor presentados para diferentes longitudes de cable alimentador. ....	39
Tabla 3.2. Capacitancias obtenidas desde COMSOL. ....	41
Tabla 3.3. Resultados de distribución de potencial y sobretiros en el devanado para varios niveles PWM. ....	47
Tabla 3.4. Esfuerzo dieléctrico presentado en el devanado. ....	50
Tabla 4.1. Resultados promedio de las magnitudes medidas para alambre conductor magneto convencional, $f=5.64$ kHz. ....	60
Tabla 4.2. Resultados promedio de las magnitudes medidas para conductor magneto ISR. ....	64
Tabla 4.3. Resultados promedio para diferentes etapas de envejecimiento, excitación cortada. ....	68
Tabla 4.4. Resultados promedio de las magnitudes medidas para conductor magneto ISR, excitación cortada. ....	71
Tabla 4.5. Valores de temperatura en pares trenzados. Excitación s 5.64 kHz, excitación cortada. ...	75
Tabla 4.6. Incremento de temperatura presentado a una hora de envejecimiento. ....	76

**SIMBOLOGÍA.****SÍMBOLO****DESCRIPCIÓN.**

<b><u>A B C y D</u></b>	Matrices para ecuaciones de estado.
<b>C</b>	Matriz de capacitancia nodal.
<b><math>\hat{C}</math></b>	Matriz de capacitancia sin columna de excitación.
<b><math>C_2</math></b>	Matriz de capacitancias sin fila de excitación.
<b><math>C_3</math></b>	Columna de excitación de matriz de capacitancias, sin fila de excitación.
<b><math>C_4</math></b>	Matriz de capacitancias sin fila ni columna de excitación.
<b><math>C_k</math></b>	Columna de excitación completa de matriz de capacitancias.
<b><math>E_i</math></b>	Matriz coeficiente de corrientes por nodo.
<b><math>E_u</math></b>	Vector coeficiente para derivada de la excitación.
<b><math>\hat{G}</math></b>	Matriz inversa de pérdidas dieléctricas sin columna de excitación.
<b><math>G_k</math></b>	Columna de excitación en matriz inversa de pérdidas dieléctricas.
<b>I</b>	Matriz identidad.
<b><math>I_i</math></b>	Producto inversa inductancias por matriz de resistencia.
<b><math>I_e</math></b>	Matriz inversa de inductancias sin columna de excitación.
<b><math>I_u</math></b>	Columna de excitación de matriz inversa de inductancias.
<b><math>I(s)</math></b>	Vector de corrientes nodales, dominio de la frecuencia.
<b>L</b>	Matriz de inductancia no nodal.
<b>R</b>	Matriz diagonal de resistencia serie.
<b><math>\Gamma</math></b>	Inversa de matriz de inductancias.
<b><math>\hat{\Gamma}</math></b>	Inversa de matriz de inductancias sin columna de excitación.
<b><math>\Gamma_2</math></b>	Producto de matriz de inductancias por matriz de incidencias traspuesta.
<b><math>\Gamma_k</math></b>	Columna de excitación en matriz inversa de inductancias.
<b>T</b>	Matriz de incidencias de corriente por nodo.
<b><math>T_a</math></b>	Matriz de incidencias de corriente sin fila de excitación.
<b>u</b>	Matriz de excitación a las ecuaciones de estado.
<b>x</b>	Vector de resultados de primer ecuación de estado.
<b><math>Y(s)</math></b>	Matriz de admitancia nodal.
<b>CA</b>	Corriente alterna.
<b>CD</b>	Corriente directa.
CFE	Comisión Federal de Electricidad.
Cc	Capacitancia de acoplamiento.
Cs/ $\Delta z$	Capacitancia dieléctrica en serie por unidad de longitud.
Cg/ $\Delta z$	Capacitancia dieléctrica en derivación por unidad de longitud.
$C_{ii}$ $C_{jj}$	Capacitancia propia de un elemento $i$ o un elemento $j$ .
$C_{ij}$	Capacitancia mutua entre un elemento $i$ y un elemento $j$ .
D	Tasa cuadrática (pC <sup>2</sup> /seg).
DP	Descarga parcial (pC).
$dv/dt$	Tasa de cambio de tensión respecto al tiempo.
$\frac{de_i}{dt}$	Derivada de la función de excitación de la espira $i$ .

$e_i$	Tensión de nodo, inicio de una espira respecto a tierra.
EMTP	Electromagnetic Transient Program.
EPR	Ethylene Propylene Rubber (Goma de propileno etileno).
HVDC	High Voltage Direct Current.
$I_{dis}$	Corriente de descarga provocada por DP.
$i_{Cgi}$	Corriente a lo largo de una capacitancia $C_g$ de una espira $i$ de un devanado.
$i_i$	Corriente a lo largo de una espira $i$ en un devanado
$i_{Li}$	Corriente a lo largo de una inductancia serie de una espira $i$ del devanado.
$I_{max}$	Corriente máxima en el cuadripolo de acoplamiento.
$i(z)$	Corriente al inicio de una espira.
$i(z+\Delta z)$	Corriente al final de una espira.
$i(z, t)$	Vector de corrientes en dominio del tiempo y un punto del devanado.
IEC	International Electrotecnic Commitee.
ISR	Inverter Spike Resistant- Resistente a picos de inversor.
K+	Proporción de DP respecto a $V_{max}$ de un pulso.
K-	Proporción de DP respecto a 0 kV de un pulso.
$L\Delta z$	Inductancia serie por unidad de longitud.
MEF	Método de Elemento Finito.
MOM	Método de Momentos.
MTL	Multiconductor transmission line.
N	Tasa de repetición de pulsos de DP (1/seg).
PDIV	Partial discharge inception voltage (Tensión de inyección de descarga parcial).
PDmax	Descarga parcial máxima en el tiempo de muestreo.
PDprom	Descarga parcial promedio en el tiempo de muestreo.
PSCAD	Power System Computer Aided Design.
PWM	Pulse Wide Modulation.
$R\Delta z$	Pérdidas en serie por unidad de longitud.
$r_i$	Resistencia serie a lo largo de una espira $i$ de un devanado .
$rt+$	Duración de descarga parcial a $V_{max}$ .
$rt0$	Duración de descarga parcial a 0 kV.
$R_g/\Delta z$	Pérdidas dieléctricas en derivación por unidad de longitud.
$R_s\Delta z$	Pérdidas dieléctricas en serie por unidad de longitud.
S	Operador de frecuencia compleja.
STL	Single transmission Line.
T	Periodo en la excitación.
T+	Semiciclo de $V_{max}$ en excitación pulsada.
T0	Semiciclo de 0V en excitación pulsada.
TM	Thermosetting Insulation (Aislamiento termoajustable).
$v_i$	Tensión a lo largo de una espira $i$ en un devanado.
$V_i$	Tensión forzada a un elemento $i$ .
$v_{control}$	Tensión de referencia para un inversor.
$V_{tri}$	Tensión triangular para control de ancho de pulsos en un inversor.
$V_d$	Tensión entre líneas a la entrada de un inversor.
$V_{maxC}$	Tensión máxima de cuadripolo.
$v(z)$	Tensión al inicio de una espira del devanado.

$v(z+\Delta z)$	Tensión al final de una espira del devanado.
$v(z, t)$	Vector de tensión en dominio del tiempo y un punto del devanado.
VSD	Variable Speed Drive.
$W_{ei}, W_{ej}$	Energía electrostática de un elemento $i$ o elemento $j$ .
$W_{eij}$	Energía electrostática entre un elemento $i$ y un elemento $j$ .
$\mu_0$	Permeabilidad del vacío.
$\mu_r$	Permeabilidad relativa de un material específico.
$\mu$	Permeabilidad absoluta de un material.
$\epsilon_0$	Permitividad del vacío.
$\epsilon_r$	Permitividad relativa de un material específico.
$\epsilon$	Permitividad absoluta de un material.
P	Resistividad de un material específico.
$\Omega$	Superficie total de integración.
$\Delta z$	Unidad de longitud (espira).
$\ell$	Longitud de espira (m).



# CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.

## 1.1 GENERALIDADES.

Los transformadores de potencia son elementos muy importantes para la transmisión y distribución de energía eléctrica. La constante evolución de los equipos empleados por los usuarios de la red eléctrica pueden someter a los transformadores a nuevas condiciones de operación, distintas a aquellas para las que fueron diseñados. Los efectos de estas nuevas condiciones de operación sobre el comportamiento del transformador deben ser estudiados continuamente para mantener el suministro eléctrico dentro márgenes de seguridad y continuidad aceptables.

La contribución del calor, la humedad y la presencia de descargas parciales en el envejecimiento del sistema de aislamiento eléctrico del transformador han estudiados extensamente. Hasta hace poco, estos factores fueron considerados los más importantes en la degradación de los materiales aislantes [1]; sin embargo, con la aplicación de la electrónica de potencia, las formas de onda repetitivas por la conmutación de elementos semiconductores se han convertido en un factor importante en el estudio del envejecimiento acelerado del sistema de aislamiento del transformador.

Un buen número de procesos industriales a gran potencia requieren de sistemas de control de velocidad ajustable. Una de las técnicas más utilizadas para el control de la velocidad de motores a gran potencia se basa en el uso de convertidores fuente de tensión mediante la técnica de modulación de ancho de pulsos (PWM, por sus siglas en inglés) [2]. Estos dispositivos para control de velocidad han mejorado y simplificado muchos procesos. Sin embargo, también han ocasionado problemas para el sistema de aislamiento eléctrico de los equipos [3].

Es bien conocido que el sistema de aislamiento del motor puede ser afectado por la forma de onda tipo PWM, ya que este fenómeno ha sido investigado extensamente [4] [5] [6] [7] [8]. Cuando se utiliza un transformador elevador a la salida del convertidor, éste puede llegar a ser el elemento más afectado por la forma de onda de tensión, pero hasta ahora se ha investigado poco sobre cómo afectan este tipo de tensiones al sistema de aislamiento del transformador. Tanto un alto esfuerzo dieléctrico entre espiras como un calentamiento excesivo del transformador son consecuencias posibles de la alta  $dv/dt$  (relación de cambio de tensión respecto al tiempo) que presentan los pulsos PWM [9].

Se ha reportado que el esfuerzo en materiales dieléctricos debido a un incremento de frecuencia es de gran importancia, especialmente para frecuencias superiores a 200 Hz [10].

De hecho, se considera que el incremento de la frecuencia de alimentación en el sistema de aislamiento de un transformador es inversamente proporcional a su tiempo de vida [11]. Lo anterior ha sido discutido para tensiones con frecuencias sinusoidales de cientos a algunos miles de Hertz, pero no para pulsos con frentes de onda con la rapidez que se pueden llegar a tener en una señal PWM.

En el caso del efecto de la aplicación continua de pulsos rápidos sobre el sistema de aislamiento de transformadores, existe aún poca información. En este trabajo se analizan las sobretensiones y la distribución de esfuerzos generados por excitaciones tipo PWM de controladores de velocidad de dos, tres y cinco niveles para conocer su impacto dentro del devanado del transformador.

## **1.2 OBJETIVO.**

Analizar la distribución de los esfuerzos dieléctricos generados por tensiones no sinusoidales en devanados de transformadores de potencia.

### **OBJETIVOS ESPECÍFICOS.**

- Implementar un modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo que reproduzca la propagación de tensión a lo largo de todo el devanado de un transformador.
- Analizar el esfuerzo dieléctrico producido por excitaciones tipo PWM de dos, tres y cinco niveles en el sistema de aislamiento del devanado de un transformador por medio del modelo implementado.
- Analizar en forma experimental el efecto de la repetición de pulsos y el tiempo de elevación en el aislamiento entre vueltas mediante la medición del nivel de descargas parciales.

### 1.3 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.

En la actualidad, parte del sistema eléctrico involucra electrónica de potencia para realizar control y automatización de motores en media tensión. Tal es el caso de la compresión de gas en plataformas marítimas, que utiliza controladores de velocidad variable (VSD por sus siglas en inglés) en motores de alta velocidad, buscando mantener la producción de gas a niveles deseados [12] [13] [14]. En ocasiones, debido a la longitud de los cables alimentadores entre el controlador de velocidad y el motor del compresor, estos sistemas deben incluir un transformador elevador en el lado del convertidor y un transformador reductor en el lado del motor. Estos transformadores no solo requieren operar con frecuencias fundamentales de excitación superiores a 200 Hz, sino que además las formas de onda son del tipo PWM. Se ha reportado que bajo tales condiciones se reduce la tensión de inyección de descargas parciales (PDIV por sus siglas en inglés) envejeciendo al material dieléctrico prematuramente [13] [15]. Esto se presenta también en sistemas con controladores de velocidad para aplicaciones mineras [16] [17]. El diagrama de la Figura 1.1 muestra el circuito empleado para ventilación de instalaciones mineras subterráneas. En esta configuración un transformador reduce la tensión de 13.8 kV a 0.66 kV, que es la tensión de alimentación del convertidor. Se incluye un segundo transformador que eleva la tensión a los 13.8kV necesarios para alimentar al motor. De esta forma, el segundo transformador recibe una tensión tipo PWM compuesta por un conjunto de pulsos con frecuencias de repetición muy superiores a 60Hz y con una alta relación de incremento de tensión ( $dv/dt$ ). Se ha reportado que estas condiciones producen un calentamiento inusual en los devanados del transformador [13] [15].

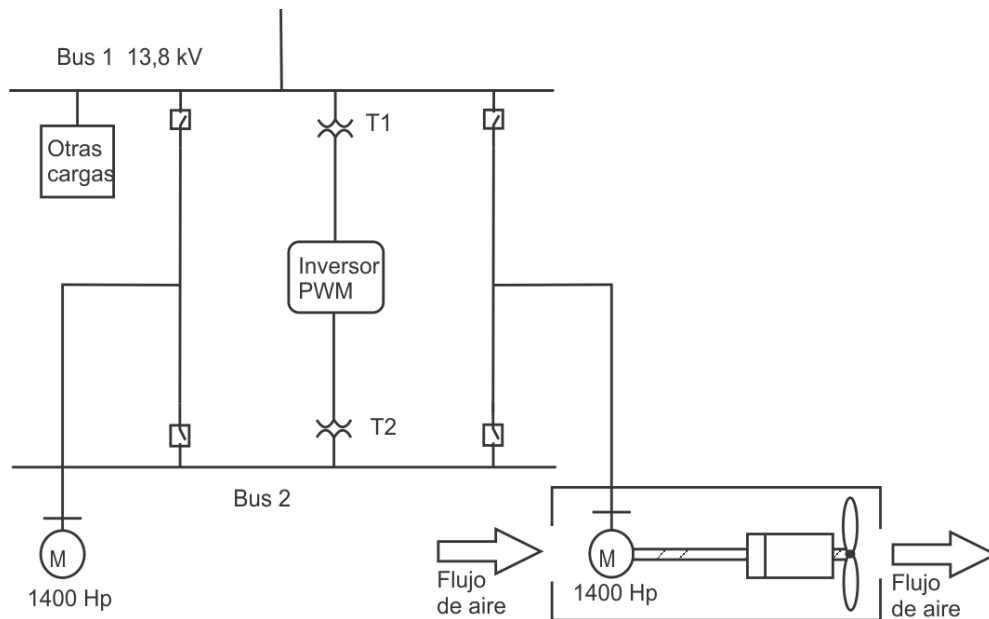


Figura 1.1. Circuito de potencia empleando un convertidor para control de velocidad en motor [17].

Debido a este tipo de problemas, se han realizado investigaciones para determinar el impacto de formas de ondas no sinusoidales en sistemas de aislamiento, principalmente de motores. En el caso de tensiones PWM, el origen de los altos esfuerzos dieléctricos se atribuye a [18]:

- Alta relación  $dv/dt$  debida a cambios muy rápidos en las magnitudes de tensión.
- Tiempo muy reducido en la elevación de cada pulso.
- Alta repetición de pulsos de tensión (Figura 1.2).
- Transitorios de alta frecuencia en la excitación con magnitudes peligrosas para el equipo eléctrico.

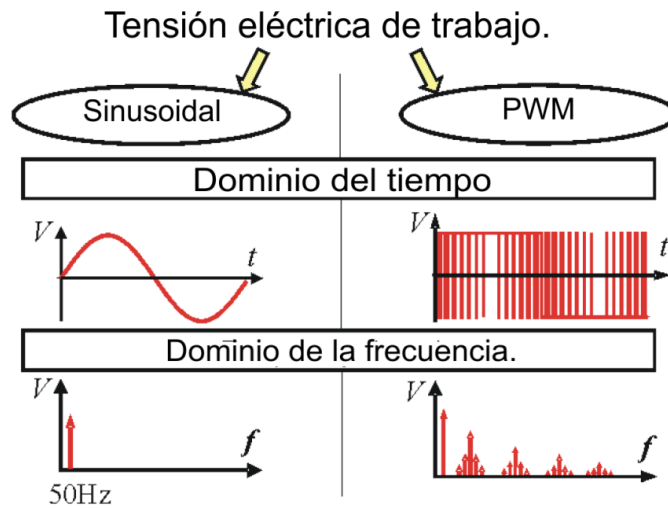


Figura 1.2. Características de tiempo y frecuencia para excitación sinusoidal y tipo PWM [18].

La frecuencia de una excitación pulsada influye directamente en el mecanismo que origina descargas parciales [19]; por lo tanto, también influirá en el proceso de degradación del sistema de aislamiento. Para procesos que involucran tensiones tipo PWM, este proceso de degradación puede presentarse, ya que se tratan condiciones diferentes a las que ocurren bajo tensiones de corriente alterna a frecuencias típicas de excitación (Tabla 1.1).

Tabla 1.1. Características obtenidas por medición de dos tensiones aplicadas a un motor (50Hz y PWM) [20].

CARACTERÍSTICA	EXC. SINUSOIDAL	EXC. CONTROL PWM	UNIDAD
Armónicos	50	60, 150, $16 \times 10^3$ , $2 \times 10^6$ , $11 \times 10^6$	Hz
Tasa de elevación	$15 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^3 - 5 \times 10^3$	V/ $\mu$ s
Tiempo de elevación promedio	5000	0.2-1	$\mu$ s
Tensión fase tierra	311	600	$V_{\max}$
Tensión entre fases	2.15	80	$V_{\max}$
Tensión al inicio del devanado	36	450	$V_{\max}$

De la Tabla 1.1 se observa que al aumentar la frecuencia de la excitación el tiempo de elevación se reduce abruptamente provocando una mayor  $dv/dt$ . Esto a su vez se asocia a la aparición de descargas parciales [20]. Lo anterior se atribuye a que el mecanismo físico de la descarga parcial se origina por la inyección y extracción de carga espacial en forma muy rápida dentro del material dieléctrico, generando calentamiento [18]. Por lo tanto, el tiempo de vida del material dieléctrico está sujeto a los siguientes factores:

- La magnitud de la tensión aplicada al sistema de aislamiento eléctrico.
- La forma del impulso de tensión. Para el uso de pulsos cuadrados con tiempo de elevación de 0.1-10  $\mu$ s, típicamente se presentan sobretiros.
- La polaridad de los pulsos determinados por la fuente de tensión (unipolar o bipolar).
- La tasa de repetición de la excitación. El incremento de la repetición aumenta el número de pulsos por descarga parcial ( $n$ ), así como la carga espacial contenida en el dieléctrico, acelerando el proceso de envejecimiento.
- La distribución del campo eléctrico, la cual debe ser similar a lo largo de todas las vueltas del devanado [18].

El análisis del efecto de tensiones PWM en los esfuerzos dieléctricos de sistemas de aislamiento se limita hasta ahora a muestras de material dieléctrico empleados en motores y cables tales como aislamiento termoestable (TM) o aislamiento de etileno-propileno (EPR) respectivamente [21]. Sin embargo, hasta la fecha no se ha analizado a fondo la distribución del esfuerzo dieléctrico generado por señales PWM en devanados de transformadores de potencia. De esta forma, se hace necesario realizar un análisis que genere criterios para el diseñador del sistema de aislamiento en transformadores, los cuales ayuden a incrementar el tiempo de vida de este equipo eléctrico.

## 1.4 JUSTIFICACIÓN.

El análisis de la respuesta de transformadores sometidos a tensiones de alimentación no sinusoidales es un tema de gran interés en el área de Ingeniería Eléctrica, ya que este tipo de alimentación es cada vez más frecuente en los sistemas eléctricos, pudiendo provocar efectos no deseados ni contemplados dentro de la operación de los equipos [22]. El estudio de este tipo de fenómenos brinda información fundamental para conocer el esfuerzo dieléctrico al que puede ser sometido el transformador. Esto es importante tanto para el diseño como para la operación eficiente del transformador de potencia [23].

Los esfuerzos originados en el sistema de aislamiento eléctrico por tensiones sinusoidales se atribuyen principalmente a la magnitud de la tensión y a la distorsión armónica en la red. Por otro lado, en el caso de excitaciones mediante pulsos de tipo PWM la naturaleza de los esfuerzos es diferente debido a la forma de los pulsos individuales, a su polaridad, y a la tasa de repetición [24].

Muchos transformadores de potencia ya están instalados en sistemas de energía eléctrica con tensiones no sinusoidales. Un caso que se tiene es el de transformadores utilizados en plataformas marítimas para extracción de hidrocarburos, donde la velocidad de los motores de bombas de extracción es controlada por medio de una tensión tipo PWM [12] [13] [14]. Dentro de estos circuitos existen distancias de hasta 47 km entre el controlador de velocidad y el motor compresor. En estos sistemas los motores son alimentados con una potencia de 15 MVA a frecuencias fundamentales que alcanzan 200 Hz [13]. Esto exige la presencia de transformadores que eleven la tensión, en algunos casos hasta 72.5 kV, reduciendo así las pérdidas por efecto Joule durante la transmisión [13]. Actualmente se realizan estudios para verificar la viabilidad del control de los compresores en estos esquemas, pero no se ha investigado el impacto de las excitaciones tipo PWM en el sistema de aislamiento del transformador.

Es muy importante cuidar el estado del sistema dieléctrico en un transformador para evitar comportamientos no deseados o eventuales fallas. Se puede obtener una idea de la importancia del cuidado en el sistema de aislamiento del transformador al observar la Figura 1.3. Para el 2008, las fallas del transformador en el Sistema Eléctrico Mexicano se atribuyen en 3% a la estructura del núcleo, 10% al cambiador de derivaciones, 26% a las boquillas y en su gran mayoría al aislamiento de los devanados, con un 48% [25].

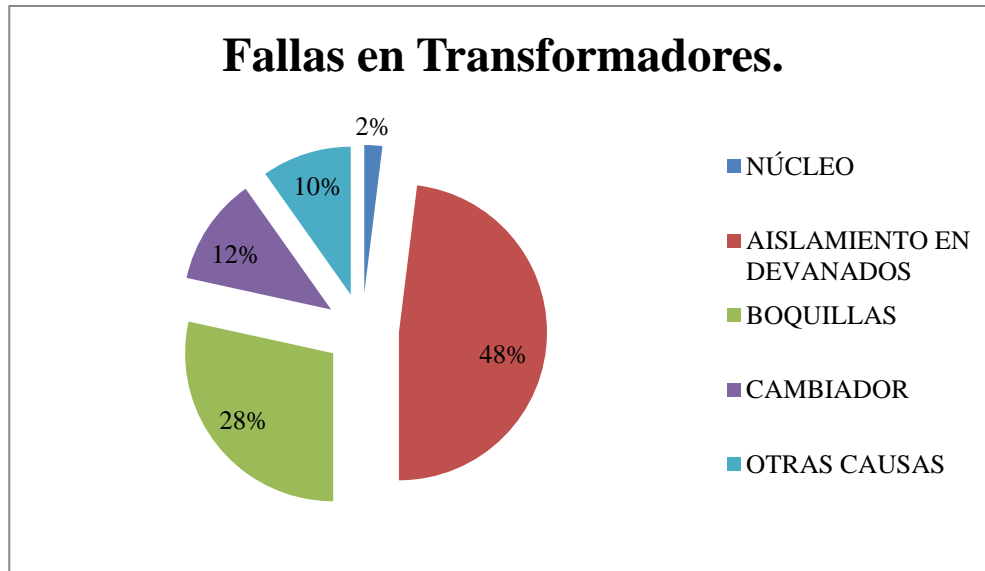


Figura 1.3. Estadística de fallas en transformadores de la red de CFE México (2003-2008) [25].

Lo anterior es un indicador del cuidado que se debe tener con el sistema de aislamiento del transformador. Esto se vuelve aún más importante bajo nuevas condiciones de excitación con las cuales la probabilidad de falla puede aumentar.

El estudio de los esfuerzos dieléctricos a los cuales puede estar sometido el devanado del transformador bajo excitaciones no sinusoidales será de gran utilidad en la etapa de diseño. Esto permitirá una acertada selección del tipo de aislamiento, mejorando su desempeño e incrementando su vida útil, garantizando así la continuidad en la operación del sistema eléctrico.

## 1.5 ANTECEDENTES.

Con la evolución de los dispositivos semiconductores de conmutación para media tensión, el uso de convertidores de gran potencia se vuelve común en las redes eléctricas modernas. Aunque los transformadores se diseñan para soportar esfuerzos generados por maniobra de interruptores o descargas atmosféricas, las excitaciones con formas de onda repetitivas con altas  $dv/dt$ , típicas de los convertidores de tensión, pueden representar un factor importante en el deterioro del sistema de aislamiento. Lo anterior no se contempla usualmente en el diseño del sistema de aislamiento de un transformador de potencia [24].

La distribución de potencial en el devanado de un transformador es resultado de un acoplamiento inductivo y capacitivo entre las vueltas de los devanados de alta y baja tensión,

el núcleo y el tanque [26]. Idealmente esta distribución debe ser lineal a lo largo del devanado. Sin embargo, cuando la tensión se eleva rápidamente desde cero se presenta una distribución no lineal. Esto produce esfuerzos en la distribución inicial concentrándose en ciertas partes del devanado. En el caso de un evento transitorio único, si el esfuerzo no es lo suficientemente elevado para provocar la falla en el dieléctrico, el transformador no se verá afectado. Sin embargo, si esta distribución no uniforme de tensión se debe a un tren de pulsos de alta o muy alta frecuencia de repetición, la concentración progresiva de esfuerzo puede reducir considerablemente el tiempo de vida del transformador y, eventualmente, generar una falla en el sistema de aislamiento [24].

Para demostrar la generación de descargas parciales, en la Figura 1.4 se presentan excitaciones pulsadas a diferentes valores de frecuencia. Se aprecia que el incremento de la frecuencia en la excitación (azul) genera descargas parciales (rojo) por un tiempo más prolongado en el material dieléctrico, acelerando el proceso de envejecimiento [18].

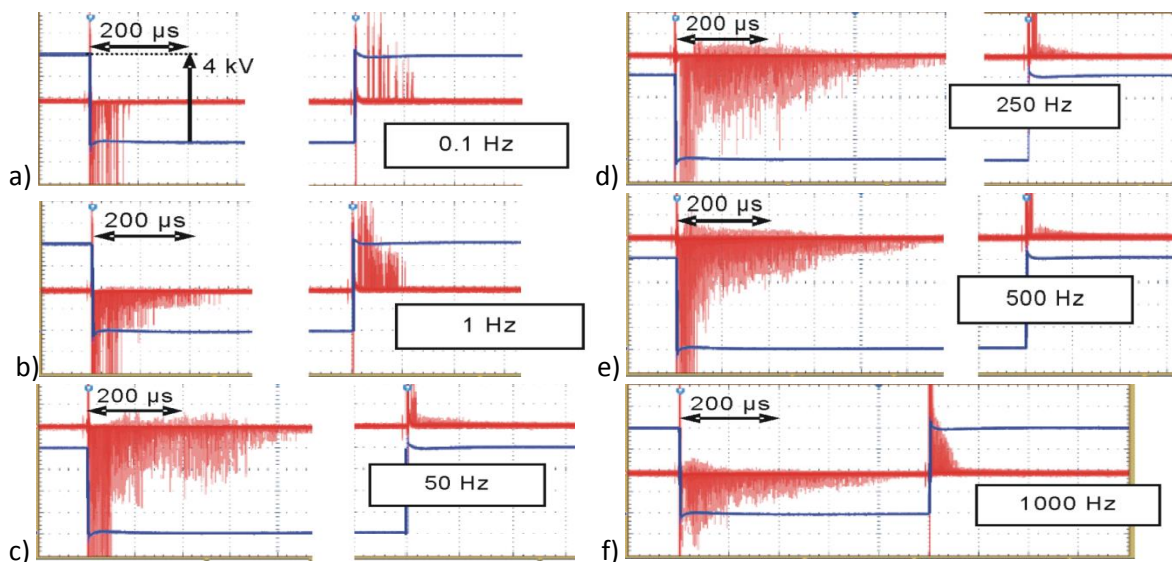


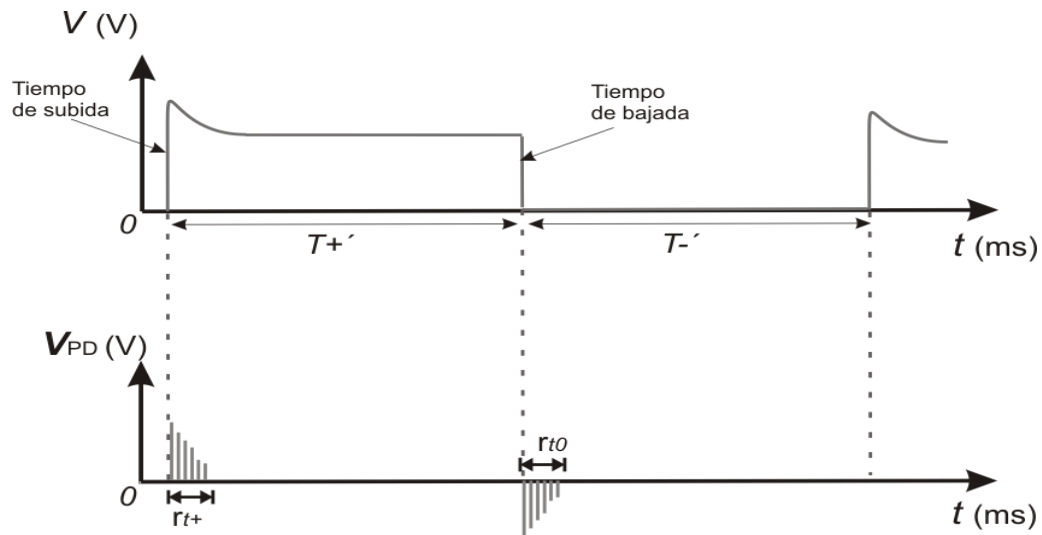
Figura 1.4. Descargas parciales (rojo) presentadas para EPR bajo excitación por pulsos cuadrados a 4.5 kV (azul) con frecuencia de: a) 0.1 Hz, b) 1 Hz, c) 50 Hz, d) 250 Hz, e) 500 Hz y f) 1000 Hz [18].

El comportamiento de las descargas se presentadas en la Figura 1.4 se describen en la Tabla 1.2 , y su notación en la Figura 1.5. Se puede comprobar en la tercer y cuarta columna de la Tabla 1.2 que incrementar la frecuencia de excitación, incrementa el tiempo de presencia de descarga parcial para valores  $V_{max}$  ( $r_{t+}$ ) y cuando los pulsos descienden a valores cercanos a 0 kV ( $r_{t0}$ ). En consecuencia, para altas frecuencias, las descargas parciales se presentan en casi todo el tren de pulsos.



Tabla 1.2. Indicadores para descarga parcial para una señal pulsada [18].

f (Hz)	Duración de un ciclo $T$ (ms)	Duración de DP en semiciclo a 4.5kV $r_{t+}$ ( $\mu$ s)	Duración de DP en semiciclo a 0 kV $r_{t0}$ ( $\mu$ s)	Duración de DP frente a Duración de semiciclo $V_{max} K_+$	Duración de DP frente a Duración de semiciclo 0 kV $K_0$
0.1	5000	120	100	$2.4 \times 10^{-5}$	0.002
1.0	500	100	250	0.0002	0.005
50	10	100	500	0.01	0.05
250	2	100	600	0.05	0.3
500	1	100	600	0.1	0.6
1000	0.5	100	500	0.2	1
1500	0.33	100	330	0.3	1
2000	0.25	120	250	0.48	1

Figura 1.5. Nomenclatura para aparición de DP de tensión de los semiperiodos  $T_+$  y  $T_0$  en las frecuencias de la Tabla 1.2 [18].

En base a lo anterior, frecuencias más altas en la excitación resultan en una aparición más rápida de descargas parciales (menor PDIV), incrementando su tiempo de aparición a lo largo de cada periodo. Esto es perjudicial para el sistema de aislamiento. Esto ocurre también al incrementar la frecuencia de aparición de los pulsos [21].

## 1.6 ESTADO DEL ARTE.

Una gran cantidad de estudios sobre materiales dieléctricos se han enfocado al sistema de aislamiento sometido a tensiones no sinusoidales, principalmente para motores. Desde hace más de dos décadas se iniciaron las investigaciones sobre el daño provocado por convertidores al material dieléctrico de máquinas eléctricas. C. Hudon analizó el envejecimiento del aislamiento de devanados en motores expuestos a pulsos rápidos, observando un incremento significativo en la temperatura al iniciar la inyección pulsos PWM a la máquina [10]. Sus investigaciones continuaron hasta atribuir gran parte de las anomalías a las reflexiones del cable alimentador originando sobretiros a cada pulso de la excitación. Esto incrementa la temperatura y degrada el recubrimiento dieléctrico en las espiras de la máquina [22]. Con la introducción de la electrónica de potencia a la red, los pulsos repetitivos llegan a ser un factor importante para acortar el tiempo de vida del sistema de aislamiento de los equipos de potencia [1].

Las capacitancias parásitas son un factor importante que se ha considerado en motores alimentados por convertidores PWM [8]. Por lo tanto, modelos basados en el principio de línea de transmisión uniforme han sido introducidos para contemplar este efecto en motores [4]. La presencia de capacitancias parásitas en devanados es cada vez más frecuente, debido al incremento del uso de electrónica de potencia necesaria para convertir corriente directa a corriente alterna y viceversa. Por ejemplo, los inversores empleados en subestaciones HVDC trabajan para transformar, por medio de conmutación de elementos semiconductores, la excitación de corriente directa transmitida por las líneas en una salida con valores de tensión efectiva que se aproxime a una senoide a 60 Hz [27] [28]. La rápida conmutación de los semiconductores causa serios daños a las capas aislantes del devanado de transformadores. Ejemplos del tipo de conmutación al cual puede someterse el transformador se presentan en la Figura 1.6. En éstas se aprecian excitaciones PWM de dos, tres y cinco niveles, obtenidas a la salida de un convertidor.

Investigaciones a diferentes tipos de pulsos PWM han determinado que el número de niveles de pulsos es importante para el esfuerzo generado en sistemas de aislamiento con recubrimiento semiconductor de máquinas rotatorias (Figura 1.6) [29].

La principal diferencia en cada tipo de excitación PWM en el sistema de aislamiento se encuentra en el tiempo de elevación y la razón de elevación de tensión ( $dv/dt$ ) en el pulso. De esta forma, a mayor número de niveles en la excitación, la  $dv/dt$  disminuye, reduciendo el esfuerzo en el sistema de aislamiento [30]. Esto también tiene un efecto en el incremento de calor en los materiales aislantes. En la Figura 1.7 se presenta el calor resistivo generado en un recubrimiento con graduación de esfuerzo empleado en motores, bajo pulsos PWM de dos, tres y cinco niveles, así como bajo tensión puramente sinusoidal [29].

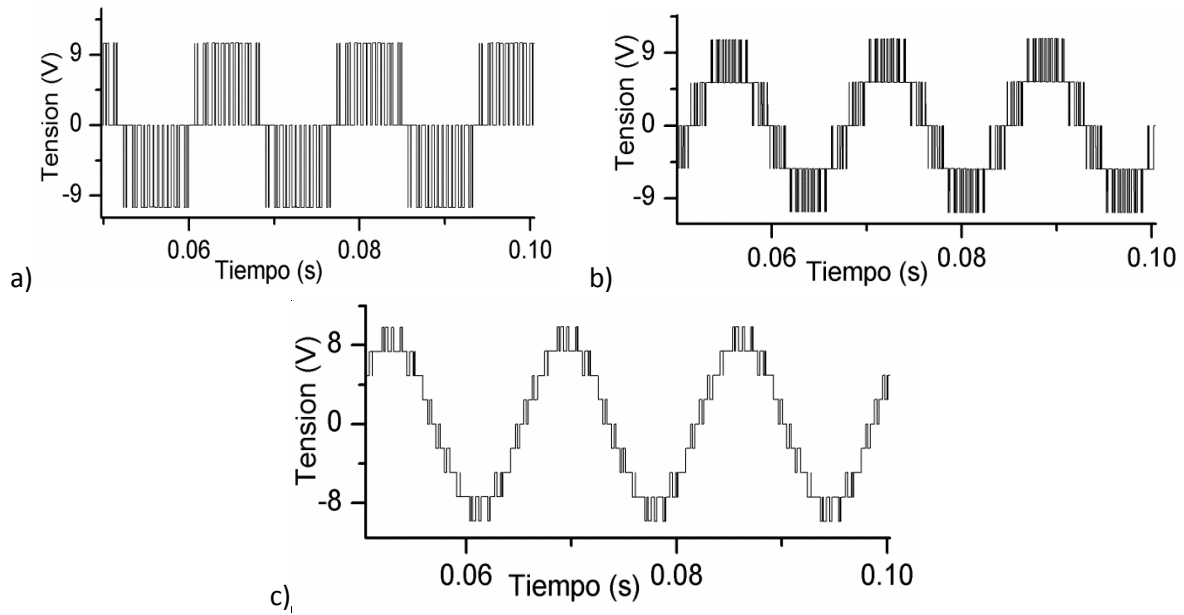


Figura 1.6. Formas de onda de tensión de línea a la salida de una fuente inversora de tensión VSI: a) a dos niveles, b) a tres niveles, c) a cinco niveles [29].

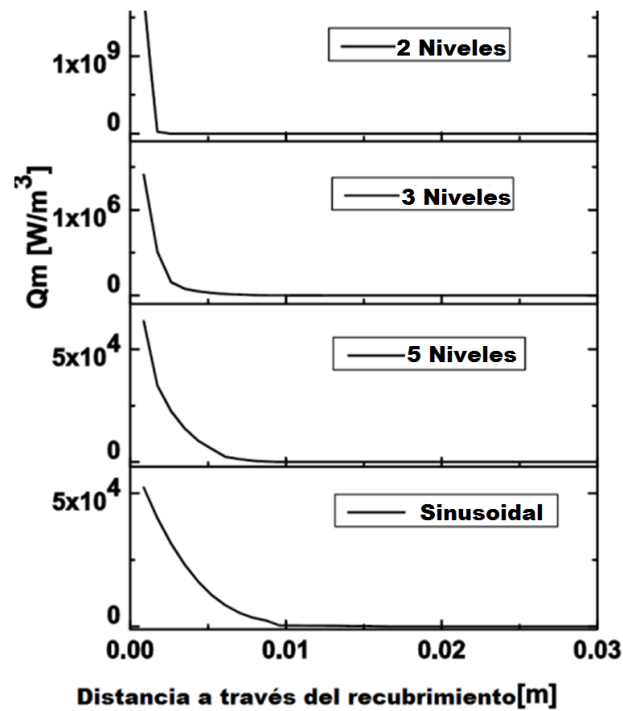


Figura 1.7. Calor resistivo promedio (eje Y) a lo largo del recubrimiento (eje x) con graduación de esfuerzo a diferentes formas de onda. La frecuencia fundamental de 60 Hz, frecuencia de conmutación 900 Hz [29].

Se observa que la excitación PWM a dos niveles produce calor en magnitudes mayores que el caso sinusoidal. Para el caso de tres niveles, la forma de onda reduce

considerablemente el calor generado en comparación con la forma de onda de dos niveles, pero considerablemente mayor que el caso sinusoidal. Con la forma de onda de cinco niveles, el calor generado tiende a una distribución de calor similar al generado en el caso sinusoidal.

De todas las topologías existentes, la excitación PWM a tres niveles resulta dominante para convertidores de media tensión [29]. Ésta representa la mejor opción para los equipos de potencia y fabricantes, ya que los convertidores están limitados por la potencia que manejan actualmente los semiconductores.

Recientemente, investigaciones dirigidas por B. Florkowska se han orientado fuertemente al estudio de los pulsos PWM en material dieléctrico [18] [21] [24]. Estas investigaciones han determinado que uno de los principales factores de degradación en los sistemas de aislamiento para pulsos unipolares es la generación prolongada de descargas parciales, incluso cuando la tensión en los pulsos es cero [18]. Por lo tanto, las descargas parciales pueden ocurrir a lo largo de toda la señal de pulsos si la frecuencia es alta. Este fenómeno es relevante para entender el proceso de los materiales aislantes bajo pulsos del tipo PWM [18]. También se ha determinado la dependencia del tiempo de elevación, que a medida que se reduce, incrementa la magnitud de descarga parcial y reduce la magnitud de tensión necesaria para generar descargas parciales (PDIV) [7].

En transformadores, M. Florkowski et al. han analizado con mediciones experimentales, el efecto que tienen excitaciones con tiempos de elevación reducidos monitoreando cambios en temperatura y respuesta de tensión en diferentes taps en el devanado [24] [9]. Determinaron que un incremento de temperatura y disminución de tiempo de elevación se ven reflejados en una distribución de potencial menos lineal, que incrementa el esfuerzo dieléctrico en el devanado.

M. Khanali et al. analizaron el efecto que pueden sufrir los devanados de transformadores inmersos en aceite al ser conectados a convertidores, configuraciones aplicadas a granjas de viento y plantas solares [15]. Se emplearon dos devanados de 138 V, uno conectado a una excitación sinusoidal y otro a un convertidor con una frecuencia de conmutación de 12 kHz. Después de 500 horas de envejecimiento, midieron actividad de descargas parciales, resistencia de aislamiento en devanados, temperatura de aceite y análisis de gases disueltos en ambos devanados. Encontraron mayor cantidad de descargas parciales y mayor cantidad de acetileno en el transformador alimentado por el convertidor. Típicamente, el acetileno es producto de arcos eléctricos internos de baja potencia. Por otro lado, el devanado con excitación sinusoidal presentó cambios muy pequeños respecto a sus propiedades dieléctricas iniciales [15].

Por su parte, el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la SEPI-ESIME del IPN ha contribuido al estudio de esfuerzos dieléctricos en devanados de transformador. D. Juárez, en su trabajo de tesis de maestría (2002) emplea el modelado del devanado de un transformador

en el dominio del tiempo para analizar esfuerzo dieléctrico [31]. Analizó la distribución inicial de tensión mediante un circuito capacitivo resuelto por Método de Diferencias Finitas, y la distribución transitoria mediante un circuito RLC de conexión en escalera, resuelto por Runge Kutta de cuarto orden. Determinó las tensiones máximas a tierra entre discos del devanado y las transferidas entre devanados del transformador. Sin embargo, el estudio se limitó a la excitación a un impulso por rayo.

De la misma forma, R. Ocón en su trabajo de tesis de maestría (2004) aplicó el análisis de respuesta en la frecuencia (FRA) a un devanado experimental de 20 MVA [32]. Empleó una función de transferencia como herramienta para calcular la diferencia entre el comportamiento del devanado antes y después de alguna deformación mecánica en el devanado.

J. A. de León, en su tesis de maestría (2010) implementó un circuito equivalente de una sección del devanado de un transformador excitado por tensiones tipo PWM para calcular esfuerzos desde el software PSCAD [33]. Los parámetros fueron calculados utilizando el método del elemento finito. Aunque se determinó una medición del esfuerzo dieléctrico generado, no se empleó un modelo matemático que aproxime todo el devanado, por lo que los resultados no pudieron ser validados.

P. Gómez et al. analizaron el esfuerzo dieléctrico producido por una excitación PWM de tres niveles [23]. Implementaron un modelo de parámetros concentrados en el dominio de la frecuencia a un devanado de 13.2 kV, constituido por 9 capas y 125 espiras por capa. Observaron que un tiempo de elevación más pequeño de la excitación PWM origina un mayor esfuerzo dieléctrico entre capas y espiras consecutivas. Proponen el uso de filtros que reduzcan el tiempo de elevación en los pulsos para reducir el esfuerzo dieléctrico.

Recientemente, D. Soto en su tesis de maestría (2012) desarrolló una metodología para el diseño del sistema dieléctrico de un transformador por medio de una interfaz entre COMSOL Multiphysics y MATLAB [34]. El algoritmo ajusta las distancias dieléctricas en el devanado y/o el material dieléctrico de las espiras; esto bajo una excitación de impulso por rayo.

El comportamiento del sistema dieléctrico del devanado es de interés en Ingeniería Eléctrica, ya que de éste depende el tiempo de vida del transformador. Hasta la fecha no se han realizado trabajos para calcular el esfuerzo dieléctrico generado bajo excitaciones no sinusoidales. Por lo tanto, el análisis de tensiones tipo PWM de dos, tres y cinco niveles, así como del efecto del cambio en el tiempo de elevación son estudiados a lo largo de este trabajo, determinando el esfuerzo dieléctrico resultante.

## 1.7 ALCANCES Y LIMITACIONES.

Este trabajo de tesis busca conocer el efecto que tienen las excitaciones tipo PWM en el sistema de aislamiento del devanado de un transformador. Para esto se emplea un modelo de parámetros concentrados implementado en el dominio del tiempo para reproducir la propagación de los pulsos tipo PWM a lo largo del devanado. La matriz de capacitancias necesaria para implementar el modelo del devanado se obtiene por medio de simulaciones empleando el Método de Elemento Finito (MEF), mientras que las excitaciones tipo PWM de dos, tres y cinco niveles son obtenidas desde el paquete de simulación de transitorios electromagnéticos PSCAD. El modelo se valida comparando con mediciones experimentales con un devanado de pruebas.

Se realizan también mediciones experimentales que permiten conocer el efecto de pulsos repetitivos en alambre magneto, empleado en transformadores, así como del cambio del tiempo de elevación de los pulsos.

### 1.7.1. ALCANCES.

- El modelo de parámetros concentrados es implementado en el dominio del tiempo, evitando aplicar transformaciones frecuencia-tiempo a las excitaciones aplicadas al devanado.
- Se contemplan pérdidas en serie del devanado para una mejor aproximación de la distribución de potencial a lo largo del devanado frente a una excitación obtenida por una función matemática o como vector de elementos.
- El modelo permite calcular la respuesta de tensión y de corriente por cada espira del devanado.
- El modelo permite implementar devanados con o sin conexión a tierra, obteniendo respuestas en cualquier punto del devanado.
- Mediciones realizadas en laboratorio permiten conocer el grado de envejecimiento del material dieléctrico en devanados debido a la alta repetición y la  $dv/dt$  de los pulsos de excitación.
- Las mediciones en laboratorio permiten comparar el comportamiento de diferentes materiales dieléctricos (magneto convencional y magneto resistente a picos de inversor, (ISR)) bajo excitaciones pulsadas.

### 1.7.2. LIMITACIONES.

- El modelo de parámetros concentrados no contempla parámetros dependientes de la frecuencia relacionados con corrientes de eddy en los conductores y en el núcleo. Las pérdidas en serie están constituidas únicamente por la resistencia de CD.
- El modelo contempla el efecto del núcleo en la distribución de flujo magnético como una barrera contra dicho flujo, lo cual es válido sólo para altas frecuencias.
- La respuesta del modelo depende de una implementación correcta de la matriz de capacitancias, la cual requiere de información detallada de la geometría del devanado. Obtener tal información puede ser complicado ya que los fabricantes no suelen proporcionarla.
- La precisión del modelo de parámetros concentrados resuelto en el dominio del tiempo depende directamente de la cantidad de muestras en la excitación del modelo, debido a la presencia de una derivada numérica. Un mayor número de muestras aproxima mejor la derivada y por lo tanto se obtienen mejores resultados.
- El modelo contempla únicamente los efectos capacitivos e inductivos de las capas de un solo devanado. Para este caso, el devanado de alta tensión. Contemplar más devanados implicaría modificar la matriz de capacitancias del modelo.
- El tiempo de cómputo del modelo depende directamente del número de espiras del devanado a modelar. Entre mayor sea el número de espiras, mayor será el tiempo de cómputo.
- Las frecuencias, magnitudes y tiempo de elevación empleados en las mediciones experimentales están sujetos a los disponibles en el laboratorio de alta tensión. No tienen relación directa con los resultados del modelo de parámetros concentrados.
- El envejecimiento de todas las muestras en laboratorio están limitadas por el tiempo de vida de las muestras de conductor magneto convencional a 5.64 kHz (5 horas).

## 1.8 APORTACIONES.

El modelo de parámetros concentrados contempla las pérdidas en las espiras del devanado del transformador y es solucionado en el dominio del tiempo, sin aplicar transformaciones numéricas frecuencia-tiempo.

El modelo puede ser modificado para conocer el potencial y/o corriente en cada espira con solo cambiar una matriz identidad en el modelo.

Se pudo determinar el esfuerzo dieléctrico dentro del devanado de transformador ante excitaciones PWM, ya que publicaciones previas se han limitado a la entrada del devanado o a mediciones de sus propiedades dieléctricas para estimar las causas del envejecimiento acelerado.

Se comprobó en forma experimental el efecto del incremento de frecuencia y  $dv/dt$  al material dieléctrico empleado en devanados, determinando que el incremento en cualquiera de ellas acelera el proceso de envejecimiento del material dieléctrico.

Se pudo observar de forma experimental el efecto en la temperatura de excitaciones de alta frecuencia en diferentes materiales aislantes, donde el magneto ISR presenta mejor comportamiento debido a su material dieléctrico.



## 1.9 ESTRUCTURA DE LA TESIS.

- **CAPÍTULO 1: *Introducción.*** Este capítulo describe el problema de la aplicación de excitaciones tipo PWM en devanados de transformadores, los antecedentes, objetivos, justificación y alcances.
- 
- **CAPÍTULO 2: *Modelo del transformador para transitorios de alta frecuencia.*** Se enumeran las técnicas para el modelado del devanado de un transformador. Se describe a detalle el modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo empleado en este trabajo. Se realiza una validación del modelo.
- 
- **CAPÍTULO 3: *Distribución de Tensiones tipo PWM en los devanados del transformador.*** Se describe el funcionamiento de convertidores con electrónica de potencia. Se aplican formas de onda tipo PWM obtenidas desde PSCAD al modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo del devanado descrito en el Capítulo 2. Se analiza el esfuerzo dieléctrico generado por cada excitación.
- 
- **CAPÍTULO 4: *Análisis del efecto de  $dv/dt$  en el sistema de aislamiento del transformador.*** Se realizan mediciones experimentales a muestras de conductor magneto envejecidos con diferentes tipos de excitación. Se presentan valores de descargas parciales para conductor magneto convencional (aislamiento resina epóxica) y magneto ISR (resistente a picos de inversor).
- 
- **CAPÍTULO 5: *Conclusiones.*** Se exponen los resultados obtenidos del modelo implementado y de las observaciones en el laboratorio. Se presentan recomendaciones para trabajos que deseen continuar con el modelado y mediciones de excitaciones a alta frecuencia.
- **CAPÍTULO 6: *Anexo.*** Se presenta información complementaria para la construcción del convertidor en PSCAD.

# **CAPÍTULO 2. MODELO DEL TRANSFORMADOR PARA TRANSITORIOS DE ALTA FRECUENCIA.**

## **2.1 INTRODUCCIÓN.**

Los circuitos equivalentes son una representación utilizada frecuentemente para encontrar la respuesta del devanado de un transformador de potencia [35]. Con las ventajas que ofrecen las computadoras digitales, es posible resolver configuraciones complejas de circuitos equivalentes mediante la solución de ecuaciones diferenciales parciales [26]. Éstas pueden describir efectos transitorios resultantes del acoplamiento de campos eléctricos y magnéticos debidos a las inductancias y capacitancias distribuidas a lo largo del devanado.

En general, los diferentes modelos de transformadores pueden describirse mediante parámetros distribuidos, aplicando la teoría de la línea de transmisión, o a través de la conexión en escalera de elementos de parámetros concentrados [36]. Estos últimos pueden implementarse en programas de simulación de transitorios (del tipo EMTP) o mediante la solución de las ecuaciones de espacio de estado correspondientes.

Al aplicar el modelo de parámetros concentrados, es fundamental la elección de cada segmento a representar. Para el análisis de transitorios de frente de onda rápido (en el orden de cientos de kHz) es posible considerar un segmento por bobina o disco, mientras que para el análisis de transitorios de frente de onda muy rápido (en el orden de MHz) puede requerirse considerar un segmento por vuelta del devanado [36]. Por lo tanto, puede obtenerse un circuito muy grande, con una solución computacionalmente costosa.

## **2.2 DISTRIBUCIÓN DE POTENCIAL EN UN DEVANADO DEL TRANSFORMADOR.**

Para calcular la distribución de potencial en el devanado de un transformador, se parte del circuito equivalente por unidad de longitud mostrado en la Figura 2.1 [26]. Este circuito puede representar al devanado de un transformador al incluir efectos capacitivos y pérdidas dieléctricas entre espiras consecutivas ( $Cs/\Delta z$  y  $Rs\Delta z$ ) y entre capas de espiras ( $Cg\Delta z$  y  $Rg/\Delta z$ ). Contempla pérdidas en serie ( $R\Delta z$ ) y el efecto inductivo de cada espira ( $L\Delta z$ ). Todos los elementos están definidos por unidad de longitud.

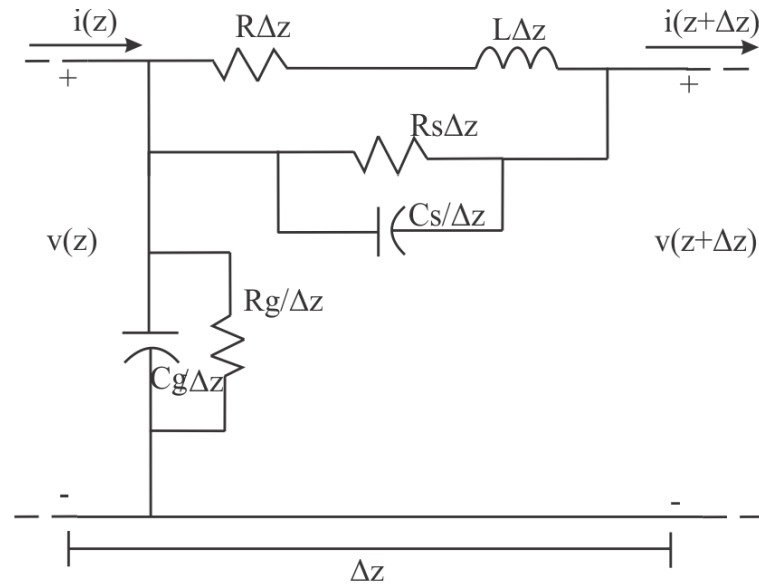


Figura 2.1. Circuito equivalente por unidad de longitud del devanado de un transformador [26].

Se pueden identificar tres etapas en la distribución de potencial a lo largo del devanado del transformador [26]:

- *Distribución inicial:* Se origina al inicio del transitorio, con un frente de onda de nano a microsegundos, lo que provoca que los elementos capacitivos sean predominantes, arrojando una distribución de potencial no uniforme (Figura 2.2.a).
- *Distribución transitoria:* Originada después de la distribución inicial. Se caracteriza por una interacción de energías magnética y eléctrica debida a las capacitancias e inductancias en el circuito del devanado, produciéndose un periodo oscilatorio gradualmente decreciente (Figura 2.2.b). Esta etapa produce incrementos de tensión en diferentes puntos a lo largo del devanado.
- *Distribución final:* Se presenta al término de la distribución transitoria. En esta distribución gobiernan los elementos resistivos del devanado, resultando en una distribución de potencial lineal (Figura 2.2.c).

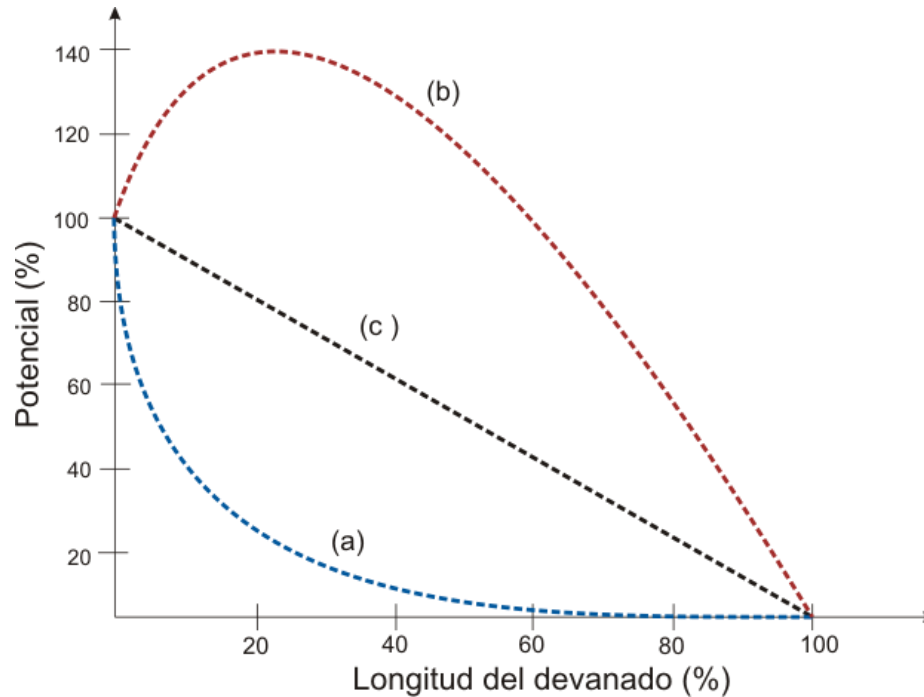


Figura 2.2. Distribución a) inicial, b) transitoria y c) final de potencial en el devanado de transformador [26].

El fenómeno de propagación de ondas a lo largo del devanado puede reproducirse por medio de un modelo de parámetros distribuidos. Sin embargo, la inclusión de inductancias mutuas entre vueltas es complicada en este tipo de modelo, ya que considera una línea de transmisión por devanado. Una solución a este problema a partir de la teoría de línea de transmisión multiconductora fue propuesta inicialmente por Rabins [37] y desarrollada para devanados de máquinas por Guardado [38]. Este modelo se basa en la conexión en zig-zag de los diferentes conductores de la línea, de tal forma que cada uno de ellos represente una vuelta del devanado [39]. En la siguiente sección se describe esta técnica.

## 2.3 MODELOS DE PARÁMETROS DISTRIBUIDOS.

### 2.3.1. MODELO BASADO EN TEORÍA DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN MONOFÁSICA.

El modelo del devanado de un transformador puede ser desarrollado por medio de la representación de una línea monofásica. Esto permite el modelado a través de las ecuaciones del telegrafista [36]:

$$-\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$-\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = Gv(z,t) + C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (2.2)$$

donde

$v(z,t)$  = Tensión en un punto específico  $z$  del devanado

$i(z,t)$  = Corriente en un punto específico  $z$  del devanado

Existen varias soluciones numéricas para las ecuaciones ( 2.1 ) y ( 2.2 ), tales como las basadas en el método de Bergeron, el método de diferencias finitas, así como su solución en el dominio de la frecuencia y la subsecuente transformación numérica frecuencia-tiempo [36]. Sin embargo, este modelo no permite simular cada espira del devanado.

### 2.3.2. MODELO BASADO EN TEORÍA DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN MULTICONDUCTORA.

Un modelo mejorado del mencionado en la sección anterior se logra al implementar el modelo de una línea multiconductora. Este modelo permite tomar en cuenta las inductancias mutuas entre espiras. Cada conductor de la línea representa una espira o conjunto de espiras del devanado, permitiendo conocer la tensión entre vueltas debida a un impulso incidente con frente de onda rápido [36]. La continuidad del devanado se obtiene al conectar el final de cada conductor con el inicio del siguiente. Esto también es conocido como conexión zig-gag (Figura 2.3).

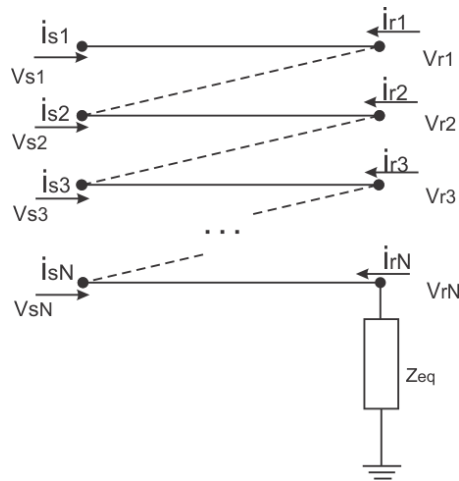


Figura 2.3. Modelo de línea de transmisión multiconductora [36].

Las relaciones que permiten esta conexión están definidas por la corriente y la tensión al principio y al final de cada conductor:

$$v_{ri} = v_{s(i+1)} \quad i_{ri} = -i_{s(i+1)}, \quad i = 1 \dots n - 1 \quad (2.3)$$

Tomando en cuenta la ecuación ( 2.12 ), el modelo del devanado se obtiene de las ecuaciones del telegrafista de una línea de transmisión multiconductora (MTL) en el dominio del tiempo.

$$-\frac{\partial \mathbf{v}(z, t)}{\partial z} = \mathbf{R}\mathbf{i}(z, t) + \mathbf{L}\frac{\partial \mathbf{i}(z, t)}{\partial t} \quad (2.4)$$

$$-\frac{\partial \mathbf{i}(z, t)}{\partial z} = \mathbf{G}\mathbf{v}(z, t) + \mathbf{C}\frac{\partial \mathbf{v}(z, t)}{\partial t} \quad (2.5)$$

Los elementos  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{G}$  y  $\mathbf{C}$  representan matrices de  $n \times n$  elementos de resistencias e inductancias serie, así como de conductancias y capacitancias en derivación respectivamente, todas expresadas por unidad de longitud, donde  $n$  se refiere al número de conductores.

Los elementos  $\mathbf{v}(z, t)$  e  $\mathbf{i}(z, t)$  representan los vectores de tensión y de corriente en el dominio del tiempo y en un punto  $z$  del devanado. Este método es empleado cuando se necesita tomar en cuenta las inductancias entre espiras o conjunto de espiras de un devanado. La solución de las ecuaciones ( 2.13 ) y ( 2.14 ) pueden ser obtenidas por las técnicas en el dominio del tiempo o la frecuencia mencionadas en la sección anterior. A pesar de poder simular a todo el devanado espira a espira, su simulación es computacionalmente costosa, haciéndolo óptimo para devanados de pocas espiras.

## 2.4 MODELOS DE PARÁMETROS CONCENTRADOS.

### 2.4.1. MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS BASADO EN ANÁLISIS DE REDES.

Partiendo de la conexión en escalera de segmentos representados por el circuito de la Figura 2.4, el modelo de parámetros concentrados del devanado puede ser descrito en el dominio de la frecuencia mediante la ecuación ( 2.6 ) [36]:

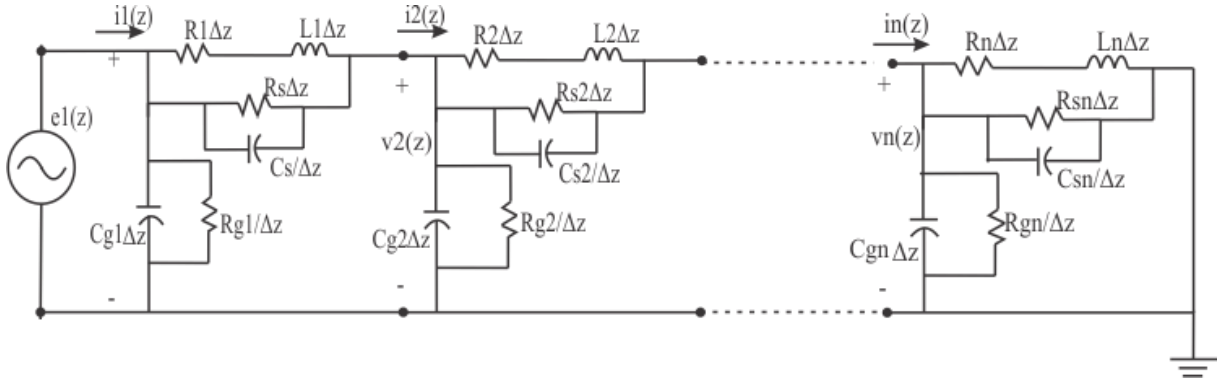


Figura 2.4. Conexión en escalera de parámetros concentrados.

$$s\hat{\mathbf{C}}\mathbf{V}(s) + \hat{\mathbf{G}}\mathbf{V}(s) + \frac{\hat{\mathbf{\Gamma}}}{s}\mathbf{V}(s) = s\mathbf{C}_k u(s) + \mathbf{G}_k u(s) + \frac{\mathbf{\Gamma}_k}{s} u(s) \quad (2.6)$$

donde el vector  $\mathbf{V}(s)$  corresponde al potencial en las espiras del devanado (de nodo a tierra).  $\hat{\mathbf{C}}$ ,  $\hat{\mathbf{G}}$  y  $\hat{\mathbf{\Gamma}}$  son las matrices de capacitancia, conductancia e inversa de inductancias sin la columna que contiene la espira de excitación;  $u(s)$  es la excitación del modelo. La ecuación ( 2.6 ) puede reescribirse en forma compacta de la siguiente forma:

$$\mathbf{I}(s) = \mathbf{Y}(s)\mathbf{V}(s) \quad (2.7)$$

donde  $\mathbf{Y}(s)$  es la matriz de admitancia nodal del circuito e  $\mathbf{I}(s)$  es el vector de corrientes nodales, dados por:

$$\mathbf{Y}(s) = s\mathbf{C} + \mathbf{G} + \frac{\mathbf{\Gamma}}{s} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{I}(s) = s\mathbf{C}_k u(s) + \mathbf{G}_k u(s) + \frac{\mathbf{\Gamma}_k}{s} u(s) \quad (2.9)$$

La propagación de tensión a lo largo del devanado puede calcularse resolviendo la ecuación ( 2.7 ) para  $\mathbf{V}(s)$ . Sin embargo, la respuesta en el tiempo del circuito se debe obtener por medio de un algoritmo de transformación numérica frecuencia-tiempo o a través de un procedimiento de aproximación racional para describir la matriz de admitancias [36], que incrementa el tiempo de cómputo. Además, la transformación frecuencia-tiempo puede perder información importante en la propagación de la tensión.

### 2.4.2. MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS BASADO EN ECUACIONES DE ESTADO.

La construcción de las ecuaciones de estado para el modelo del devanado se basa en el circuito por unidad de longitud de la Figura 2.1. Estas ecuaciones consideran los efectos de inductancia serie  $L$ , capacitancia serie y derivación ( $C_s$  y  $C_g$ ) con sus respectivas pérdidas dieléctricas  $R_s$  y  $R_g$ . Cada segmento (vuelta o conjunto de vueltas, según sea el caso) del devanado se representa por este circuito. Este es el modelo empleado para realizar el cálculo de esfuerzos dieléctricos para esta tesis.

Partiendo del efecto inductivo del transformador ( $v_L = L \frac{di}{dt}$ ) [40], analizando el lazo del inductor se puede definir a la tensión en cada espira como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \Gamma \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

donde:

$$\Gamma = \mathbf{L}^{-1} \text{ (Inversa de Matriz de inductancias propias y mutuas)}$$

Para introducir la tensión en cada espira  $e_{nodo}$  y la resistencia en serie de cada espira  $r_{nodo}$  se sustituye:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \Gamma \cdot \begin{bmatrix} e_1 - e_2 - r_1 \cdot i \\ e_2 - e_3 - r_2 \cdot i \\ \vdots \\ e_n - r_n \cdot i \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Separando términos:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = -\Gamma \cdot \mathbf{R} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \Gamma_2 \cdot \begin{bmatrix} e_2 \\ e_3 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

donde:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & r_n \end{bmatrix}$$

$$[\Gamma_2(i,j)] = \begin{cases} \Gamma(i,j) & \forall i,j = 1 \\ \Gamma(i,j) - \Gamma(i,j-1) & \forall i, 1 \leq j \leq n \end{cases}$$

Separando el nodo de excitación de la ecuación se tiene:



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \mathbf{I}_i \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \mathbf{I}_e \cdot \begin{bmatrix} e_2 \\ e_3 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} + \mathbf{I}_u \cdot e_1 \quad (2.13)$$

donde:

$$\mathbf{I}_i = -\mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{R}$$

$$\mathbf{I}_e = \mathbf{\Gamma}_2(i, j + 1) \quad \forall i, 1 \leq j \leq n - 1$$

$$\mathbf{I}_u = \mathbf{\Gamma}_2(i, 1) \quad \forall i$$

La ecuación ( 2.13 ) está definida en términos de la tensión de cada nodo y de la corriente que fluye en cada inductor. De esta forma, como segunda ecuación de estado se analiza la corriente que llega a cada nodo:

$$-i_{Li} + i_{Cgi} = 0 \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 - i_1 \\ \vdots \\ i_n - i_{n-1} \end{bmatrix} + \mathbf{C} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \mathbf{C} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

donde:

$\mathbf{C}$  = Matriz de capacitancias nodales

$$\mathbf{T} = \text{Incidencias de corriente} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Para obtener las ecuaciones de estado es necesario separar el nodo de entrada de las demás variables. Por lo tanto, se reduce eliminando la primer columna de las matrices  $\mathbf{T}$  y  $\mathbf{C}$ .

$$\mathbf{T}_a \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \mathbf{C}_2 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Reduciendo nuevamente para agrupar un vector de entrada se tiene:

$$\mathbf{T}_a \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \mathbf{C}_3 \cdot \left( \frac{de_1}{dt} \right) + \mathbf{C}_4 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_2 \\ e_3 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

donde.

$$\mathbf{C}_3(i, 1) = \mathbf{C}_2(i, 1), \quad \forall i$$

$$\mathbf{C}_4(i, 1) = \mathbf{C}_2(i, j + 1), \quad \forall i, 1 \leq j \leq n - 1$$

En forma reducida, la ecuación diferencial puede quedar como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_2 \\ e_3 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \mathbf{E}_i \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \mathbf{E}_u \cdot \left( \frac{de_1}{dt} \right) \quad (2.19)$$

donde:

$$\mathbf{E}_i = -\mathbf{C}_4^{-1} \cdot \mathbf{T}_a$$

$$\mathbf{E}_u = -\mathbf{C}_4^{-1} \cdot \mathbf{C}_3$$

Por lo tanto, las ecuaciones de estado quedan como:

$$\dot{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{X} + \underline{\mathbf{B}} \cdot \mathbf{u} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{Y} = \underline{\mathbf{C}} \cdot \mathbf{X} + \underline{\mathbf{D}} \cdot \mathbf{u} \quad (2.21)$$

donde:

$$\underline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_i & \mathbf{I}_e \\ \mathbf{E}_i & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \underline{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E}_u \end{bmatrix}$$

$$\underline{\mathbf{C}} = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}] \quad \underline{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} e_1 \\ \frac{de_1}{dt} \end{bmatrix}$$

Este modelo permite reproducir la propagación de la tensión espira a espira a lo largo de todo el devanado y no requiere de transformaciones frecuencia-tiempo. Sin embargo, características dependientes de la frecuencia, como efecto piel o corrientes de Eddy no pueden ser simuladas por su naturaleza frecuencial. Aun así, con este modelo se tiene la mejor aproximación en el dominio del tiempo sin aplicar transformaciones numéricas a la excitación, por lo que será utilizado para el análisis de devanados alimentados con excitaciones tipo PWM.

## 2.5 CÁLCULO DE PARÁMETROS MEDIANTE EL MÉTODO DE ELEMENTO FINITO.

El cálculo de parámetros es una parte importante para la implementación del modelo, pues de éste depende que el modelo reproduzca los efectos del devanado. El cálculo de parámetros se puede desarrollar por métodos analíticos, pruebas de laboratorio o por medio de simulaciones electromagnéticas, siendo esta última la empleada en este trabajo. Se construye una sección representativa de la geometría del equipo de interés para su simulación por medio del Método de Elemento Finito (MEF) en COMSOL Multiphysics [41].

El Método de Elemento Finito es una técnica muy empleada debido a su versatilidad numérica para manejar problemas que envuelven geometrías complejas y medios no homogéneos [42] [41]. Aunque otros métodos numéricos como el Método de Diferencias Finitas (MDF) o el Método de Momentos (MOM) son más sencillos de programar, el MEF puede construirse para propósitos generales y resolver una amplia cantidad de problemas sujetos a modificaciones específicas.

El análisis por MEF involucra básicamente cuatro pasos [42]:

1. Discretización de la región de solución a un número finito de “subregiones o elementos”.
2. Derivación de las ecuaciones gobernantes para un elemento típico.
3. Ensamblado de todos los elementos en una región de solución.
4. Solución del sistema de ecuaciones obtenido.

La discretización del espacio involucra dividir la región de solución en subdominios, llamados elementos finitos [42]. Éstos pueden ser unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales, con forma cuadrada o triangular. La forma triangular es la más empleada al obtener un mejor ajuste a cualquier geometría.

El software COMSOL Multiphysics se basa en el MEF para la solución de problemas electromagnéticos, por lo cual es seleccionado para la simulación del devanado. Es muy importante que la implementación de la geometría bajo simulación se realice cuidando tener las dimensiones correctas de la geometría del devanado, una buena selección de las propiedades de los materiales y las fronteras adecuadas al fenómeno.

### 2.5.1. CÁLCULO DE LA MATRIZ DE CAPACITANCIAS.

COMSOL Multiphysics permite el cálculo de capacitancias aplicando parámetros concentrados a la geometría deseada desde el módulo electrostático [41]. La obtención de capacitancias se logra al suponer que una excitación es aplicada sobre una de las fronteras

denominadas puertos [41]. Se aplica una diferencia de potencial en los puertos energizados y no energizados, permitiendo obtener la densidad de energía integrada sobre toda la geometría.

Para el cálculo de las capacitancias propias por el método de la energía se parte de las siguientes ecuaciones [41].

$$W_e = \frac{1}{2} C_{ii} V_i^2 \quad (2.22)$$

$$C_{ii} = \frac{2W_e}{V_i^2} \quad (2.23)$$

donde;

$W_e$ =Densidad de energía sobre la geometría completa.

$C_{ii}$ = Capacitancia propia del elemento puerto.

$V_i$ = Tensión aplicada al elemento puerto.

En forma general, la capacitancia propia de cada elemento seleccionado como puerto se obtiene como:

$$C_{ii} = \frac{2}{V_j^2} \int_{\Omega} W_{ei} d\Omega \quad V_j = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ V_i & j = i \end{cases} \quad (2.24)$$

Para el caso de capacitancia mutua entre dos elementos, se tiene:

$$W_e = W_{ei} + W_{ej} + W_{eij} \quad (2.25)$$

donde:

$W_{ei}$ = Densidad de energía atribuida al puerto  $i$ .

$W_{ej}$ = Densidad de energía atribuida al puerto  $j$ .

$W_{eij}$ = Densidad de energía contenida entre los puertos  $i$  y  $j$ .

$$W_{e,ij} = \frac{1}{2} C_{ii} V_i^2 + \frac{1}{2} C_{jj} V_j^2 + C_{ij} V_i V_j \quad (2.26)$$

donde:

$C_{ii}$ =capacitancia propia del elemento  $i$ .

$C_{jj}$ = capacitancia propia del elemento  $j$ .

$V_i$ = tension aplicada al elemento  $i$ .

$V_j$ = tensión aplicada al elemento  $j$ .

En forma general, la capacitancia mutua entre los elementos de la geometría se obtiene como:

$$C_{ij} = \frac{1}{V_i V_j} \int_{\Omega} W_e d\Omega - \frac{1}{2} \left( \frac{V_i}{V_j} C_{ii} + \frac{V_j}{V_i} C_{jj} \right) \quad V_k = \begin{cases} 0 & k \neq i, j \\ V_i & k = i \\ V_j & k = j \end{cases} \quad (2.27)$$

Cada puerto especificado al modelo debe ser único, excitando un puerto a la vez para ser comparado frente a los demás.

### 2.5.2. CÁLCULO DE LA MATRIZ DE INDUCTANCIAS.

El cálculo de inductancias de un devanado puede ser obtenido por diversos métodos analíticos o numéricos. Para el modelo de parámetros concentrados la matriz de inductancias se considera en relación directa con la matriz de capacitancias. De esta forma, la matriz de inductancias puede ser obtenida por medio de la relación:

$$\mathbf{L} = \mu \epsilon \mathbf{C}^{-1} \quad (2.28)$$

donde:

$\mu = \mu_r \mu_0$ , Permeabilidad absoluta del material.

$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ , Permitividad relativa del material.

$\mathbf{C}$ = Matriz de capacitancias nodales.

La matriz de inductancias utilizada en el modelo no es nodal. Para obtener una matriz de inductancias nodal, es necesaria la multiplicación por matrices de incidencia. Sin embargo, para las ecuaciones de estado empleadas para el devanado, las inductancias no deben ser nodales, pues parten directamente de la relación de corrientes a través de cada inductor (Ecuación ( 2.10 )).

### 2.5.3. CÁLCULO DE RESISTENCIA EN SERIE.

La resistencia en serie del devanado es un factor importante para la implementación del modelo de parámetros concentrados. Ésta permite que la forma de onda de la excitación se atenúe, eliminando oscilaciones que no forman parte del comportamiento real del transformador. Una buena aproximación se logra con el cálculo de la resistencia de corriente directa  $r_{CD}$ :

$$\mathbf{R} = r_{CD} \mathbf{I} = \frac{\rho \cdot \ell}{A} \quad (2.29)$$

donde:

$\rho$ =Resistividad del material por unidad de longitud. ( $\Omega/m$ )

$\ell$ =Longitud del conductor (m).

$A$ =Sección transversal del conductor (m)

$\mathbf{I}$ = Matriz identidad.

Para un transformador de varias capas, la longitud del conductor debe corresponder al diámetro de la espira perteneciente a cada capa, para aproximar adecuadamente las pérdidas en serie de cada espira a simular

## 2.6 APLICACIÓN DEL MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS.

El modelo seleccionado para el devanado de transformador es el modelo de parámetros concentrados basado en ecuaciones de estado. Ésta permite representar los efectos capacitivos, inductivos y pérdidas en el devanado en el dominio del tiempo. Esto es importante, para evitar transformaciones tiempo-frecuencia en la excitación del devanado.

Una vez implementado, el modelo se validó por medio del devanado de un transformador de 20MVA (Figura 2.5). El devanado está distribuido en 50 discos, con 35 espiras por disco con una permitividad relativa  $\epsilon_r = 4$  [43]. El devanado es excitado con un pulso cuadrado con tiempo de subida de 5 ns y no está aterrizado a tierra para evitar atenuación a lo largo de las espiras. El devanado posee un cilindro de aluminio aterrizado a tierra, para simular el efecto del núcleo ante excitaciones de alta frecuencia. La simulación con el modelo se realiza mediante 2750 pasos de tiempo. La comparación entre los resultados obtenidos en la última espira por medio del modelo y a través de las mediciones experimentales se muestra en la Figura 2.6.

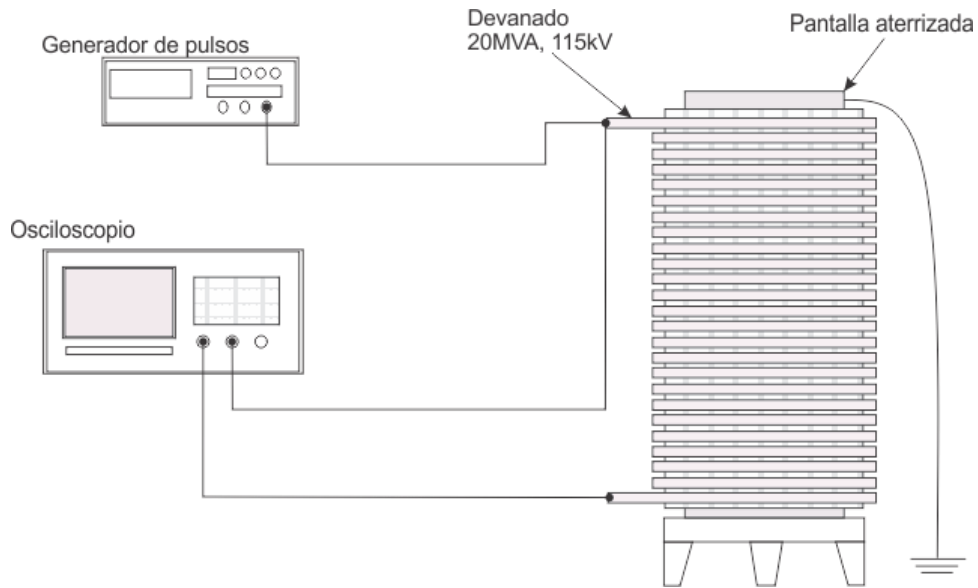


Figura 2.5. Configuración para validación del modelo de parámetros concentrados.

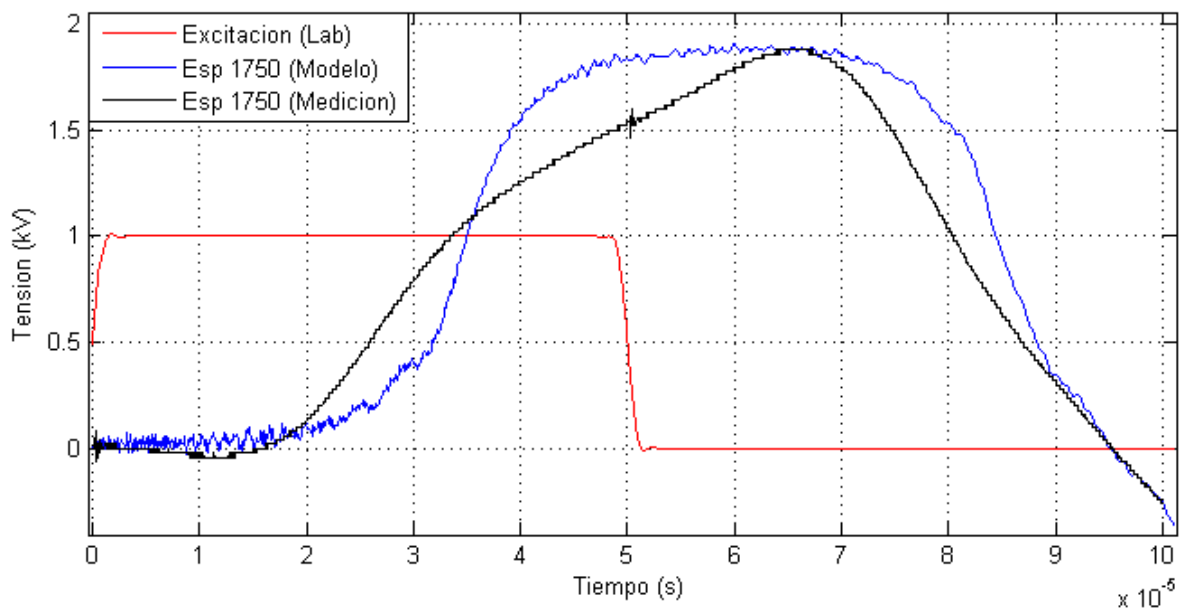


Figura 2.6. Comparación de la respuesta del modelo implementado frente a medición experimental.

Se observa que el comportamiento del modelo implementado proporciona una respuesta similar a la medida en el laboratorio. Sin embargo, el resultado del modelo presenta variaciones a lo largo de su respuesta. Esto se debe a la implementación una derivada numérica, cuya precisión depende de la cantidad de muestras en la señal. Para evitar este tipo de problemas, las simulaciones de las excitaciones tipo PWM se realizarán con excitaciones compuestas de 77740 muestras. Las diferencias con la medición real también se atribuyen a que el modelo no considera las pérdidas por efecto piel en el devanado.

# **CAPÍTULO 3. DISTRIBUCIÓN DE TENSIONES TIPO PWM EN LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR.**

## **3.1 GENERALIDADES.**

Como se ha mencionado en el Capítulo 1, actualmente existen varios casos en los cuales se requiere instalar transformadores entre el convertidor y el motor para controlar la velocidad de motores a grandes distancias se requiere instalar transformadores entre el convertidor y el motor [12] [13] [14]. En estas condiciones el devanado del transformador elevador es expuesto a excitaciones pulsadas de frentes rápidos (tensiones tipo PWM), las cuales generan frecuentemente sobretiros de tensión [39]. En este capítulo se realiza un análisis del efecto de las excitaciones PWM en el devanado de un transformador. Se inicia con la implementación en PSCAD [44] de un convertidor de dos niveles. Se analiza la distorsión de la señal PWM al conectar un cable de transmisión. Posteriormente la excitación PWM se aplica al modelo del devanado de un transformador. Se concluye determinando los esfuerzos dieléctricos producidos por excitaciones PWM en el modelo implementado.

## **3.2 CONVERTIDORES PARA EXCITACIÓN PWM.**

Los convertidores PWM son utilizados ampliamente para el control de motores. Ejemplos de control de motores a gran potencia se encuentran en la alimentación de motores colocados a gran distancia, como las plataformas de extracción de petróleo [12] [13] [14] y las máquinas de extracción minera [16] [17] que incluyen un transformador elevador para transmisión de energía, permitiendo reducir caídas de tensión a lo largo de los cables alimentadores entre el convertidor y la máquina rotatoria.

Para conocer el efecto que tiene la carga y la distancia entre la carga y el convertidor, se realizaron simulaciones en PSCAD bajo diferentes configuraciones con el convertidor.

Los convertidores son dispositivos que se utilizan para controlar la velocidad de máquinas por medio del cambio de frecuencia efectiva. Están compuestos por una etapa de conversión CA-CD (rectificador) y por otra etapa de CD-CA (inversor). La generación de los pulsos es controlada por medio de la comparación de dos señales: la señal de control ( $v_{control}$ ) y la señal



triangular ( $v_{tri}$ ) como se aprecia en la Figura 3.1. La  $v_{control}$  puede ser constante o variar en el tiempo y es comparada continuamente con la  $v_{tri}$  por medio de un esquema de puente completo (Figura 3.2). Esta configuración posee dos capacitores para el filtrado de CA-CD y dos IGBT por pierna que conmutan para el control de la señal de tensión a la salida.

El encendido y apagado de cada IGBT del inversor de la Figura 3.2 es determinado al evaluar las expresiones:

$$v_{control} > v_{tri} \quad T_{A+} \text{ encendido, } T_{A-} \text{ apagado} \quad v_{Ao} = +\frac{1}{2}V_d \quad (3.1)$$

$$v_{control} < v_{tri} \quad T_{A+} \text{ apagado, } T_{A-} \text{ encendido} \quad v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d \quad (3.2)$$

donde:

$v_{Ao}$ =Tensión entre terminales colector y emisor de un IGBT.

$V_d$ =Tensión de entrada al inversor.

La comparación de las señales de tensión proporciona cambios en la señal resultante en la salida, como se aprecia en la Figura 3.1.b.

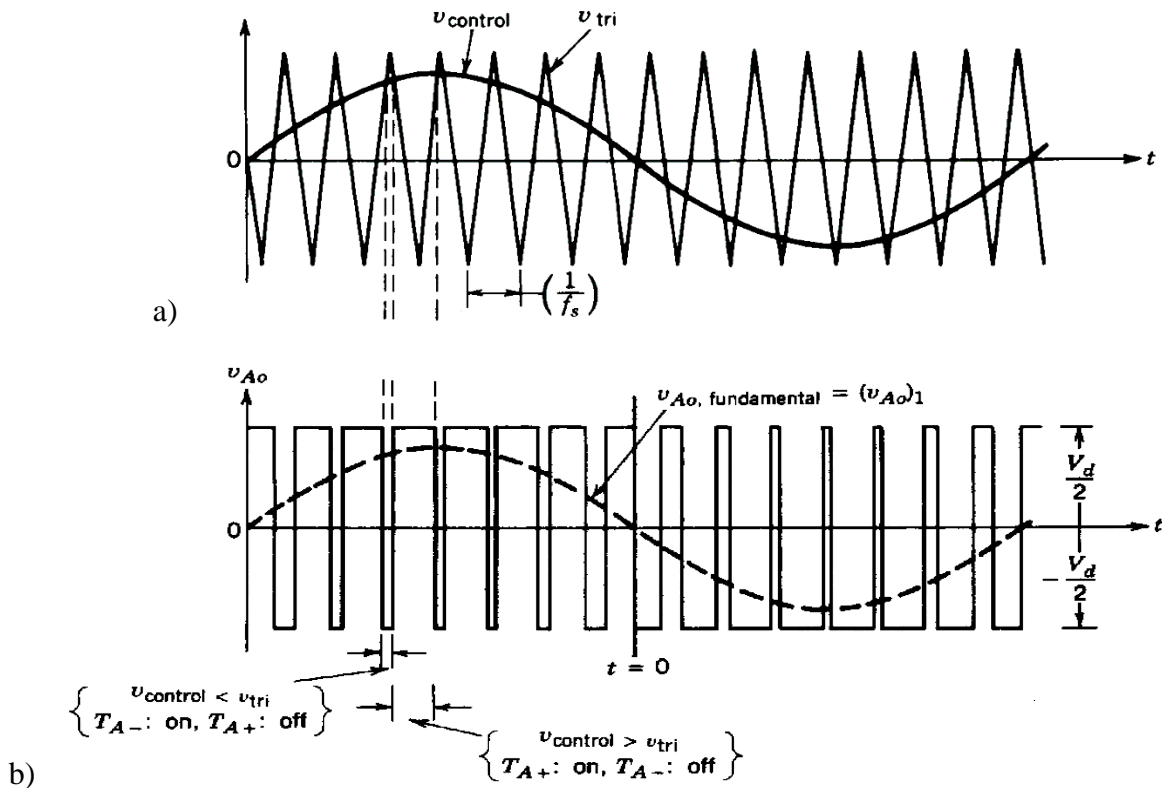


Figura 3.1. a) Comparación de señales en un inversor, b) salida para dos niveles [44].

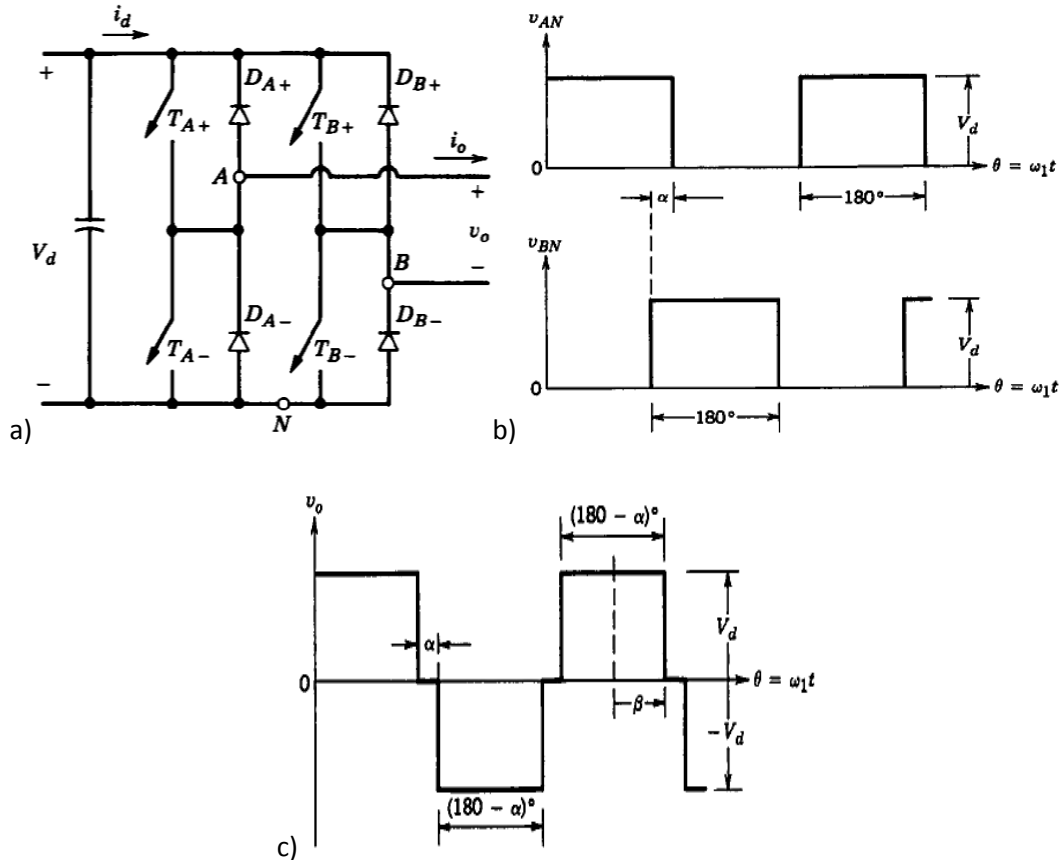


Figura 3.2. a) Inversor de puente completo (una fase), b) pulsos obtenidos de pierna A y B, c) consideración del ángulo de disparo [44].

Por cada conmutación de los IGBT (transistor bipolar de compuerta aislada) se obtienen señales simultáneas  $v_{AN}$  y  $v_{BN}$  (Figura 3.2.b) que corresponden a la tensión en cada pierna, determinada por cada par de IGBT. La conmutación de los IGBT de una pierna y otra está desfasada  $\phi = 180 - \alpha$  (Figura 3.2.c), donde  $\alpha$  (ángulo de disparo) considera el retardo entre conmutaciones de los IGBT de una misma pierna evitando que puedan coincidir en posición cerrada y se genere un corto circuito. La obtención de la señal de salida  $v_o$  se obtiene al restar las señales en ambas piernas resultando una señal de dos niveles ( $+V_d$  y  $-V_d$ ) que corresponden a la alimentación del motor alimentado por una señal PWM bipolar.

La frecuencia a la que se presentan estos pulsos está determinada por la frecuencia de la señal  $\hat{V}_{tri}$ , denominada frecuencia de conmutación ( $f_s$ ). Esta es comparada con la frecuencia de la señal  $\hat{V}_{control}$ , denominada frecuencia fundamental  $f_1$  por medio del índice de modulación de frecuencia (Ecuación (3.3)). Además, las magnitudes de ambas señales se relacionan por medio del índice de modulación ( $m_a$ , Ecuación (3.4)), cuyo valor nunca debe ser mayor a la unidad para evitar sobremodulación [44].

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.3)$$

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.4)$$

De esta forma, mientras que la frecuencia portadora determina los pulsos a la salida, la frecuencia fundamental determina la frecuencia de la tensión efectiva en la alimentación del motor.

En los sistemas de potencia, la conmutación de los IGBT no puede manejar altas magnitudes de tensión. Para esto, existen dos tipos de salidas PWM: bipolar y unipolar (Figura 3.3). La diferencia entre ambas es que para una señal unipolar se aplica dos veces la señal de control ( $\hat{V}_{control}$  y  $-\hat{V}_{control}$ ). De esta forma, se obtienen dos señales cuadradas ( $v_{AN}$  y  $v_{BN}$ ) para un mismo ciclo, teniendo la misma magnitud pero diferente polaridad. Estas señales se restan para obtener la salida  $v_d$  compuesta de pulsos de magnitud positiva para el semiciclo positivo de la  $v_{control}$  y pulsos negativos para el semiciclo negativo. Esta es una mejora importante para los inversores que manejan tensiones en el orden de kV, permitiendo manejar tensiones de una sola polaridad por cada medio ciclo, reduciendo el tiempo de elevación en los IGBT y las pérdidas por conmutación.

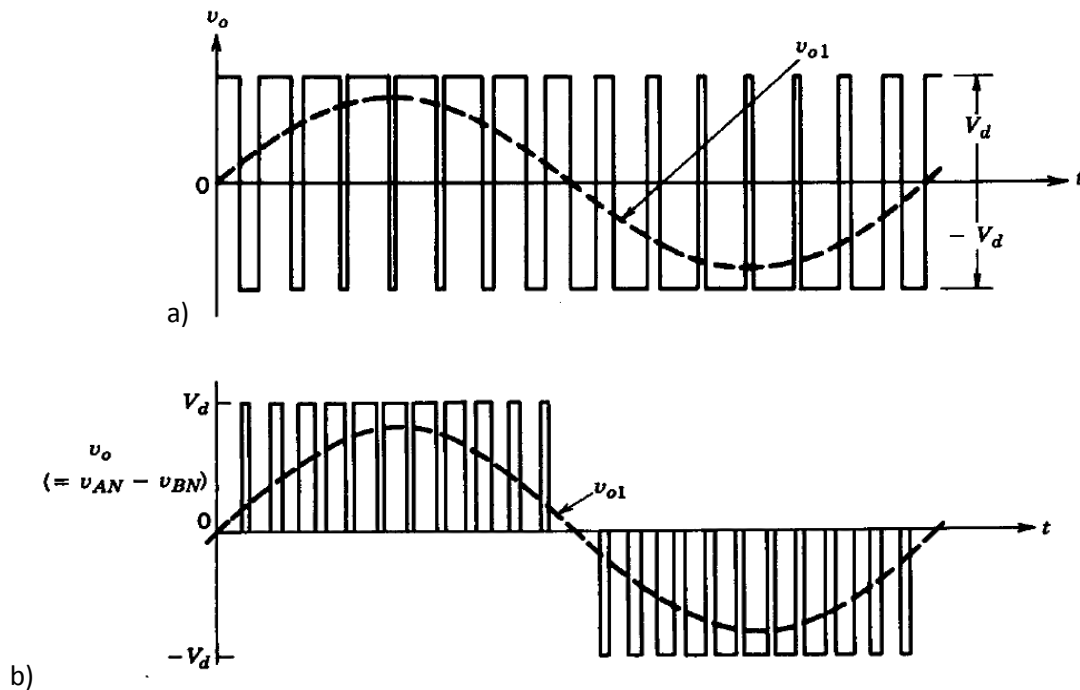


Figura 3.3. a) PWM bipolar, b) PWM unipolar.

La implementación de un convertidor trifásico requiere tres piernas (una conectada a cada fase) con señales  $v_{control}$  y  $v_{tri}$  desfasadas  $120^\circ$  eléctricos entre cada pierna.

### 3.3 SIMULACIÓN DEL EFECTO DE LA CARGA.

Al modelo de convertidor implementado en PSCAD (ver Apéndice) se le conecta una carga resistiva inductiva con cables alimentadores (Figura 3.4). Se busca conocer cuál es el efecto que aportan los cables a la señal PWM que alimentará al transformador elevador. Los resultados se muestran a continuación.

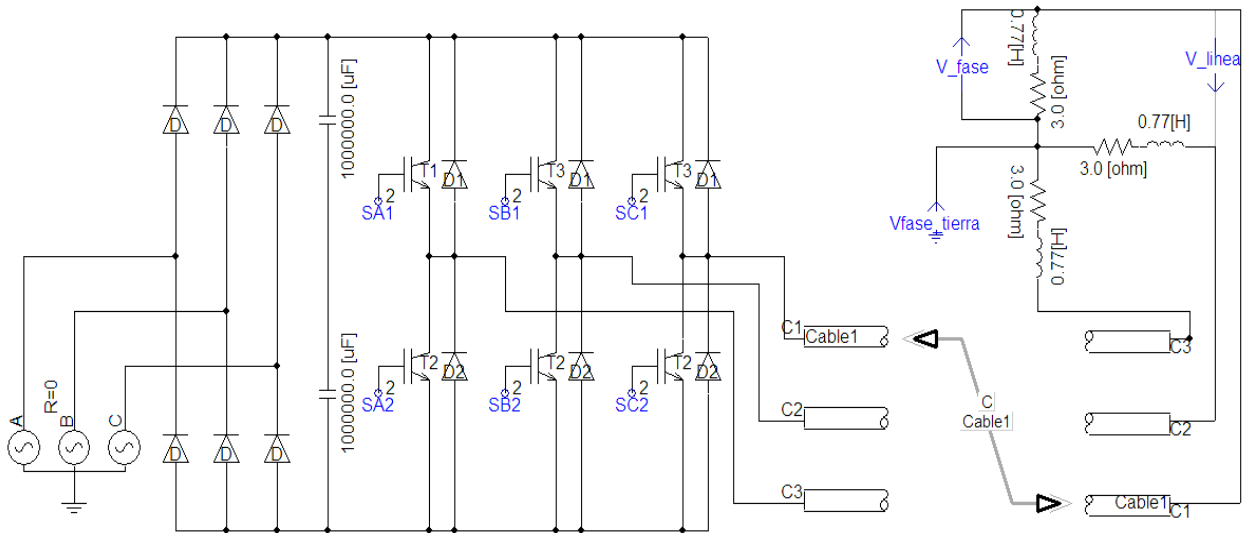


Figura 3.4. Carga trifásica conectada a la salida del convertidor.

Para motores ubicados a cientos de metros, incluso kilómetros de distancia de los convertidores, la tensión en las terminales del motor o transformador suele deformarse por efecto de reflexiones [10]. Un caso típico de un sistema que incluye cables de gran longitud es la alimentación de motores para aplicaciones de extracción de gas natural o minería [13] [17] [45]. La configuración de los cables utilizada para el análisis se presenta en la Figura 3.5, que corresponde a un cable de  $5 \text{ kV}_{\text{rms}}$  XLPE calibre 4/0 [46]. Se alimenta a una carga conectada en estrella de  $0.75 \Omega$ , y  $0.024 \text{ H}$  por fase, correspondientes al transformador conectado en estrella alimentado por el convertidor [17]. Se modela el efecto de la longitud del cable alimentador. Los resultados para la tensión entre fases pueden apreciarse en las Figuras 3.6 y 3.7. Para cada una de las gráficas, se muestra la señal PWM de línea al inicio y al final del cable.

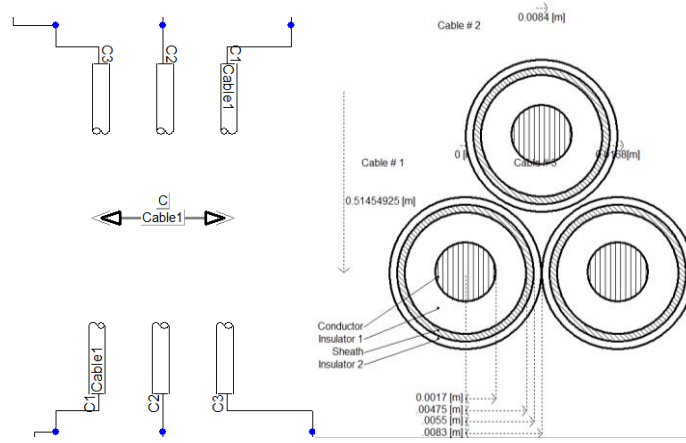


Figura 3.5. Configuración utilizada en PSCAD de los cables alimentadores empleados.

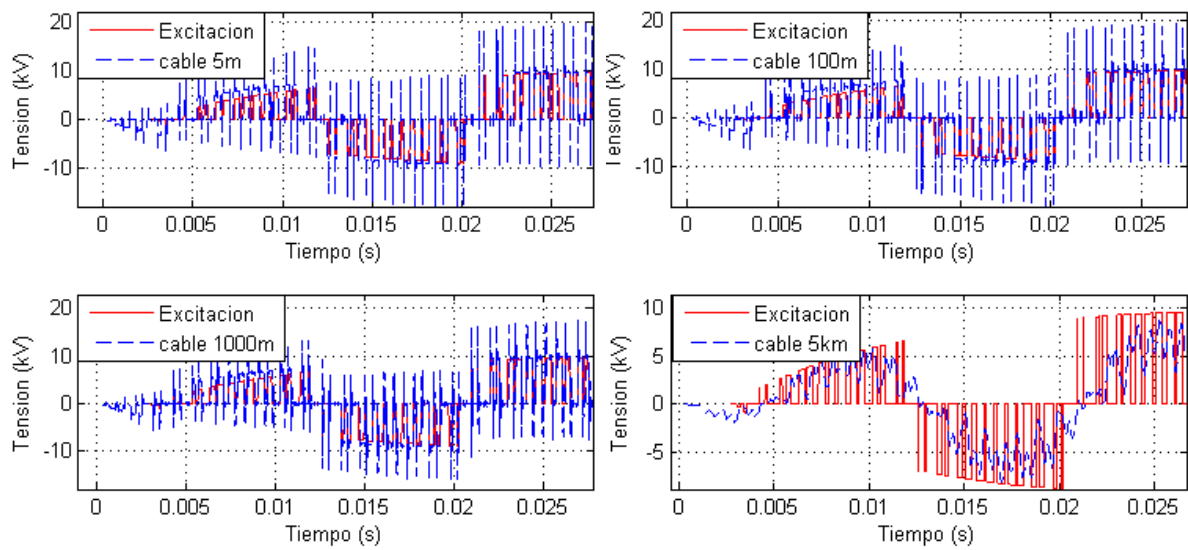


Figura 3.6. Tensión de línea en extremo de la carga para diferentes longitudes del cable alimentador.

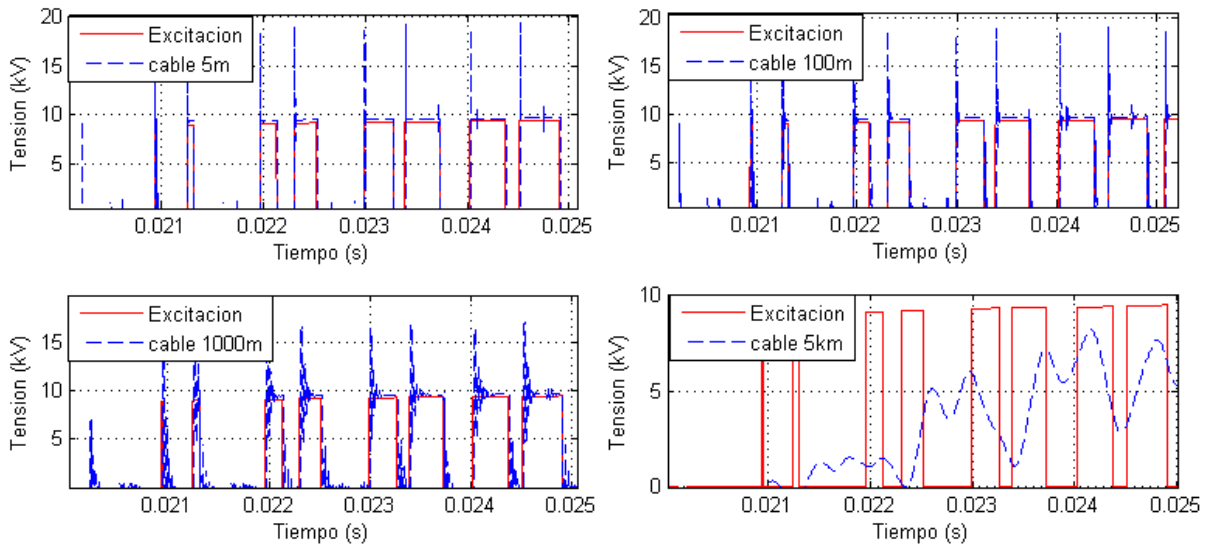


Figura 3.7. Acercamiento a un conjunto de pulsos para diferentes longitudes del cable alimentador.

Como puede apreciarse en la Figura 3.7, la longitud del cable tiene un efecto en la sobretensión presentada al principio de cada pulso generando sobretiros. Estos sobretiros alcanzan una mayor amplitud para distancias cortas (menor a 1 km). La Figura 3.8 muestra la tensión de línea para distintas longitudes de cables. El acercamiento de un pulso se muestra en la Figura 3.9 y los datos de los sobretiros se presentan en la Tabla 3.1.

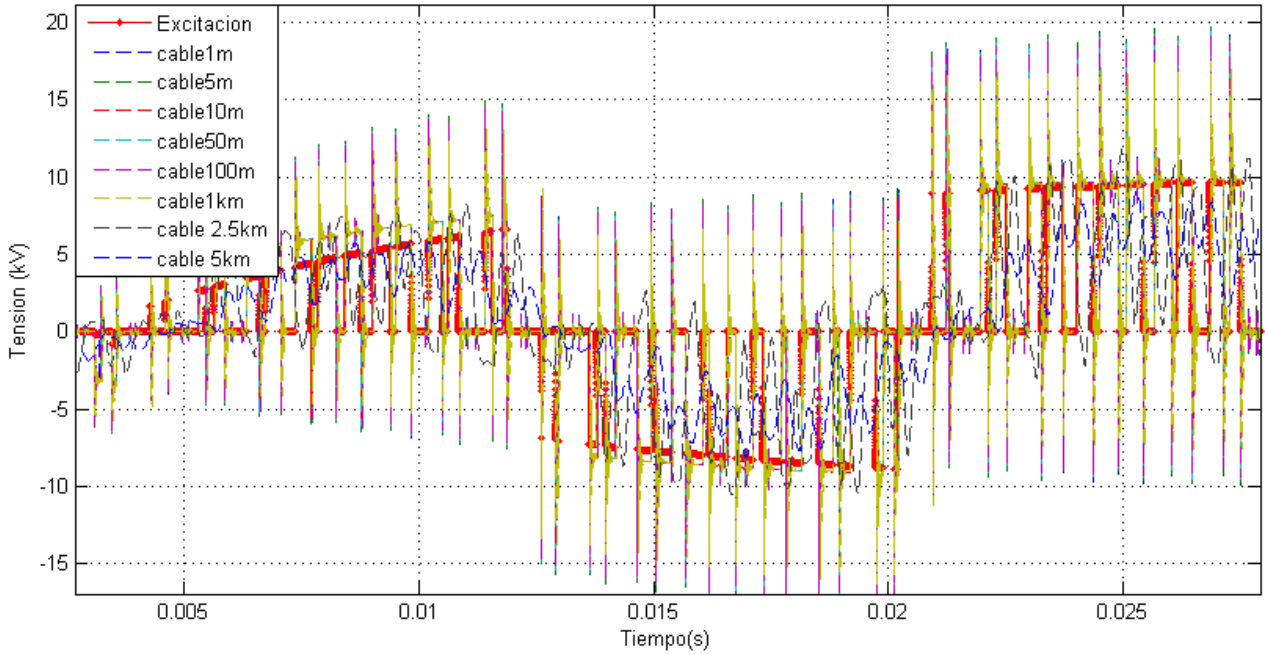


Figura 3.8. Comparación entre varias longitudes de cables.

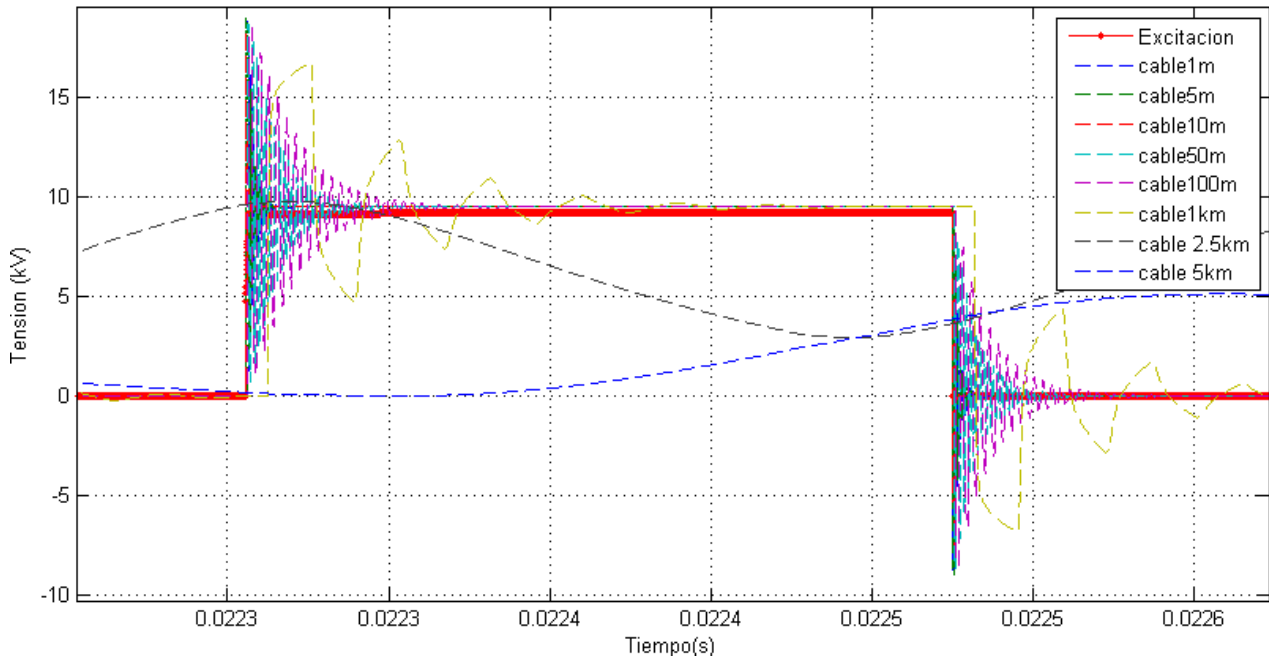


Figura 3.9. Acercamiento de un pulso.

**Tabla 3.1. Sobretiros en el extremo receptor presentados para diferentes longitudes de cable alimentador.**

Longitud del cable entre convertidor y carga (m)	Magnitud de tensión alcanzada (kV)	Instante de valor pico en sobretiro (ms)	Magnitud sobretiro máximo (kV)	Magnitud de sobretiro máximo p.u. *
1	19.7100	26.8706	10.0640	0.5106
5	19.6844	26.8706	10.0384	0.5100
10	19.0218	26.8706	9.3759	0.4929
50	19.3640	26.8714	9.7180	0.5019
100	19.2125	26.8725	9.5664	0.4979
1000	17.5158	26.8908	7.8682	0.4492
2500	11.8186	25.0177	11.8183	0.0600
5000	9.1018	25.3133	0.4420	0.0486

\*La magnitud del pulso correspondiente ha sido tomada como base.

En base a la Tabla 3.1 los mayores sobretiros se presentan a longitudes cortas (1-5 m). Esto se atribuye a la mayor cantidad de reflexiones generadas, ya que el tiempo de viaje es menor, generando componentes de alta frecuencia en la tensión. Para distancias más largas (mayores a 2.5 km), la magnitud de estos sobretiros disminuyen, sin embargo, los pulsos PWM se deforman disminuyendo su magnitud debido a la caída de potencial a lo largo del cable. Por esta razón, para grandes distancias de alimentación, transformadores elevadores son incluidos para reducir pérdidas en transmisión.

### 3.4 SIMULACIONES CON EL MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS CONSIDERANDO EXCITACIONES PWM.

#### 3.5 CASO DE ESTUDIO.

La geometría a analizar se muestra en la Figura 3.10. Este transformador de tipo seco se alimenta de 4.2 kV, (5.9396 kVpico) del lado de alta tensión. Está constituido por un devanado de 900 espiras distribuidas en dos capas (450 espiras por capa) de conductor magneto calibre 31 AWG con una resistividad  $\rho = 1.78 \times 10^{-8} \Omega \text{m}$ . Las espiras están separadas entre sí por resina epóxica ( $\epsilon_r = 3.75$  [47]). Ambas capas del devanado poseen una altura de 45 cm. Las espiras de la capa exterior poseen un diámetro de 0.715 m, mientras que las interiores tienen un diámetro de 0.658 m.

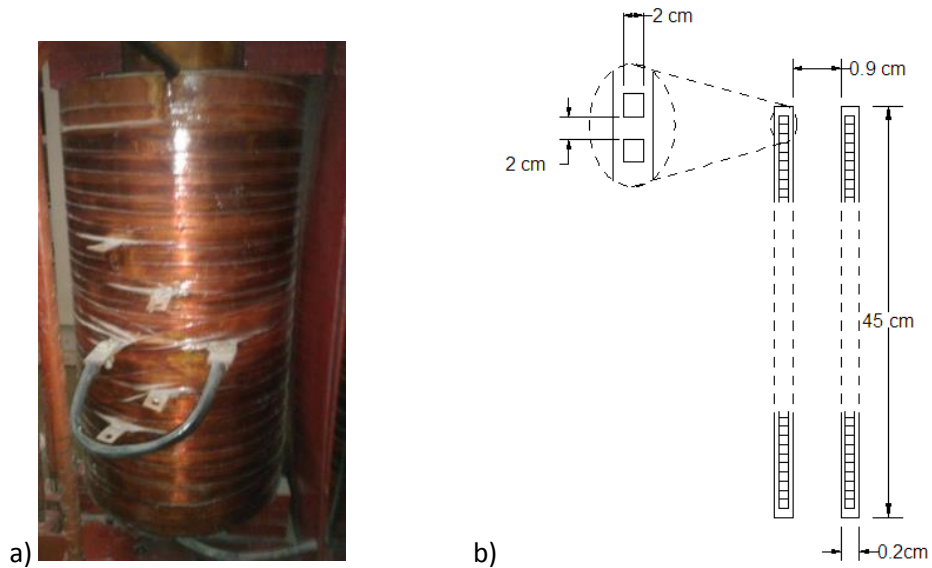


Figura 3.10. a) Devanado de transformador empleado para modelado. b) Dimensiones del devanado.

La geometría del transformador fue implementada en el software COMSOL Multiphysics (basado en el método de elemento finito) considerando un caso electrostático axial-simétrico en dos dimensiones para obtener capacitancias propias y mutuas de las espiras, necesarias para el modelo de parámetros concentrados. Los resultados de capacitancias obtenidas se muestran en la Tabla 3.2. La construcción del devanado en COMSOL para simulación comprende dos capas, considerando 30 espiras representativas, respetando las distancias y propiedades descritas en la Figura 3.10. El cálculo de capacitancias se realiza por medio de puertos (Figura 3.11), midiendo únicamente las capacitancias de las espiras exteriores, espiras en el centro de una capa, y espiras que unen a las dos capas del devanado. Éstas son representativas y suficientes para construir la matriz de capacitancias para el modelo. Los resultados obtenidos por COMSOL se muestran en la Tabla 3.2.

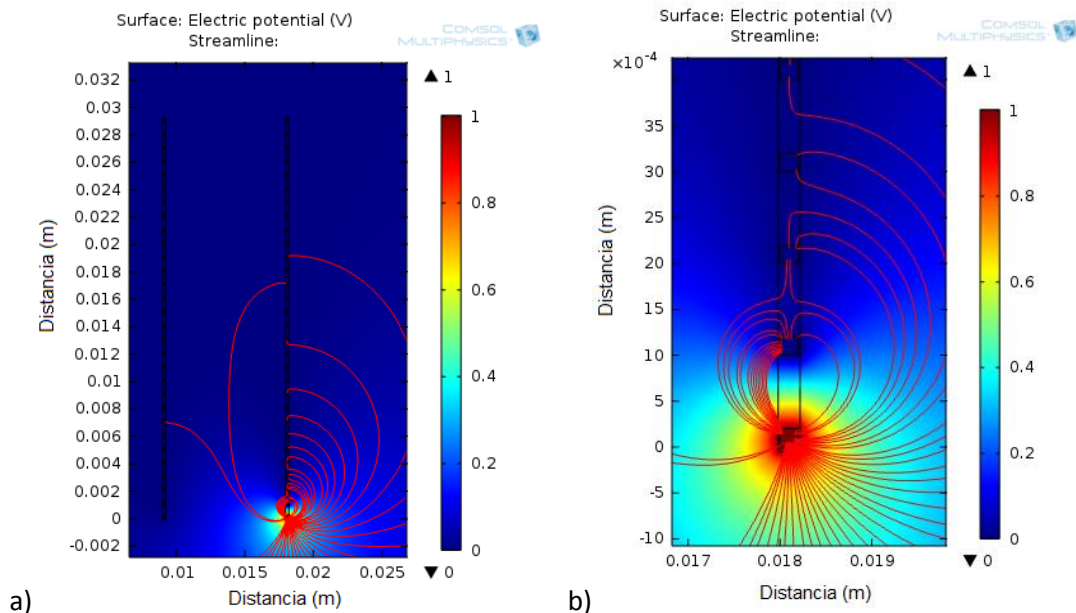


Figura 3.11. a) Potencial eléctrico en el devanado con espiras representativas, b) acercamiento a un puerto excitado.



Tabla 3.2. Capacitancias obtenidas desde COMSOL.

Capacitancia entre espiras consecutivas	Valor (pF)	Capacitancia entre espiras de capas consecutivas	Valor (pF)
C(1,1)	23.5056	C(1,451)	-0.505625
C(2,2)	35.5506	C(1,452)	-0.282637
C(2,3)	-13.8942	C(1,453)	-0.208800
C(2,4)	-1.55732	C(1,454)	-0.155557
C(2,5)	-0.61463	C(1,455)	-0.118426
C(2,6)	-0.32665	C(1,456)	-0.089557

Los valores de capacitancias obtenidos permiten la creación de una matriz de capacitancias nodales y de inductancias (como se describió en cálculo de parámetros) que incluyen información de la geometría del devanado. El algoritmo para la creación de las matrices **A**, **B**, **C** y **D** para la solución del sistema de ecuaciones de estado se presenta en la Figura 3.12.

El modelo de parámetros concentrados programado en Matlab y resuelto con la función ODE 23t (solución numérica por método trapezoidal) es implementado para el devanado de la Figura 3.10. El modelo del devanado es alimentado con tres diferentes excitaciones PWM para dos, tres y cinco niveles (Figuras 13.a, 14.a y 15.a).

Cada excitación PWM fue aplicada a una carga trifásica (Figura 3.4) para obtener la tensión de fase a tierra, que es la que se propaga a lo largo del devanado. Esto permite conocer el efecto de la excitación en cada espira de un devanado. La tensión de fase a tierra tiene una magnitud de  $4.2 \text{ kV}_{\text{rms}}$ , ( $5.9396 \text{ kV}_{\text{pico}}$ ) que corresponde a la excitación del lado de alta tensión del transformador. Las tensiones de fase a tierra de cada uno de los niveles se observan en las Figuras 13.b, 14.b y 15.b

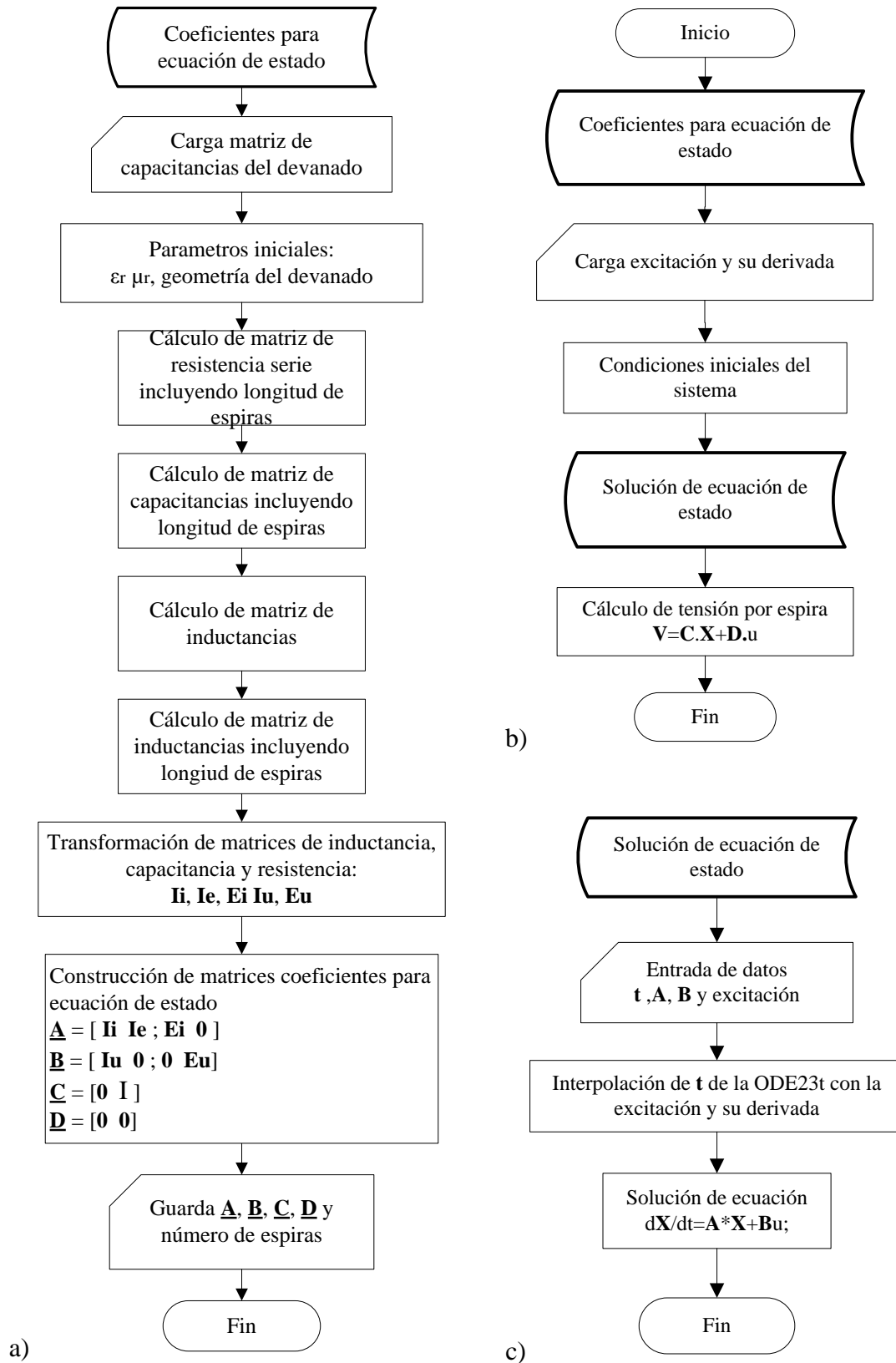


Figura 3.12. a) Construcción de coeficientes para la ecuación de estado, b) construcción de ecuación de estado y cálculo de potencial en cada espira, c) solución de ecuación de estado.

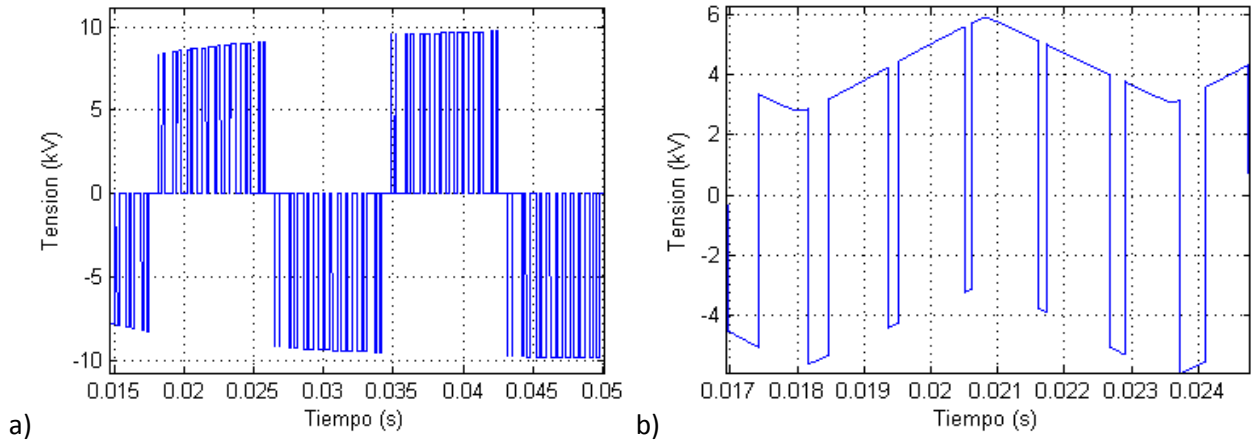


Figura 3.13. Excitación PWM de dos niveles: a) tensión entre fases, b) tensión fase a tierra.

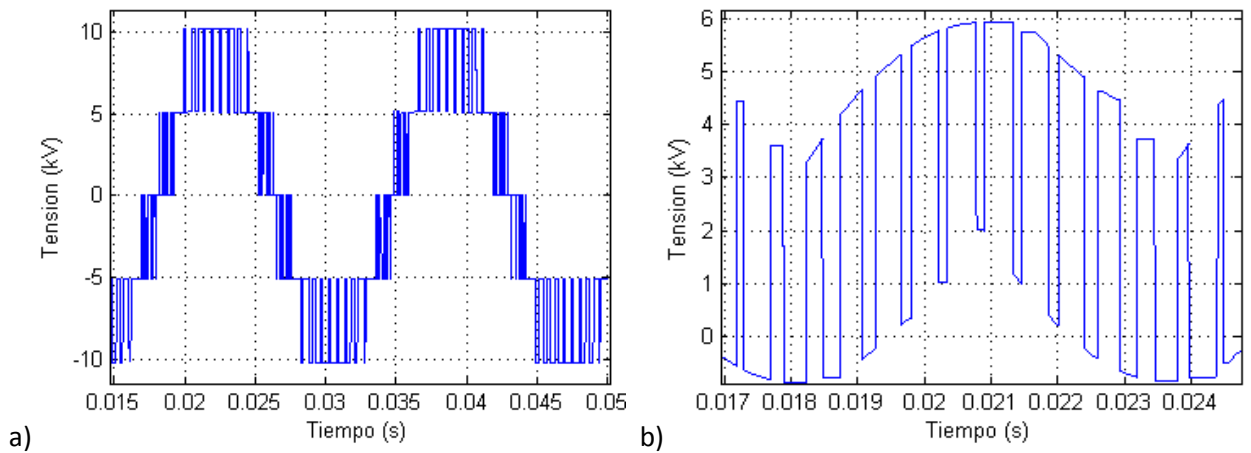


Figura 3.14. Excitación PWM de tres niveles: a) tensión entre fases, b) tensión fase a tierra.

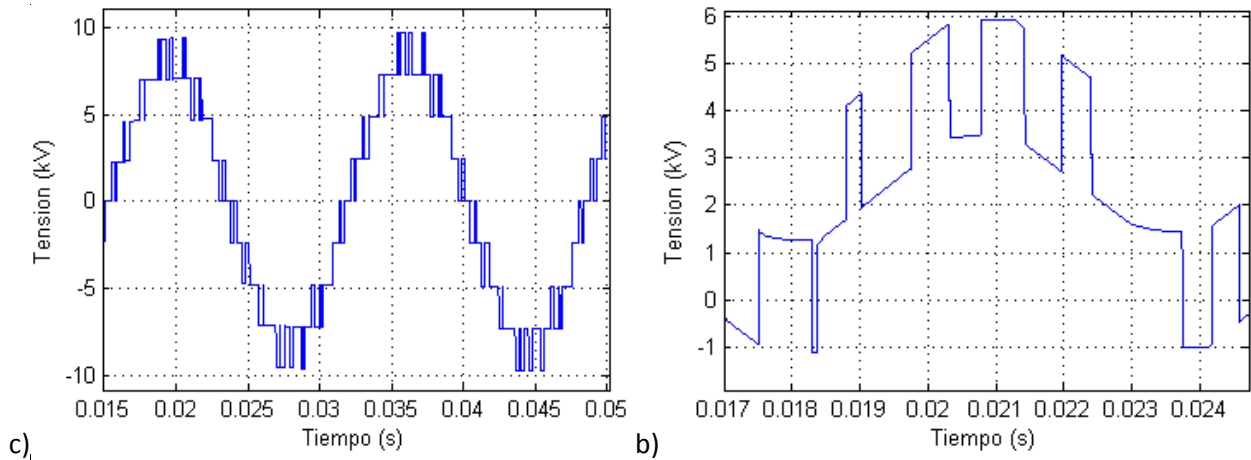


Figura 3.15. Excitación PWM de cinco niveles: a) tensión entre fases, b) tensión fase a tierra.

Cada excitación representa medio ciclo de la señal PWM, la cual es inyectada al modelo de parámetros concentrados en el intervalo 16.9698 a 24.7437 ms. Los resultados correspondientes al potencial en seis espiras específicas del devanado se observa en la Figura 3.16.

Puede apreciarse que a cada pulso de la excitación le corresponde un sobretiro de tensión en las diferentes espiras del devanado, el cual varía en magnitud conforme a la espira presentada. Estos sobretiros representan esfuerzo adicional para el sistema de aislamiento, por lo cual se realiza un análisis detallado en las siguientes secciones.

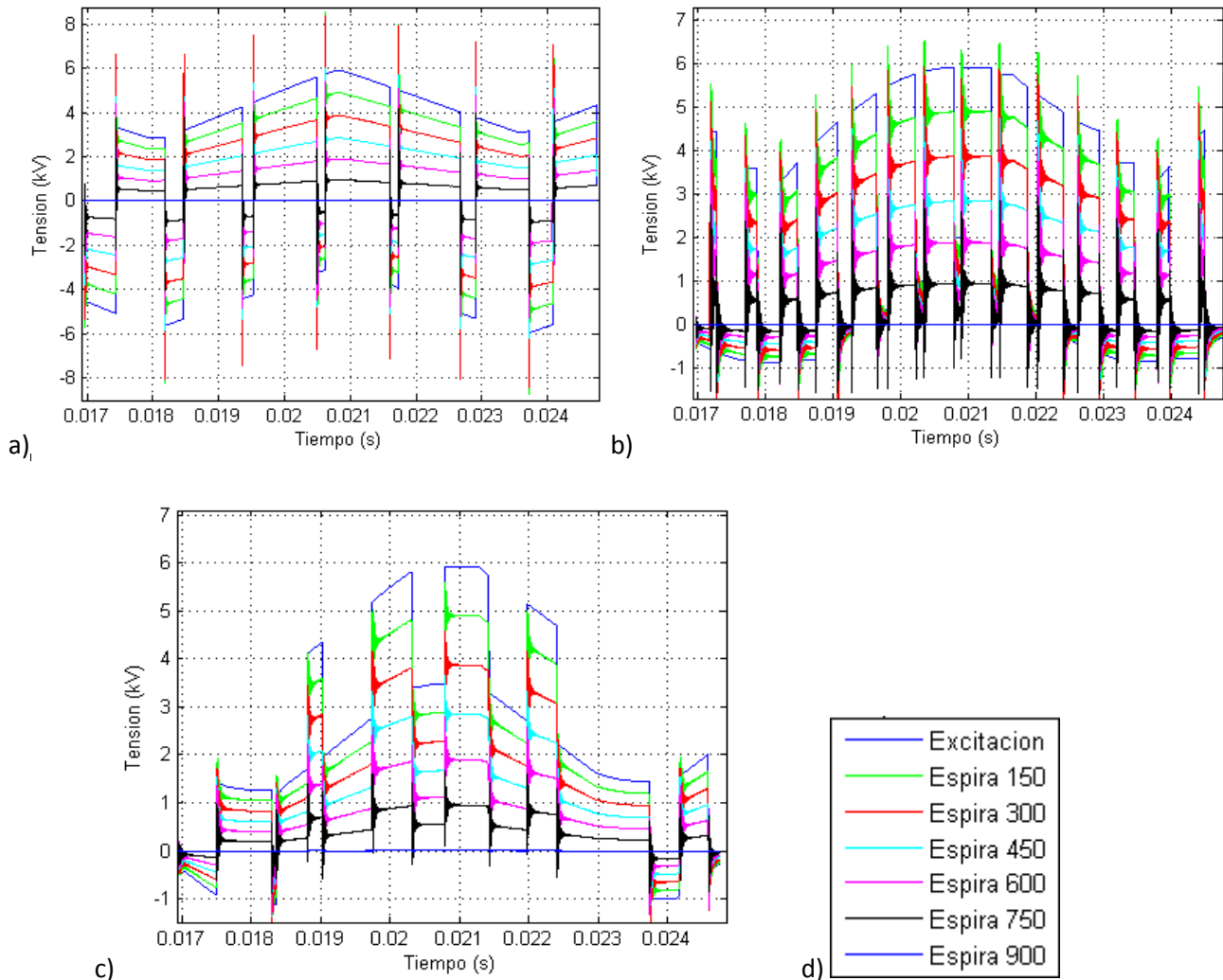


Figura 3.16. Tensión en espiras específicas del devanado ante una excitación tipo PWM de: a) dos niveles, b) tres niveles, c) cinco niveles, d) nomenclatura de espiras.

### 3.6 EFECTO DEL NÚMERO DE NIVELES PWM EN EL DEVANADO DEL TRANSFORMADOR.

En la sección anterior se mostró que cada tipo de excitación PWM produce variaciones en la magnitud de tensión a lo largo de las espiras del devanado. Para conocer el cambio de esta magnitud en relación al número de niveles de la señal PWM, se busca el tiempo en que se origina la máxima tensión alcanzada en el devanado. Respecto a este tiempo, se obtiene una

distribución de potencial a lo largo del devanado para cada excitación PWM, como se muestra en la Figura 3.17. Los tiempos para cada distribución aparecen en la Tabla 3.3.

De estos resultados, se observa que la mayor magnitud alcanzada es para la excitación PWM de dos niveles, que posee la distribución de potencial característica menos lineal de las tres excitaciones.

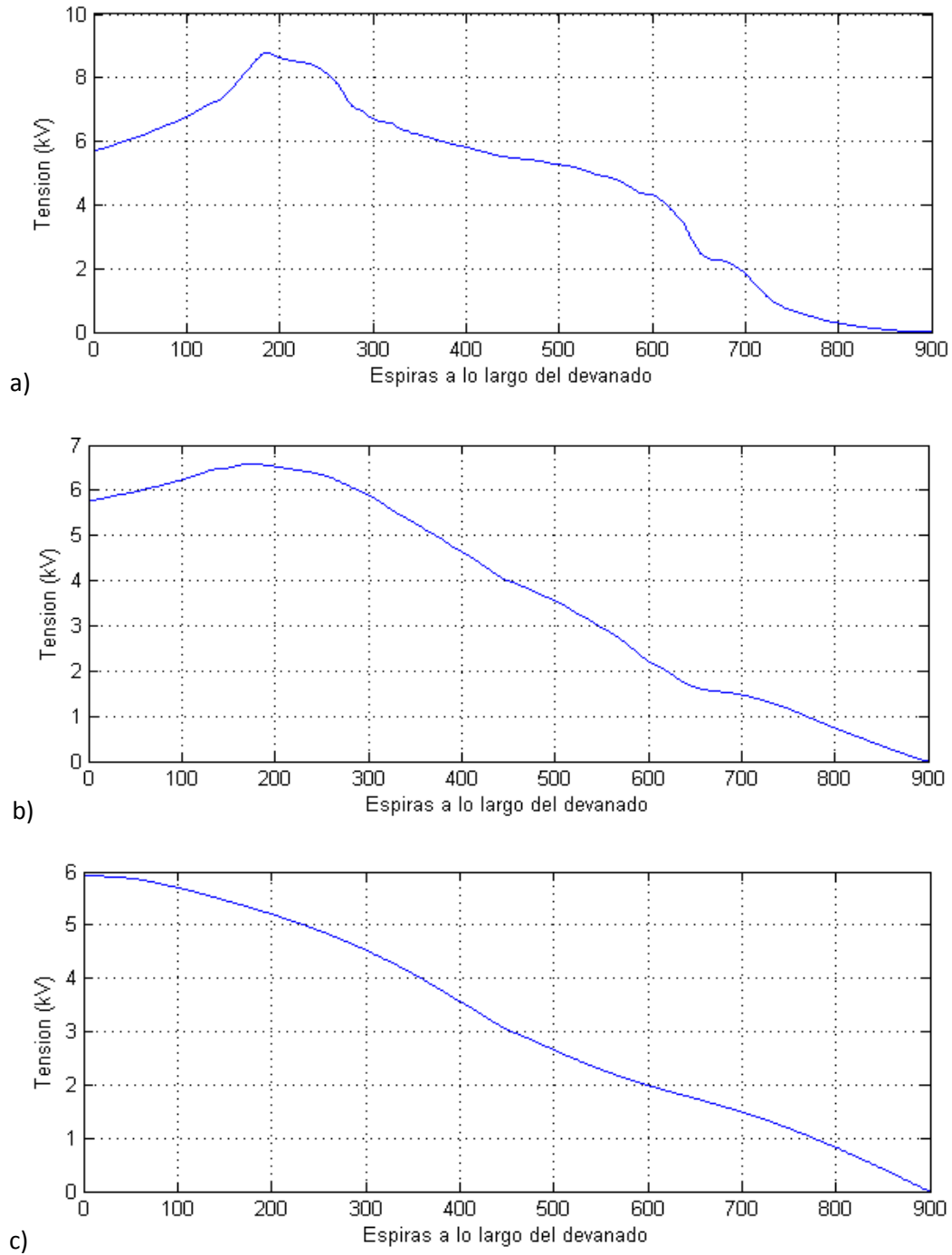


Figura 3.17. Distribución de potencial en el tiempo de mayor tensión alcanzada en PWM para a) dos niveles, b) tres niveles, c) cinco niveles.

Para conocer la influencia del número de niveles de la excitación sobre la magnitud de los sobretiros, se identifica el máximo sobretiro presentado en cada tipo de señal PWM. Estos resultados se presentan en la Figura 3.18. Las magnitudes en p.u. alcanzadas por el máximo sobretiro, así como los tiempos en que estos aparecen, se presentan en la Tabla 3.3.

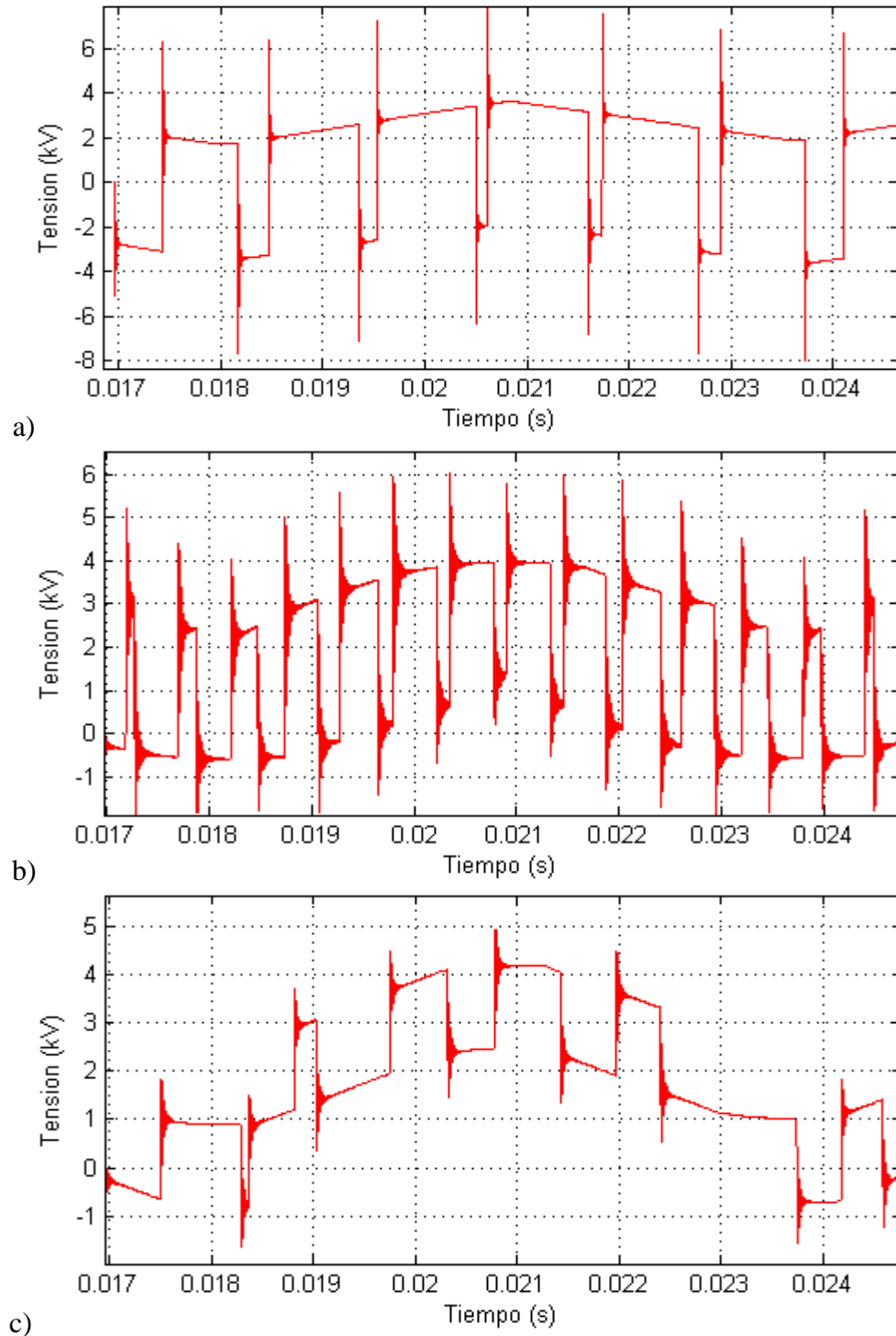


Figura 3.18. Potencial correspondiente a las espiras con máximo sobretiro alcanzado ante una excitación tipo PWM de a) dos niveles, b) tres niveles, c) cinco niveles.

**Tabla 3.3. Resultados de distribución de potencial y sobretiros en el devanado para varios niveles PWM.**

Niveles PWM	Distribución de potencial Máxima			Sobretiro máximo			
	Instante de aparición (ms)	Magnitud (kV)	Magnitud Potencial max (p.u.) (1)	Instante de aparición (ms)	Espira con mayor sobretiro	$dv/dt$ (2) del pulso correspondiente (kV/ $\mu$ s)	Magnitud (p.u.) (3)
2 Niveles	20.6133	8.7770	1.4825	18.4725	338	3.9548	0.6727
3 Niveles	20.3436	6.5898	1.1131	17.1858	288	1.6122	0.6511
5 Niveles	20.7902	5.92039	1.0	17.5147	257	0.4349	0.4121

(1) Se ha tomado la tensión máxima de excitación como base.

(2) Medido entre tensiones mínima y máxima del pulso.

(3) Se ha tomado la magnitud del pulso correspondiente como base.

Con base en los resultados de la Tabla 3.3, el tiempo en el que aparecen las tensiones máximas alcanzadas por cada excitación tipo PWM coincide con la región de la excitación que alcanza la mayor magnitud de tensión. De las tres excitaciones tipo PWM, la de dos niveles alcanza la mayor magnitud. Esto se aprecia con una distribución de potencial transitoria menos lineal (Figura 3.17). Esta distribución es más lineal para el PWM de 5 niveles.

Respecto a los sobretiros presentados para cada excitación, existen mayores magnitudes cuando el número de niveles es menor. Esto se debe a una alta relación  $dv/dt$  alcanzada en este tipo de excitación (3.95 kV/ $\mu$ s). Para una excitación PWM de 5 niveles, el sobretiro de tensión se reduce considerablemente (Tabla 3.3.) debido a una  $dv/dt$  menor (0.43 kV/ $\mu$ s) que con los otros niveles. Esta observación se respalda con el hecho de que el mayor sobretiro de tensión en cada excitación simulada se presentó en el pulso que posee la mayor relación  $dv/dt$ .

De esta forma, cuando una  $dv/dt$  es mayor se modifica la distribución de potencial en el transformador haciéndolo menos lineal. Este fenómeno se repite en la aparición de cada pulso, lo cual tendrá un impacto en el envejecimiento del material dieléctrico en los devanados.

### **3.7 ESFUERZO DIELECTRICO EN EL DEVANADO DEBIDO A EXCITACIONES PWM.**

Con base en los resultados del modelo, se busca analizar el efecto de las excitaciones PWM a diferentes niveles en el material dieléctrico del devanado. Se identifica el esfuerzo dieléctrico máximo alcanzado entre pares de espiras consecutivas del devanado. Estos resultados se presentan en la Figura 3.19. En la Figura 3.20 se muestra el esfuerzo dieléctrico máximo calculado entre capas del devanado, representado como esfuerzo entre pares de espiras separadas por el medio aislante entre capas. Las magnitudes y tiempos de todos los esfuerzos se muestran en la Tabla 3.4.

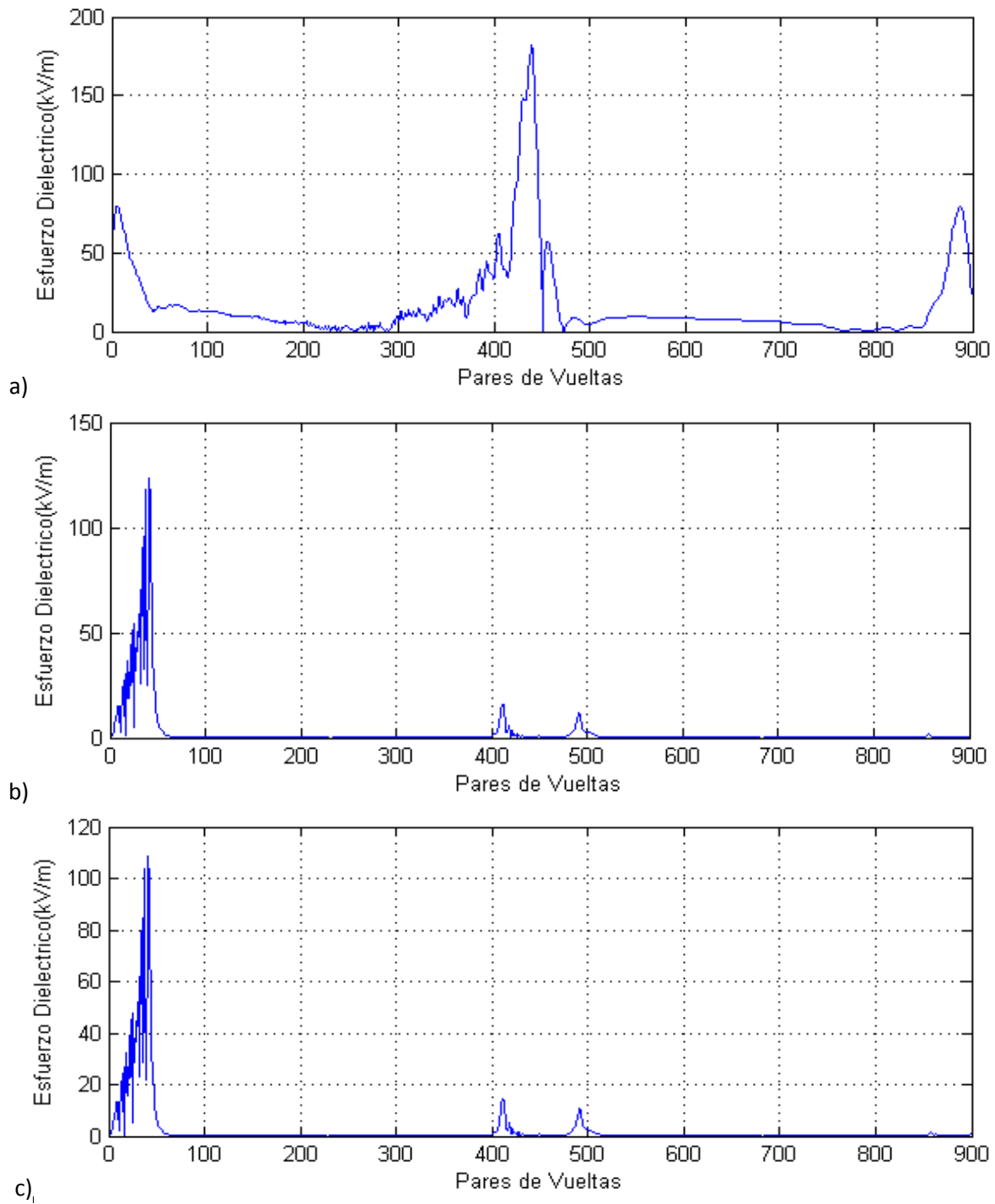


Figura 3.19. Esfuerzo dieléctrico entre pares de espiras consecutivas en el devanado ante una excitación tipo PWM de a) dos niveles, b) tres niveles y c) cinco niveles.



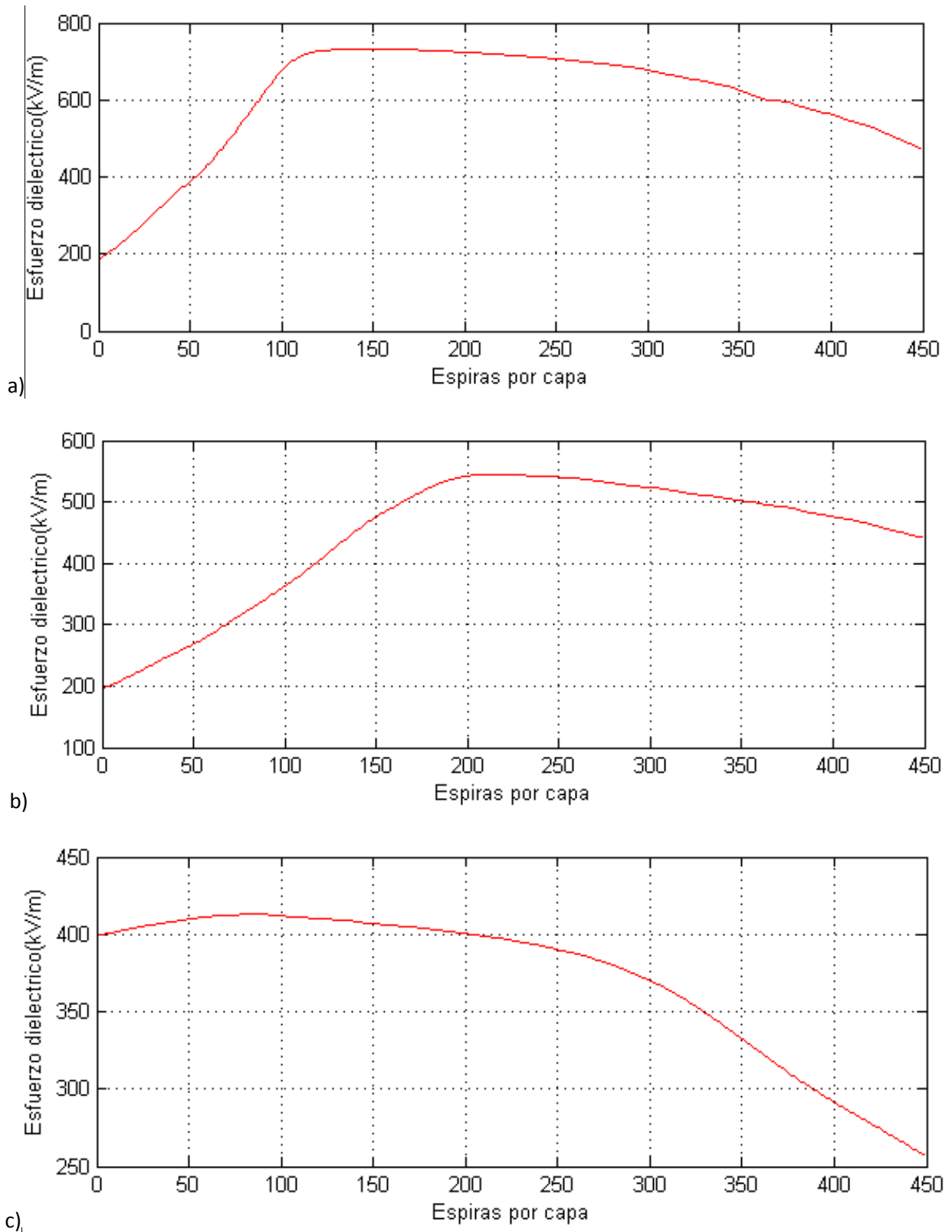


Figura 3.20. Esfuerzo dieléctrico entre espiras de capas consecutivas ante una excitación tipo PWM de a) dos niveles, b) tres niveles y c) cinco niveles.

Tabla 3.4. Esfuerzo dieléctrico presentado en el devanado.

Número de niveles en la tensión PWM	Esfuerzo entre espiras consecutivas			Esfuerzo entre pares de espiras de capas consecutivas		
	Tiempo de máximo esfuerzo entre espiras (ms)	Par de espiras con mayor esfuerzo	Magnitud de esfuerzo (kV/m)	Tiempo de máximo esfuerzo entre capas (ms)	Espiras entre las que se encuentra el mayor esfuerzo	Magnitud (kV/m)
2 Niveles	18.4724	439-440	181.7242	20.6131	157 - 606	714.1234
3 Niveles	16.9699	41-42	123.1027	20.3436	215 - 664	544.7599
5 Niveles	16.9699	41-42	108.5531	20.7848	87 - 536	412.9107

De acuerdo con los resultados obtenidos en la Tabla 3.4, los esfuerzos dieléctricos son mayores para la excitación a dos niveles. En cambio, la excitación de cinco niveles posee menores esfuerzos dieléctricos entre espiras consecutivas. En base a las gráficas de esfuerzos entre espiras y el tiempo en que éstos se originan, se sabe que el esfuerzo para la excitación PWM de tres y cinco niveles es originado por la distribución inicial de potencial, donde las primeras espiras presentan las mayores magnitudes. Aun así, estos esfuerzos son menores en magnitud que el generado para pulsos PWM de dos niveles, haciendo a este último más perjudicial para el devanado.

A pesar de que este esfuerzo es menor a la rigidez dieléctrica del aislamiento entre espiras (6.1 kV/mm [48]), la elevada repetición de los pulsos se considera un factor importante de deterioro al material dieléctrico, envejeciéndolo prematuramente.

# **CAPÍTULO 4. ANÁLISIS EXPERIMENTAL DEL EFECTO DE $dv/dt$ EN EL AISLAMIENTO DEL TRANSFORMADOR.**

La implementación del modelo del devanado, descrito en el Capítulo 3, tuvo como objetivo conocer cuál es el esfuerzo al cual se somete el sistema del aislamiento del transformador. En este capítulo se desarrollan pruebas experimentales que permiten conocer el efecto de las tensiones pulsadas en el grado de envejecimiento del material dieléctrico utilizado en las espiras del devanado de un transformador. Para medir el grado de envejecimiento, se empleó un circuito detector de descargas parciales, que es un circuito ampliamente utilizado para determinar el estado de materiales aislantes sometidos a esfuerzos dieléctricos [7] [8] [18] [20] [22] [49] [50] [51]. Las pruebas que se presentan en este capítulo no buscan reproducir los esfuerzos calculados en el Capítulo 3 sino mostrar el efecto de excitaciones a alta frecuencia en el aislamiento entre espiras. Para esto se compara el efecto de diferentes formas de onda de tensión sobre el material aislante. Además, se comparan dos materiales diferentes utilizados como aislamiento entre espiras. Ésta es una forma de comprobar cómo los cambios en la excitación en un devanado afectan físicamente al material dieléctrico, envejeciéndolo prematuramente.

## **4.1 DESARROLLO DE LA PRUEBA.**

El desarrollo experimental se centra en la medición del envejecimiento generado en pares trenzados de conductor magneto convencionales, con resina epóxica como aislamiento, cuando son sometidos a excitaciones de alta frecuencia. Ésta es una buena aproximación de cómo se comportan los devanados frente a excitaciones pulsadas [8] [50] [51]. A modo de comparación, también se envejecen conductores magneto resistentes a picos de inversor (ISR). Estos conductores se emplean para motores controlados por convertidores, los cuales poseen material dieléctrico con revestimiento resistente al efecto corona [52]. Se preparan pares trenzados de conductor magneto con 125 mm de longitud, correspondientes a 70 vueltas aproximadamente para calibre 19 [53], evitando dejar espacios de aire, el cual posee una permitividad relativa menor a la del dieléctrico en los conductores magneto [8]. Las muestras son envejecidas con excitaciones obtenidas por un circuito generador de pulsos y una bobina de ignición [54] (Figura 4.1).

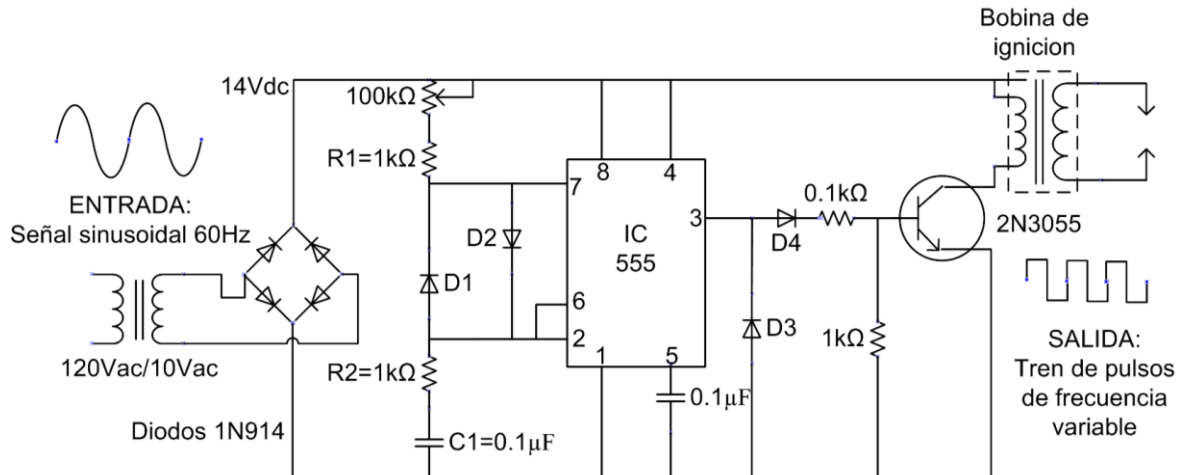


Figura 4.1. Generador de pulsos.

Con el generador es posible obtener una excitación bipolar a alta frecuencia de hasta 10.6 kV con una repetición de 260 pulsos/s. La frecuencia tiene un valor máximo de 5.64 kHz obteniendo una forma de onda deformada como la que se muestra en la Figura 4.2. Para probar las muestras de conductor trenzado se utilizó la tensión con frecuencia máxima. Las muestras se colocan en los extremos de la bobina de ignición para recibir la excitación mostrada en la Figura 4.2. Se aprecia una caída de tensión que va de 1.84 kV en vacío a 1.44 kV (19.57% menor en magnitud) cuando se conecta una muestra, resultando ésta la tensión aplicada para envejecimiento.

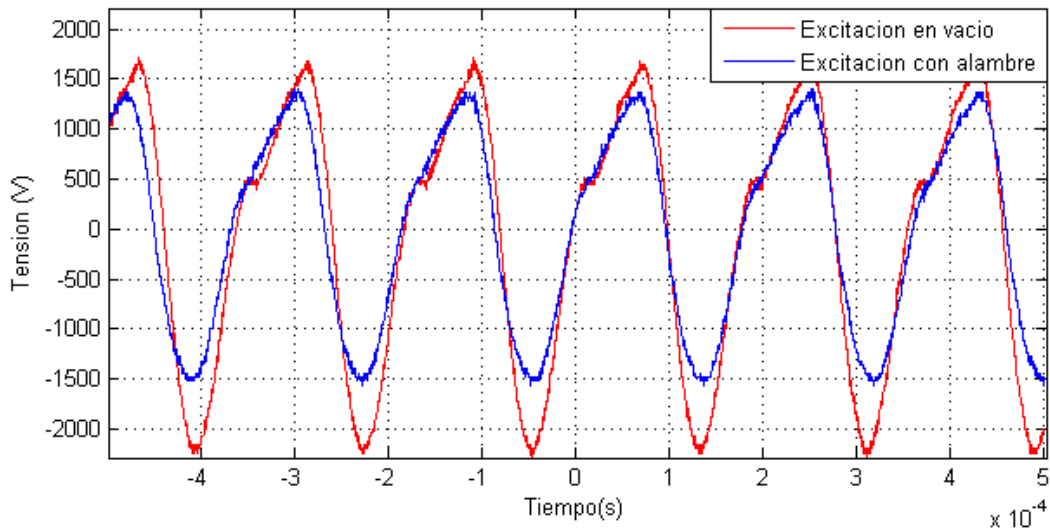


Figura 4.2. Excitación generada por el circuito  $f = 5.64$  kHz.

Como se aprecia en la Figura 4.3, se presenta efecto corona por la alta concentración de campo eléctrico en el material trenzado. Esta condición es prolongada en las muestras hasta un máximo de cinco horas para conductor magneto convencional y para magneto ISR. Medir

las descargas parciales en las muestras sometidas a esta excitación permite conocer el grado de envejecimiento del material dieléctrico [55]. Dichas mediciones se realizan cada hora con un circuito para detección de descargas parciales.

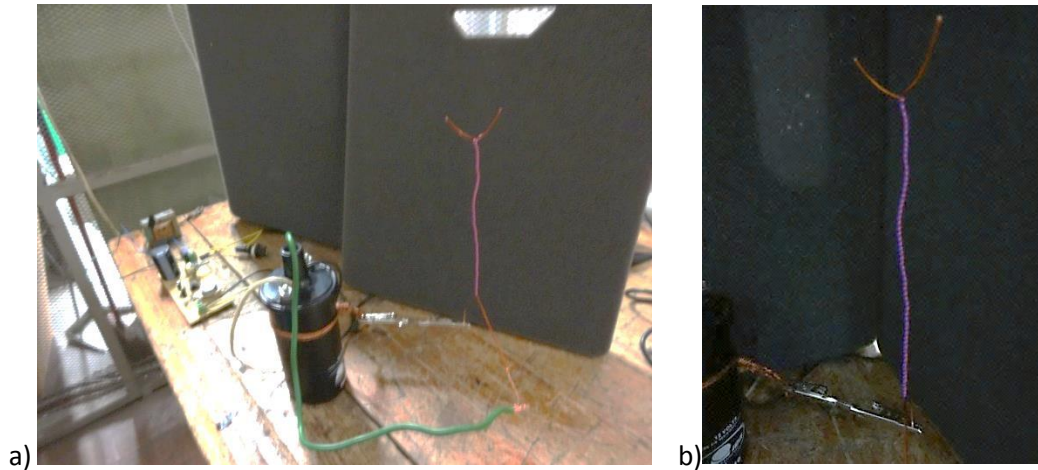


Figura 4.3.a) Circuito generador de pulsos, b) muestra sometida a envejecimiento.

## 4.2 CIRCUITO PARA DETECCIÓN DE DESCARGAS PARCIALES.

El circuito para detección de descargas parciales (Figura 4.4) es un arreglo propuesto en la norma IEC-60270 para la medición de descargas parciales en materiales aislantes [49]. Este circuito es utilizado para medir el comportamiento de la carga contenida en sistemas de aislamiento, por medio del cambio en la carga de un elemento capacitivo colocado en paralelo, permitiendo comparar magnitudes de descarga parcial en diferentes etapas de la prueba. Esto ayuda a conocer el grado de envejecimiento en las muestras [49].

Los componentes que forman al circuito de detección de descargas parciales se enlistan a continuación:

a) Fuente de alimentación (transformador).

La fuente de alimentación es un transformador libre de descargas parciales con relación 220/50000 V (Figura 4.5.a). Este elemento permite elevar la tensión de alimentación para poder someter al objeto bajo prueba a una tensión máxima de 20 kV, determinada por el capacitor de acoplamiento.

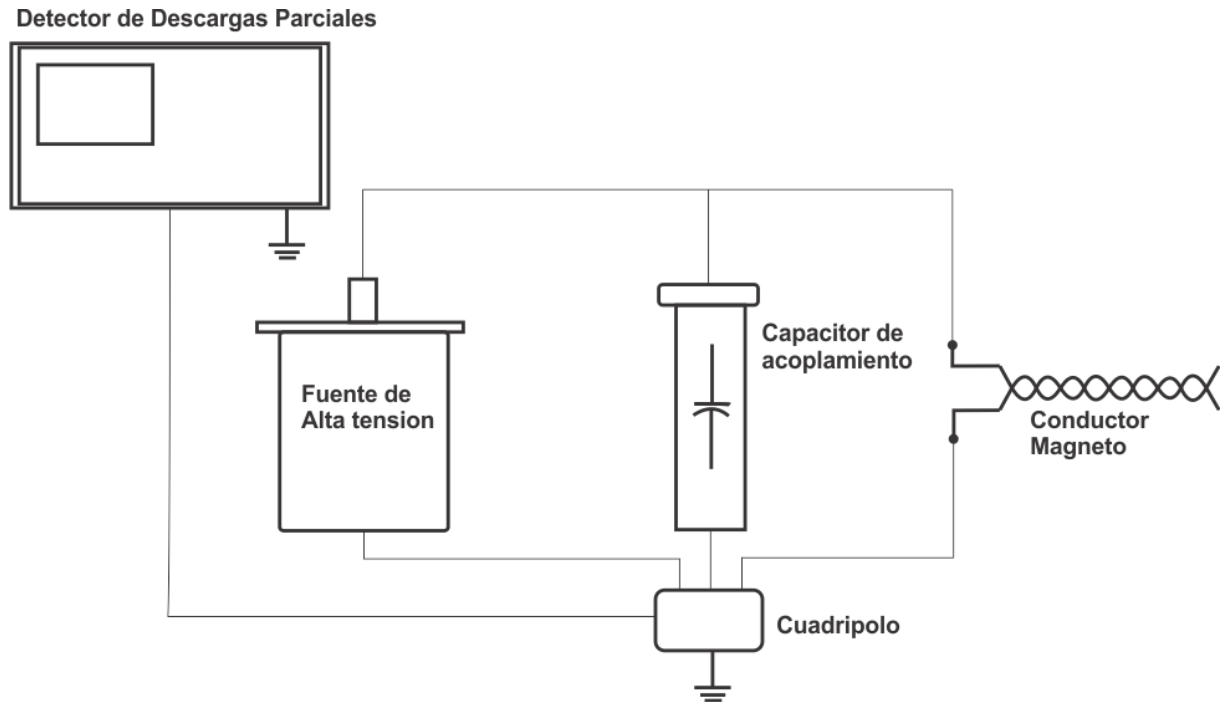


Figura 4.4. Circuito para la detección de descargas parciales [49].

b) Capacitor de acoplamiento.

El capacitor de acoplamiento es una parte importante del sistema de medición en el circuito de prueba, ya que de éste depende la detección de las descargas parciales (Figura 4.5.b). El dispositivo de acoplamiento es un elemento pasivo, conectado directamente al cuadripolo [49]. Este elemento se carga y descarga conforme a la actividad de descargas parciales en el sistema de aislamiento de la muestra colocada en paralelo [49]. Estas señales de carga y descarga son transmitidas como una corriente al cuadripolo para ser interpretadas por el detector de descargas parciales. El capacitor de acoplamiento utilizado posee una capacitancia de 1000 pF y una tensión máxima de 20 kV.



Figura 4.5. a) Transformador de alimentación, b) Capacitor de acoplamiento empleado.

c) Cuadripolo de acoplamiento.

El cuadripolo es el elemento que mide la carga suministrada por el capacitor de acoplamiento durante una descarga parcial. El cuadripolo es ajustado a una corriente máxima de 20 mA para capacitores de 1 nF [56]. Esto se puede comprobar con la corriente suministrada por el capacitor de acoplamiento:

$$I_{maxc} = V_{maxc} * 2\pi * f * Cc \quad (4.1)$$

$$I_{max} = (20kV)(2\pi)(60Hz)(1000pF) = 7.5mA$$

El cuadripolo es un circuito electrónico especificado en la norma IEC-60260, para el acoplamiento del capacitor a tierra y el dispositivo detector de descargas parciales [49].

d) Detector de descargas parciales TE-571.

El detector de descargas parciales es el dispositivo encargado de interpretar las señales enviadas por el cuadripolo. Posee un software que permite el manejo de la información en pantalla, así como la elaboración de reportes, almacenamiento de mediciones y diagnóstico del circuito de descargas parciales. El detector de descargas parciales se calibra a una tensión de 20 kV, la máxima soportada por el capacitor de acoplamiento. Se utiliza un calibrador KAL-451 (Figura 4.6.b) para ajustar una precisión de 5 pC en el detector de descargas parciales.



Figura 4.6.a) Cuadripolo de acoplamiento AKV-573, b) detector de descargas parciales TE-571, b) calibrador KAL-451.

e) Resistencia limitadora.

Se coloca para limitar la corriente hacia tierra en caso de una falla a tierra por ruptura en el dieléctrico de la muestra. Se trata de una resistencia de 33 MΩ y tensión máxima de 55 kV. Este elemento produce una ligera caída de tensión en la muestra en cada medición.



## f) Objeto bajo prueba

Este elemento se conecta en paralelo al capacitor de acoplamiento (Figura 4.4). Muchas veces es considerado como un elemento capacitivo [49] y es monitoreado por medio de las descargas parciales generadas en la superficie del material dieléctrico. Esto cargará eventualmente al capacitor de acoplamiento colocado en paralelo, lo cual será interpretado como una señal eléctrica por el cuadripolo. Para el manejo de las muestras es necesario:

- La superficie del aislamiento externo del objeto bajo prueba debe estar limpia y seca, pues la humedad o contaminación sobre el aislamiento puede causar descargas parciales [49].
- El objeto bajo prueba debe estar a temperatura ambiente durante la prueba.
- Las muestras a analizar deben poseer las mismas características para poder realizar comparaciones entre grupos de muestras [49].

Para la conexión de los elementos en el circuito de medición se ha empleado tubería de cobre de 1 pulgada de diámetro para reducir el efecto corona y disminuir las conexiones defectuosas entre los elementos (Figura 4.7). Esto es importante para reducir al máximo el “ruido de fondo” [49] que interfiera en las mediciones. Las mediciones en el circuito de descarga parcial han arrojado mediciones de hasta 18 kV con ruido de fondo menor a 1 pC.



Figura 4.7. Circuito para medición de descargas parciales.



### 4.3 MEDICIÓN DE DESCARGAS PARCIALES CON EXCITACIÓN A 5.64 kHz.

#### 4.3.1. MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO CONVENCIONAL.

Las muestras de conductor magneto convencional (aislamiento resina epóxica) son sometidas a una excitación de 1.44 kV a 5.64 kHz (Figura 4.2). El grado de envejecimiento se obtiene midiendo las muestras de alambre trenzado al conectarlo al circuito detector (Figura 4.7). Se realizan estudios de 2 minutos con muestreos cada 2 segundos (120 muestras por estudio). Cada estudio fue aplicado cada hora a las muestras sometidas a la excitación de alta frecuencia. Los resultados en los estudios aplicados al conductor magneto convencional se presentan en las Figuras 4.8, 4.9 y 4.10.

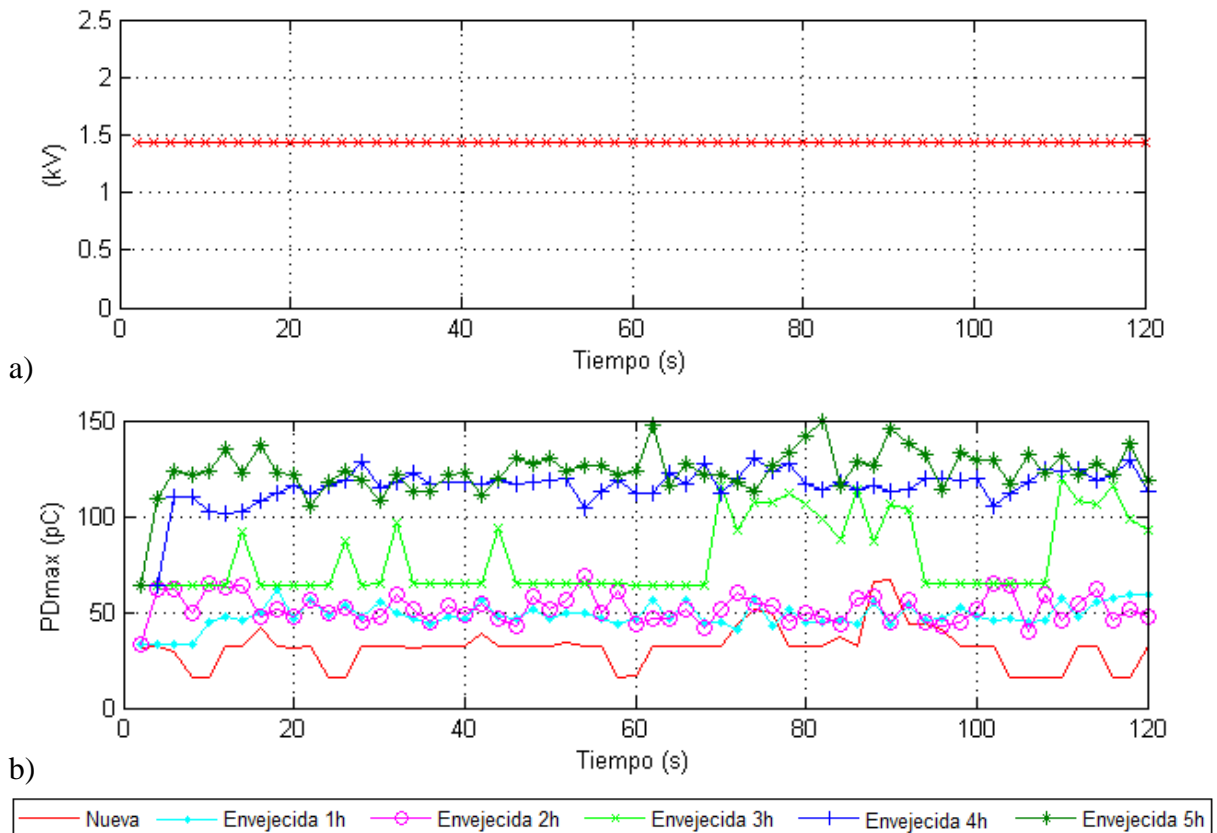


Figura 4.8. Lecturas de a) tensión de prueba y b) descarga parcial máxima para conductor magneto convencional.

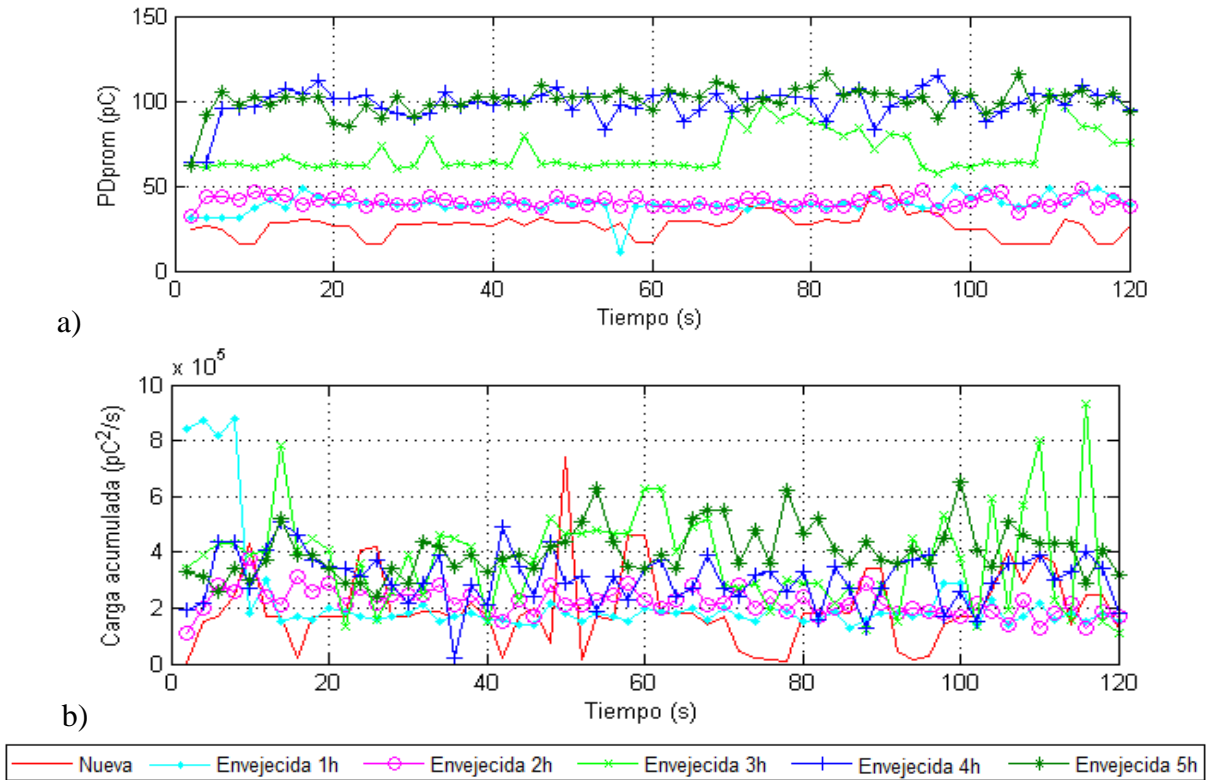


Figura 4.9. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada para conductor magneto convencional.

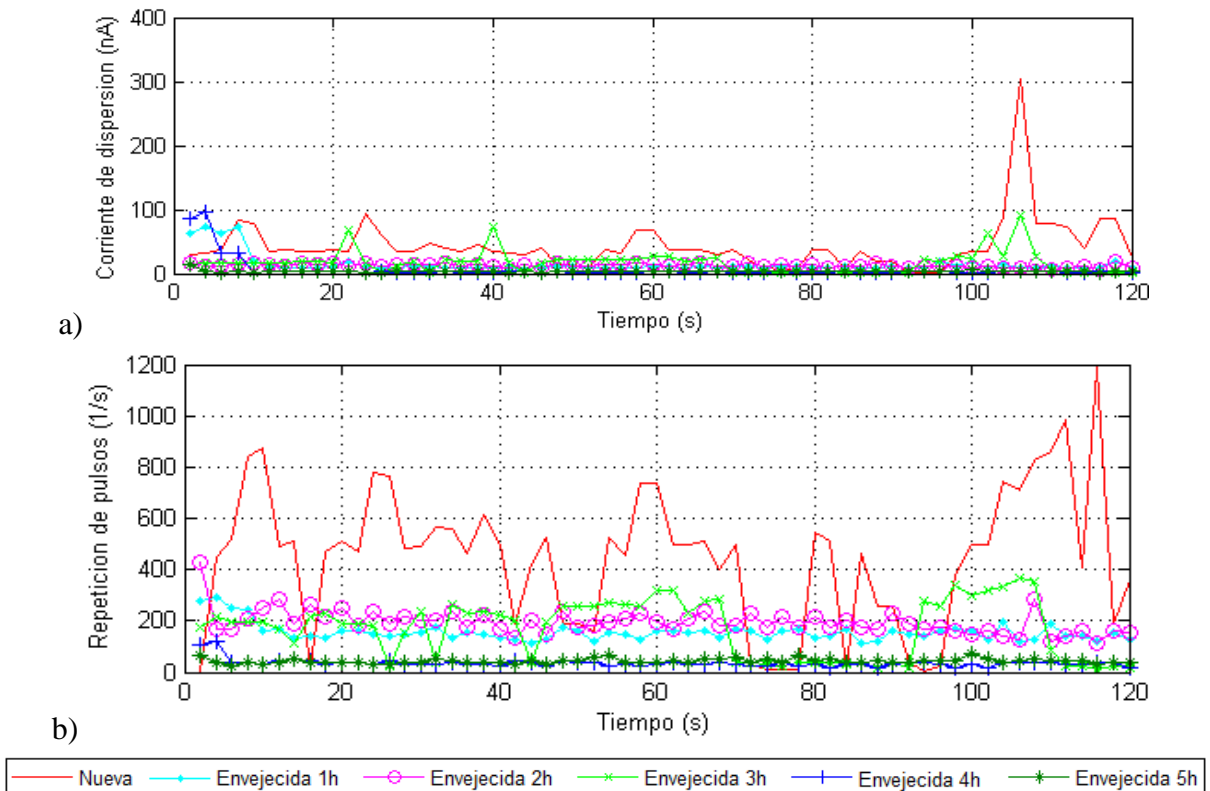


Figura 4.10. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto convencional.

De las figuras anteriores, se observa que la exposición de las muestras a la excitación de alta frecuencia incrementa la magnitud de las descargas parciales conforme aumentan las horas de envejecimiento. Al contrario, las magnitudes de corriente de descarga parcial y tasa de repetición de pulsos disminuyen.

Una forma más clara de observar el envejecimiento de la muestra se puede obtener de la comparación de la tasa de repetición de pulsos ( $n$ ) frente a la magnitud de descarga parcial máxima (PDmax) [50], como se aprecia en la Figura 4.11. Para muestras nuevas existe una baja magnitud de PDmax pero muy altas tasas de repetición de pulsos. Este comportamiento se invierte cuando el material envejece. Esto se atribuye a que a mayor envejecimiento se originan mayores magnitudes de descarga parcial, requiriendo más tiempo para acumular carga e incrementando el tiempo entre descargas consecutivas. Ésta es una característica típica de materiales envejecidos por excitación pulsada [18] [57]. La prueba finaliza hasta alcanzar cinco horas de envejecimiento. Más allá de este tiempo las muestras de conductor magneto convencional presentan ruptura bajo esta forma de onda de tensión.

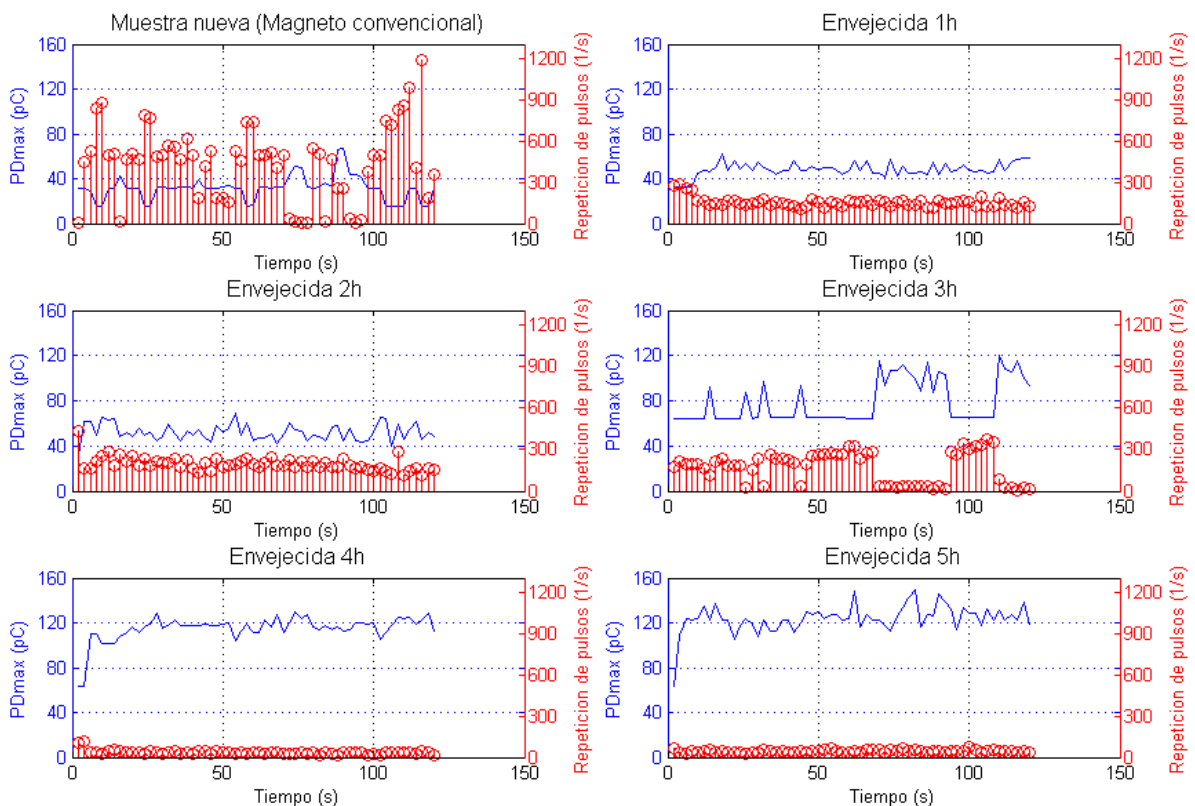


Figura 4.11. PDmax vs repetición de DP para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto convencional.

Alcanzadas cinco horas de envejecimiento, la magnitud de las PDmax superan los 120 pC, provocando ruptura en el material aislante. El comportamiento de la tasa cuadrática  $D$  tiene una reducción para luego incrementar su magnitud promedio (Tabla 4.1). Este segundo incremento en magnitud de descarga parcial se presenta típicamente antes de la ruptura dieléctrica [7].

Con las mediciones obtenidas a lo largo de todo el periodo de envejecimiento, se obtienen resultados promedio a cada hora, presentados en la Tabla 4.1. Con estos datos se determina la tendencia en las mediciones presentadas durante las cinco horas de prueba (Figura 4.12).

Tabla 4.1. Resultados promedio de las magnitudes medidas para alambre conductor magneto convencional, f=5.64 kHz.

Prueba	Unidades	Nueva	Envejecimiento				
			1h	2h	3h	4h	5h
PDmax	pC	31.73	48.27	51.90	78.33	115.02	123.81
PDprom	pC	26.79	39.15	40.82	70.06	98.48	100.31
Tasa cuadrática	pC <sup>2</sup> /s	1.97 x10 <sup>5</sup>	2.24 x10 <sup>5</sup>	2.21 x10 <sup>5</sup>	3.75 x10 <sup>5</sup>	3.0677 x10 <sup>5</sup>	4.03 x10 <sup>5</sup>
Corriente de descarga	nA	43.12	14.51	21.18	17.32	6.43	3.44
Repetición de pulsos	1/s	445.45	155.25	194.71	170.55	35.10	43.41

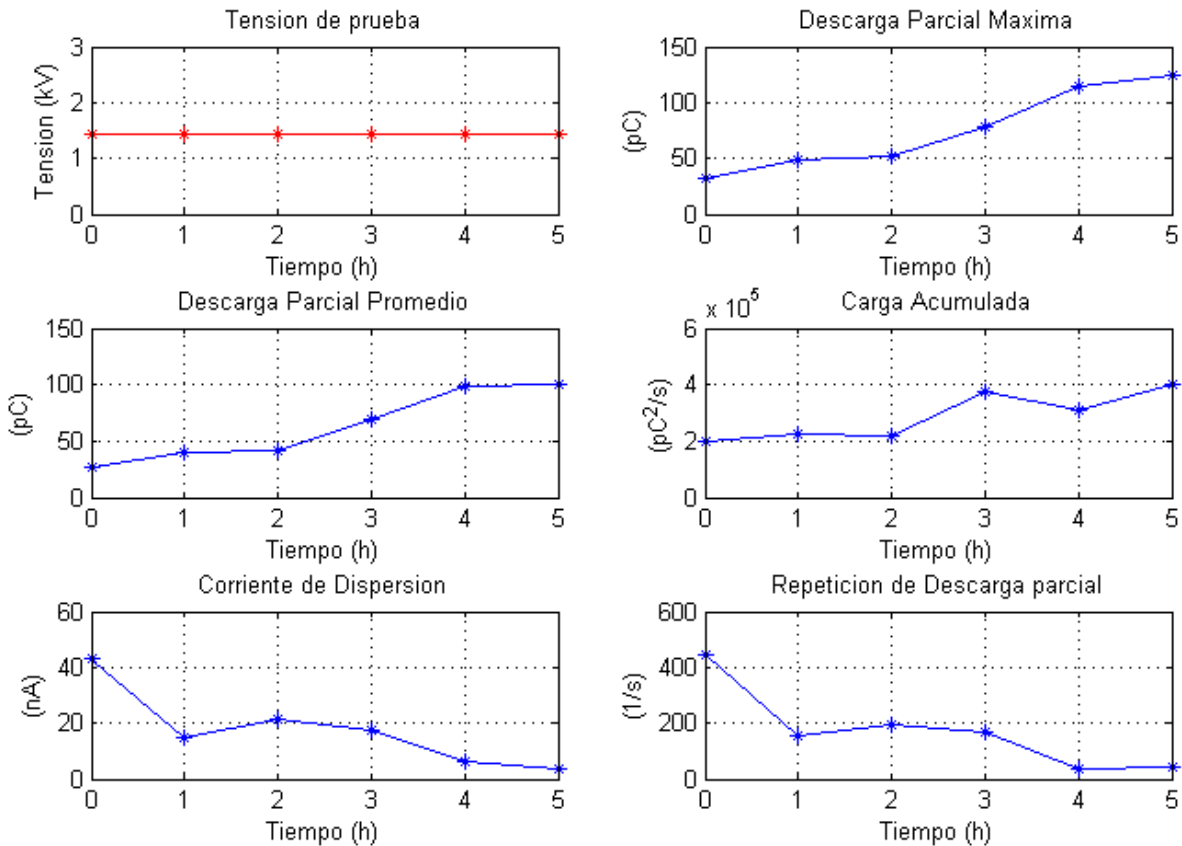


Figura 4.12. Comportamiento general del envejecimiento conductor magneto convencional.

Como se observa en la Figura 4.12, la magnitud de PDprom alcanza 100.5 pC en cinco horas. Ésta es la magnitud máxima de descargas parciales registrada, ya que la muestra presenta ruptura después de cinco horas de envejecimiento.

### 4.3.2. MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO ISR.

Un segundo grupo de mediciones es compuesto por muestras de conductor magneto ISR (Resistente a picos de inversor por sus siglas en inglés), las cuales son sometidas al mismo proceso de envejecimiento y medición de descargas parciales que el conductor magneto normal. Este tipo de conductor magneto posee material dieléctrico con un revestimiento resistente a la descarga corona [58]. Las mediciones de envejecimiento tienen como fin comparar cómo se comportan las descargas parciales para este material dieléctrico. Los resultados del estudio en el detector de descargas parciales se muestran en las Figuras 4.13, 4.14 y 4.15.

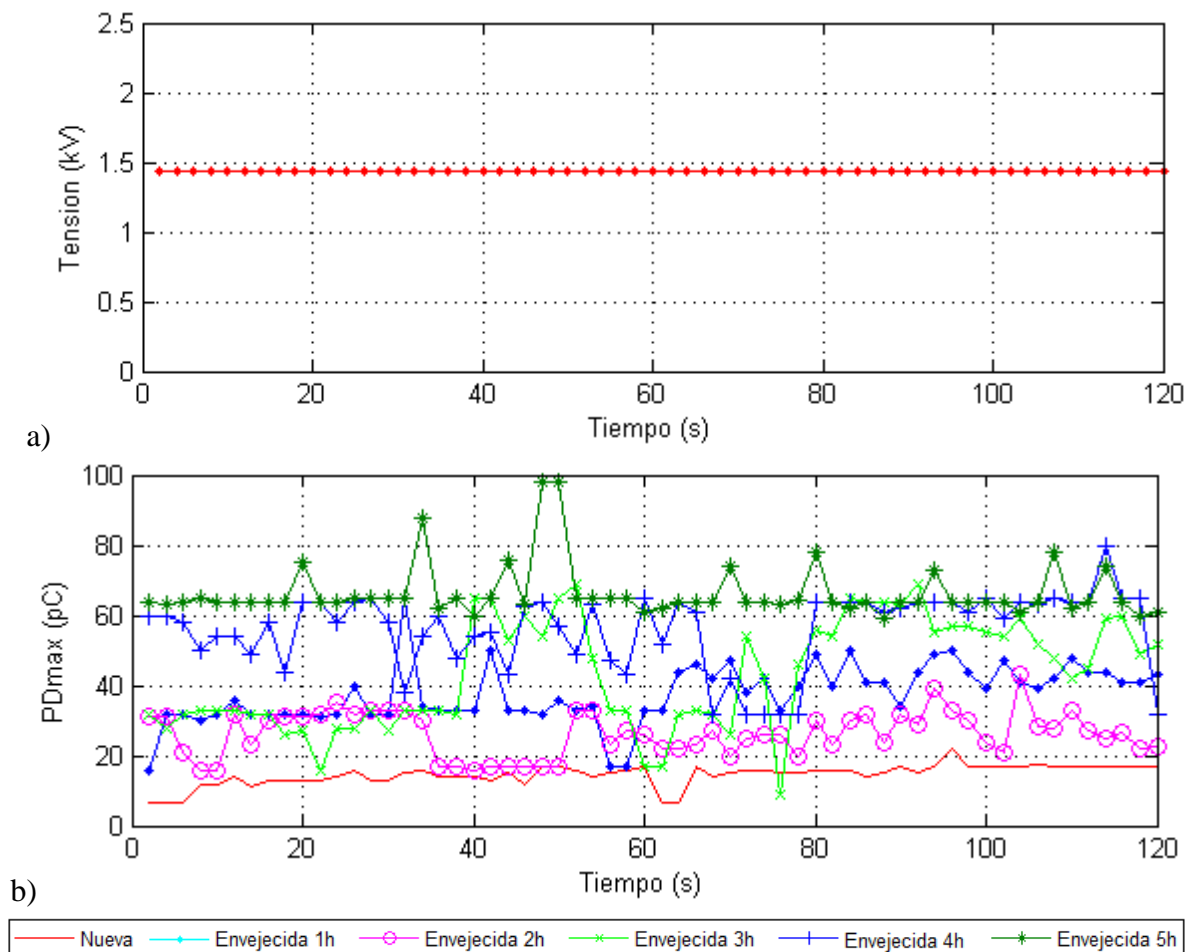


Figura 4.13. Lecturas de a) tensión de prueba y b) descarga parcial máxima, conductor magneto ISR.

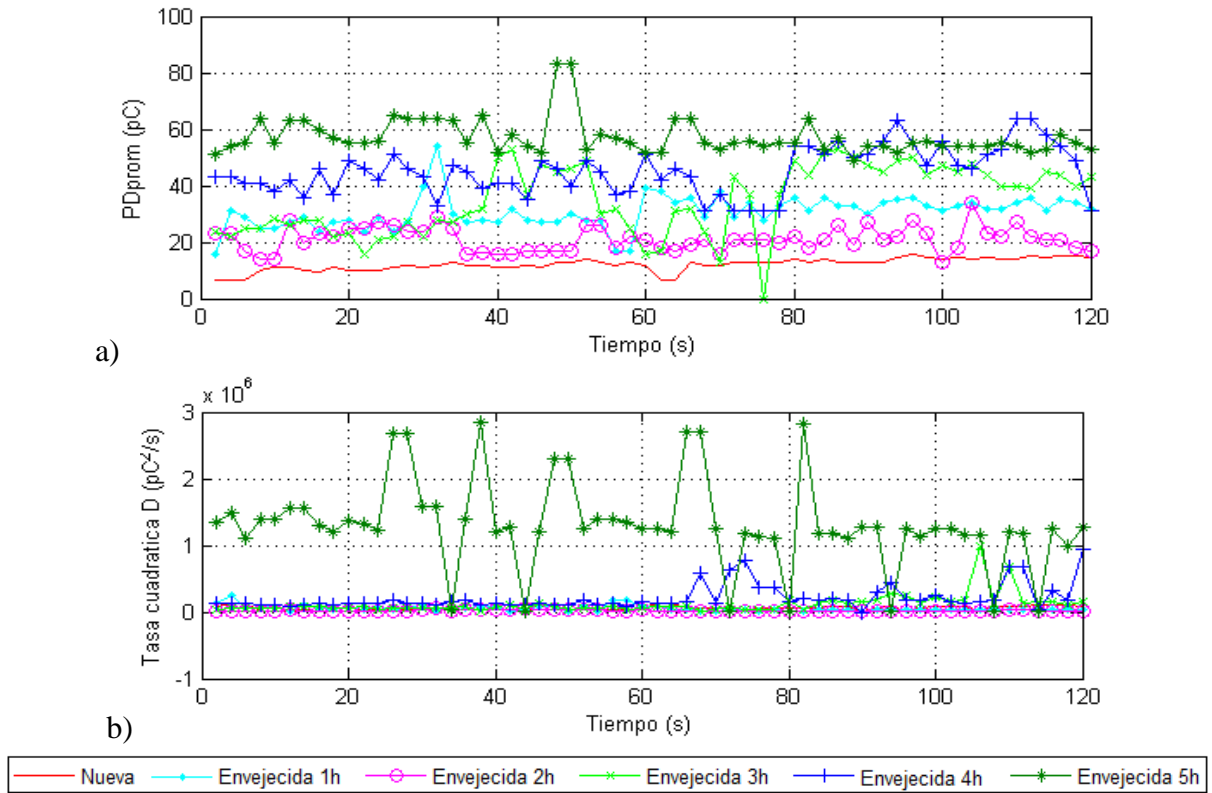


Figura 4.14. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada, conductor magneto ISR.

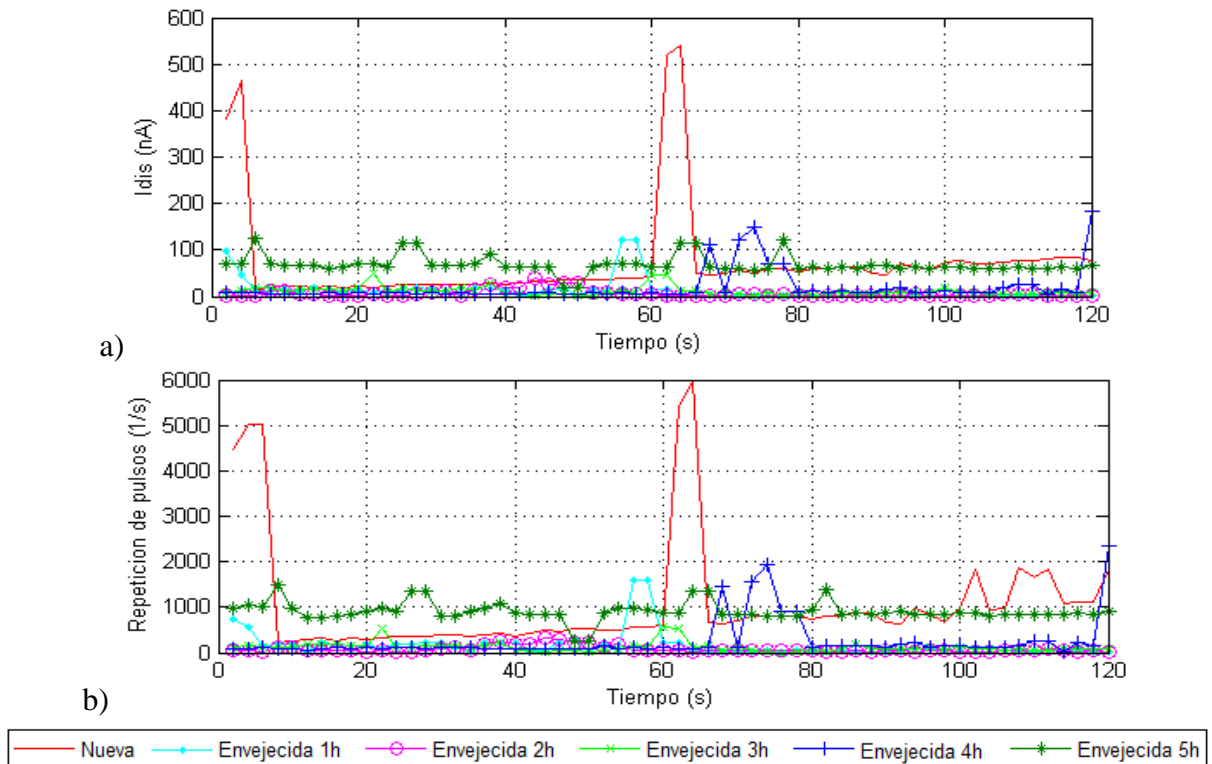


Figura 4.15. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto ISR.

Como se observa en las Figuras 4.13 y 4.14, la magnitud de las descargas parciales PDmax y PDprom presentaron un incremento en las muestras al ser sometidas a excitaciones de alta frecuencia. A diferencia de la muestra con magneto convencional, las muestras de conductor magneto ISR presentan mayor cambio en la tasa cuadrática D (carga acumulada en el material) cuando son envejecidos por cinco horas presentando deterioro dieléctrico, aunque con valores muy inferiores a los obtenidos por el conductor magneto convencional. Por lo tanto, el conductor ISR no llega a la ruptura dieléctrica después de cinco horas. La relación de tasa de repetición-PDmax se muestra en la Figura 4.16. De esta figura se observa el mismo patrón de envejecimiento que en el conductor magneto normal: a mayor envejecimiento, mayor magnitud de descargas parciales y menor repetición de pulsos.

Los valores promedio de las mediciones para cada etapa de envejecimiento se muestran en la Tabla 4.2. El comportamiento de las muestras de conductor ISR es mejor respecto al conductor convencional al observar menores magnitudes de PDmax a una mayor cantidad de repetición de pulsos. Esto se debe a que el material dieléctrico de este tipo de conductores magneto tiene una mayor capacidad de drenar carga depositada por el campo eléctrico en la superficie aislante [8]. Por lo tanto, las mediciones de PDprom y PDmax no alcanzan los 100 pC y 120 pC respectivamente (Figura 4.17); por lo tanto no presentan ruptura en el material dieléctrico.

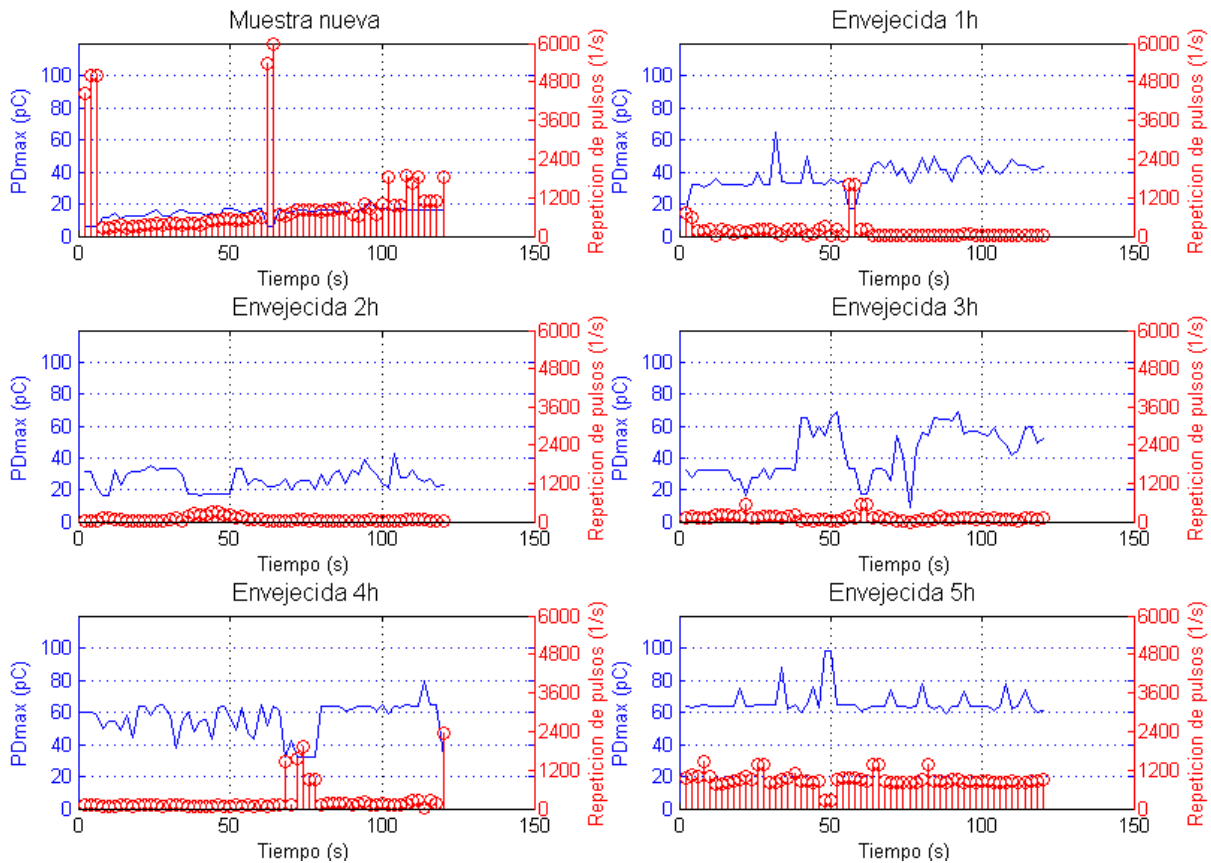


Figura 4.16. PDmax vs repetición de DP para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto ISR.

Tabla 4.2. Resultados promedio de las magnitudes medidas para conductor magneto ISR.

Prueba	Unidades	Muestras magneto ISR					
		Nueva	Envejecimiento				
			1h	2h	3h	4h	5h
PDmax	pC	14.50	37.73	26.29	43.28	55.97	66.47
PDprom	pC	12.15	30.71	21.13	34.93	45.20	57.27
Tasa cuadrática	pC <sup>2</sup> /s	5.53x10 <sup>4</sup>	5.45x10 <sup>4</sup>	2.02x10 <sup>4</sup>	1.17x10 <sup>5</sup>	2.11x10 <sup>5</sup>	1.30x10 <sup>6</sup>
Corriente de descarga	nA	74.63	12.89	6.59	11.26	19.74	68.50
Repetición de pulsos	1/s	1.08 x10 <sup>3</sup>	157.11	73.40	123.36	259.13	905.65

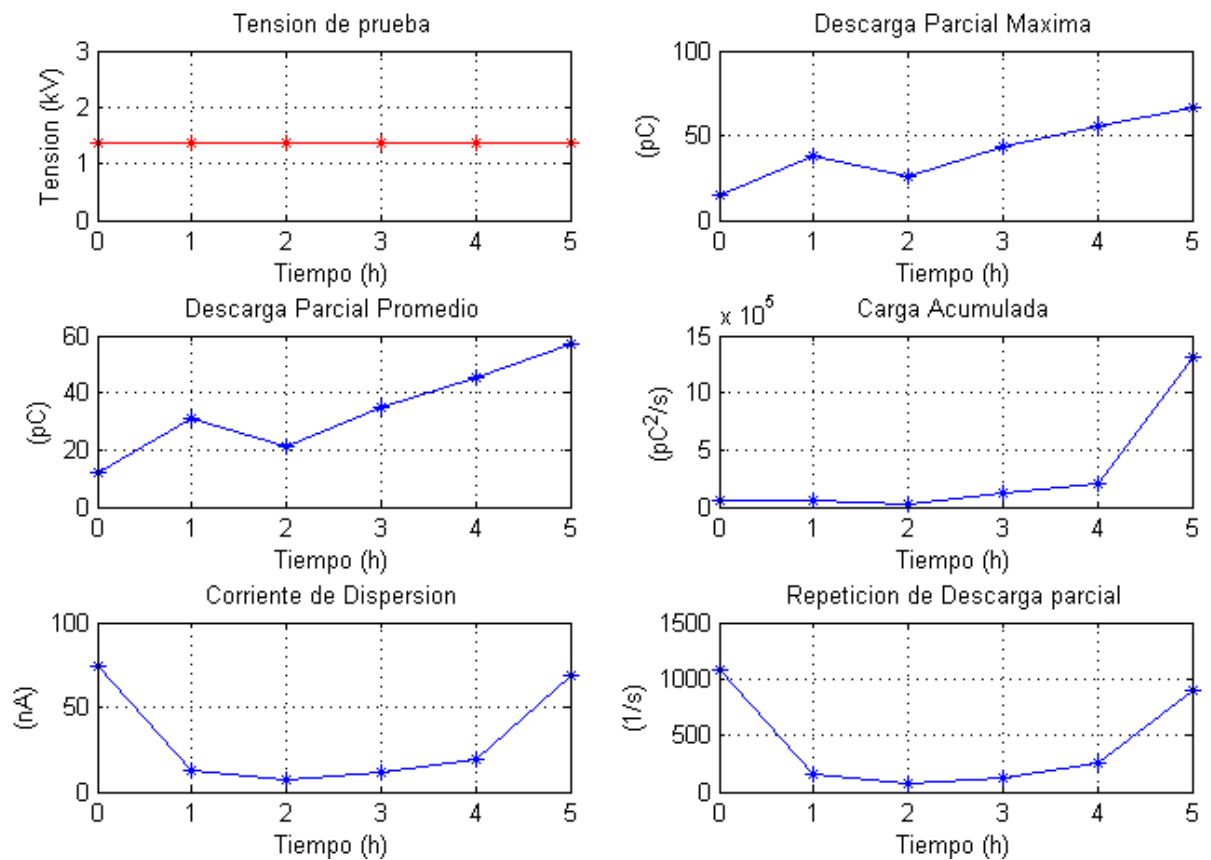


Figura 4.17. Comportamiento general del envejecimiento de conductor magneto ISR.



## 4.4 MEDICIÓN DE DESCARGAS PARCIALES CON EXCITACIÓN CORTADA.

### 4.4.1. MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO CONVENCIONAL.

Para analizar el efecto de un tiempo de elevación más corto, se utiliza la excitación de la Figura 4.2, pero ahora recortándola cuando se alcanza el nivel máximo de tensión con ayuda de un explosor (dos puntas de Tungsteno separadas por aire) que lleva la tensión de 1.44 kV hasta cero en 40 ns (Figura 4.18). Esto genera tiempos de caída y de elevación más rápidos al alcanzar valores pico en los ciclos positivo y negativo.

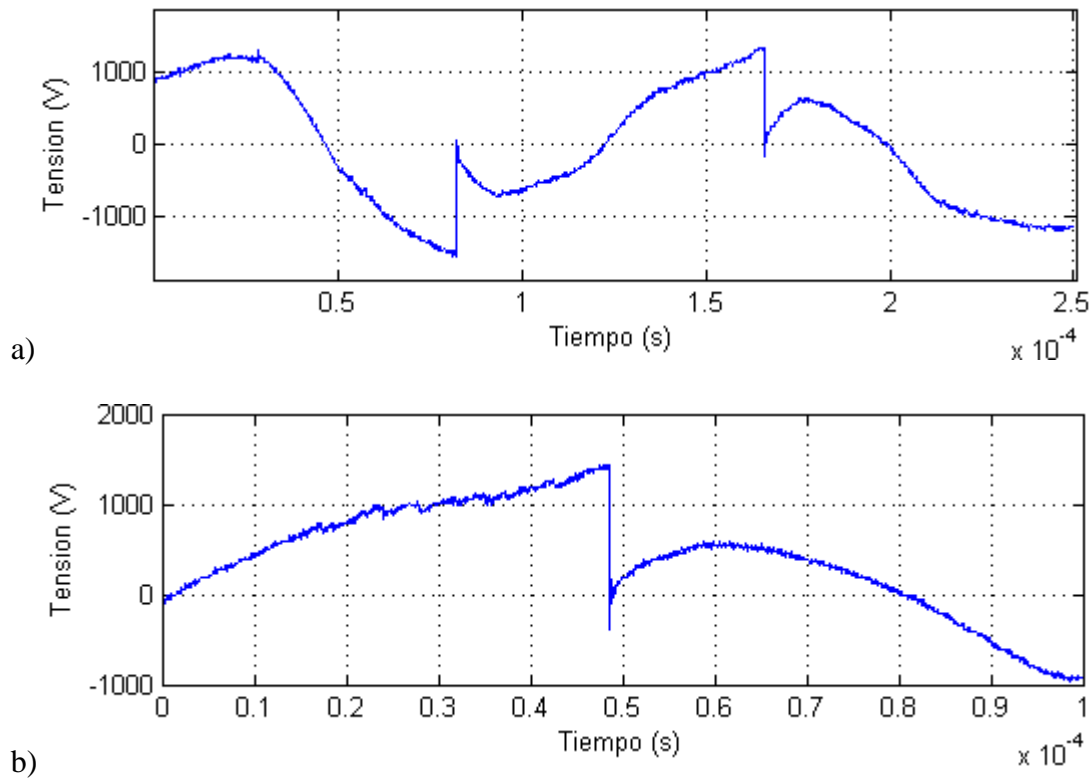


Figura 4.18. a) Excitación a alta frecuencia con corte, b) acercamiento al  $dv/dt$  generado.

La excitación mostrada posee una  $\frac{dv}{dt} = 45\text{kV}/\mu\text{s}$ , la cual es aplicada a las muestras de conductor magneto convencional hasta por tres horas, después de lo cual se presenta ruptura. Los resultados de las mediciones de envejecimiento se presentan en las Figuras 4.19, 4.20 y 4.21.

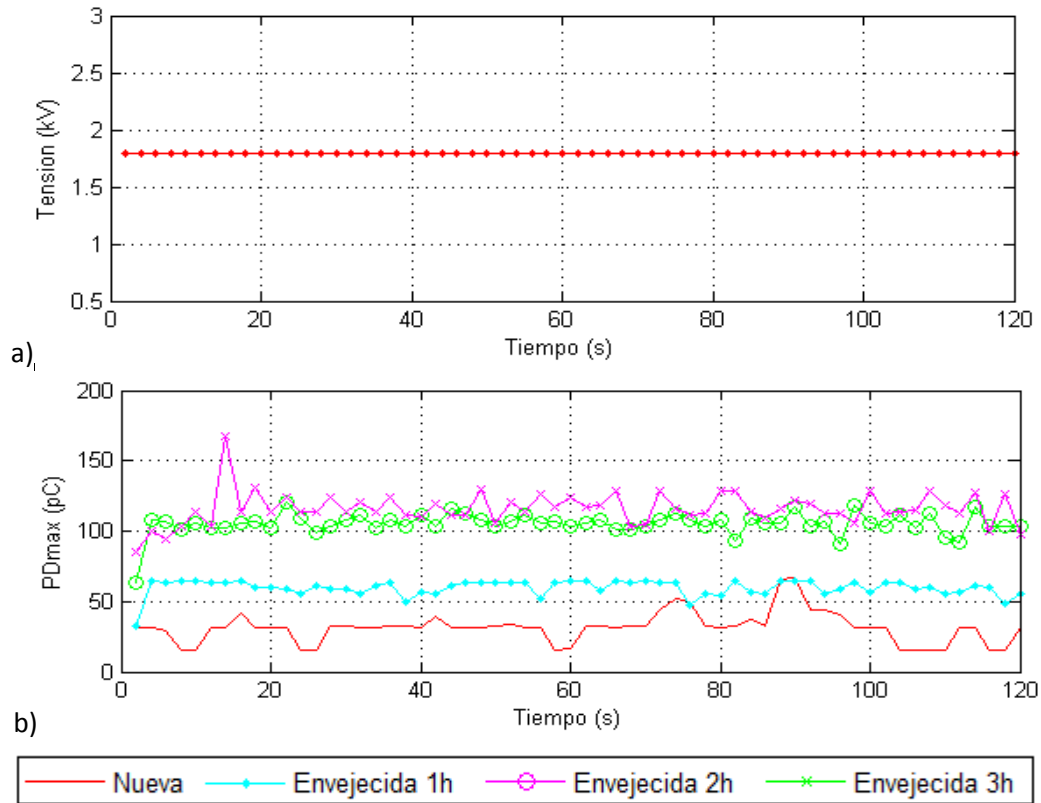


Figura 4.19. Lecturas a) tensión de prueba y b) descarga parcial máxima, conductor magneto convencional.

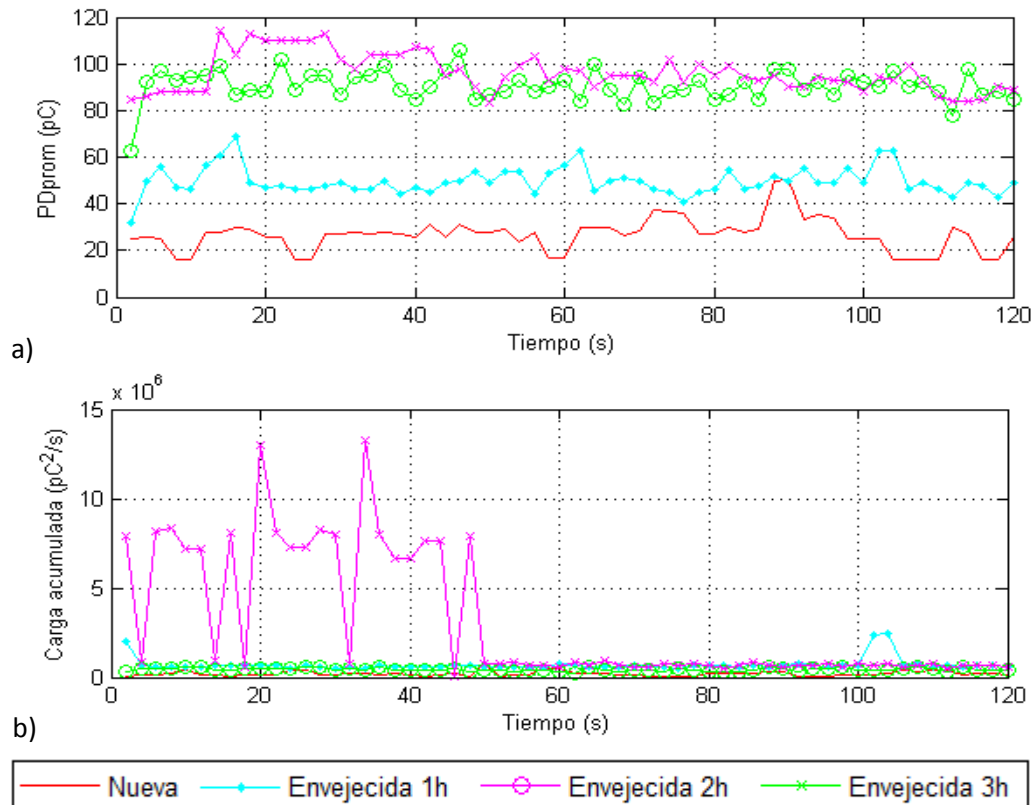


Figura 4.20. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada, conductor magneto convencional.

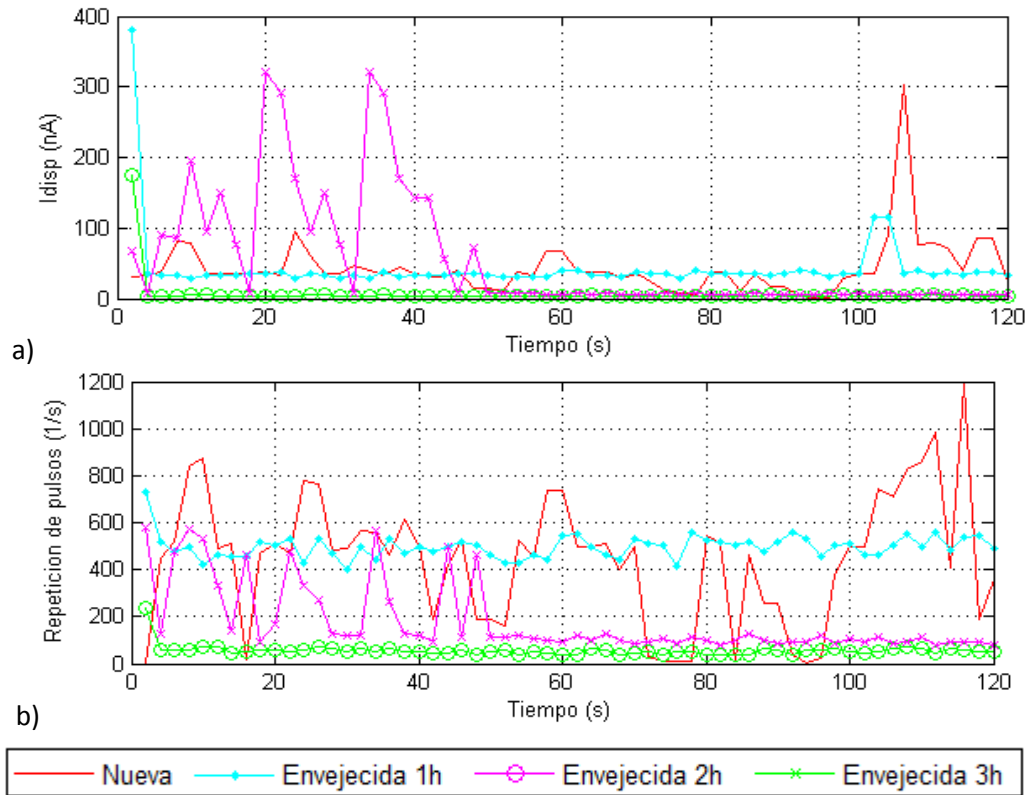


Figura 4.21. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto convencional.

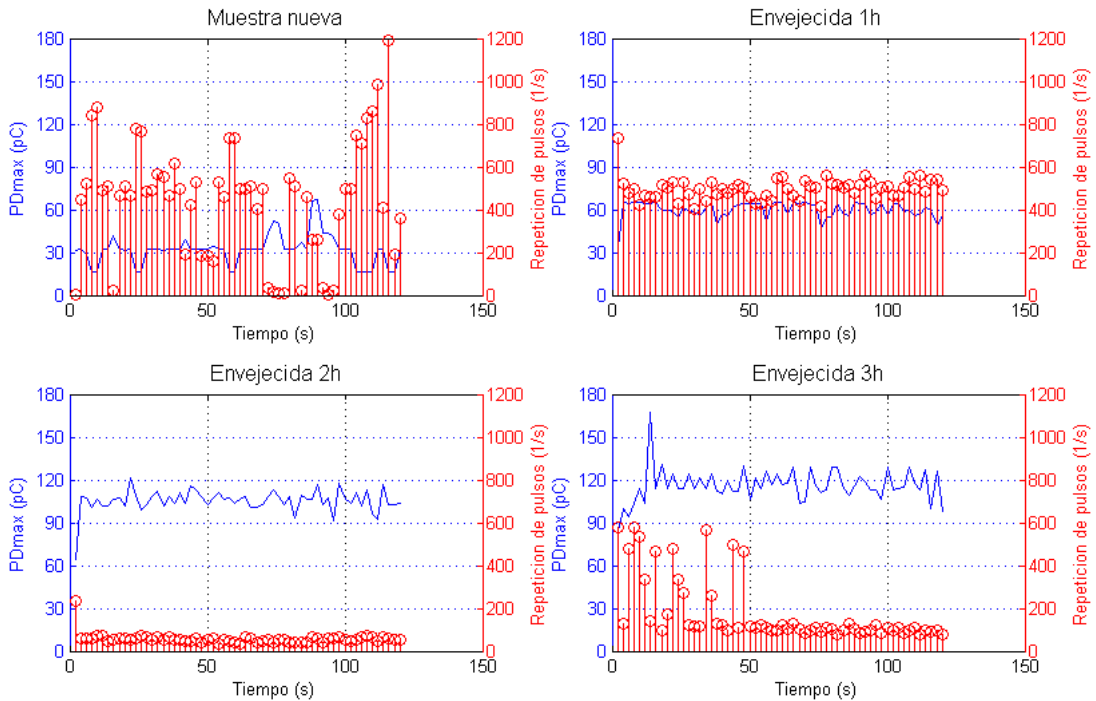


Figura 4.22. PDmax (línea continua) vs repetición de DP (pulsos) para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto convencional.

Como se observa en los resultados obtenidos, se presenta una reducción en la repetición de pulsos de descarga parcial y un aumento en la magnitud de PDmax hasta llegar a la ruptura. Al completar tres horas de envejecimiento se alcanzan valores de PDprom y PDmax (Tabla 4.3) cercanos a los alcanzados en cinco horas por los pulsos a 5.64 kHz sin corte en la excitación. Esto indica un aceleramiento del deterioro en el material dieléctrico al ser expuesto a una excitación con una mayor  $dv/dt$ . Por lo tanto, una relación  $dv/dt$  elevada origina una ruptura más rápida en el dieléctrico.

Tabla 4.3. Resultados promedio para diferentes etapas de envejecimiento, excitación cortada.

Prueba	Unidades	Muestras magneto convencional			
		Nueva	Envejecimiento		
			1h	2h	3h
PDmax	pC	31.73	59.91	105.34	116.22
PDprom	pC	26.79	49.66	90.65	96.03
Tasa cuadrática	pC <sup>2</sup> /s	1.97	7.04x10 <sup>5</sup>	4.32x10 <sup>5</sup>	3.07 x10 <sup>6</sup>
Corriente de descarga	nA	75.42	42.66	6.65	55.43
Repetición de pulsos	1/s	937.11	496.70	56.58	179.78

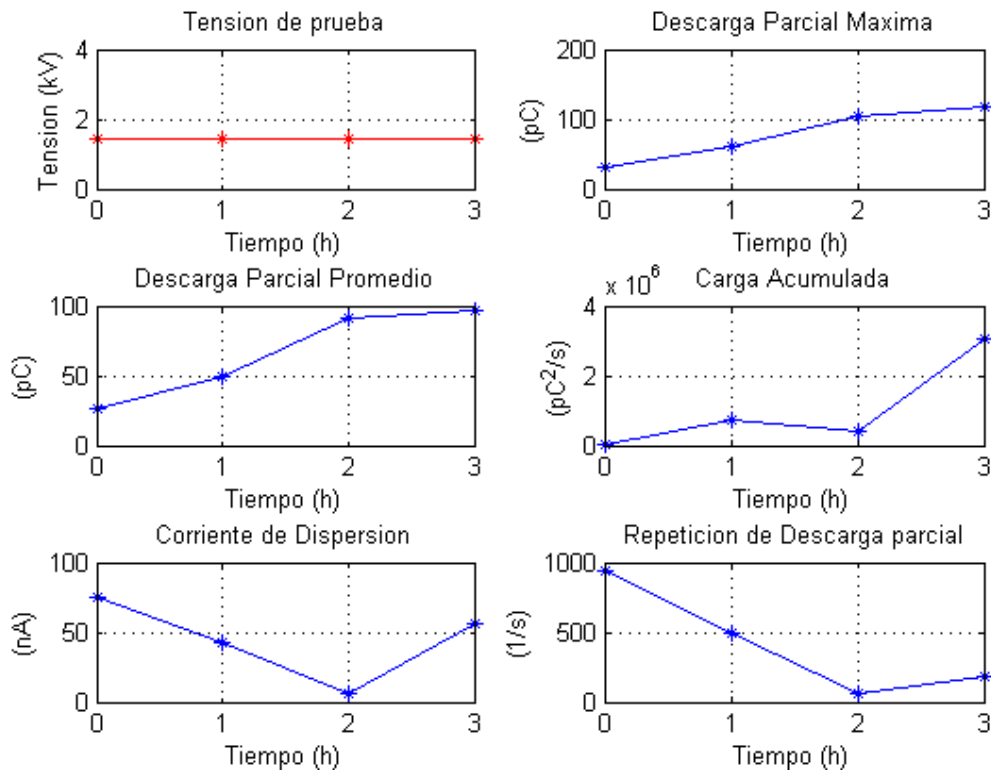


Figura 4.23. Comportamiento general del envejecimiento de conductor magneto convencional.

#### 4.4.2. MUESTRAS DE CONDUCTOR MAGNETO ISR.

Las muestras de conductor magneto ISR también son sometidas a la excitación mostrada en la Figura 4.18. A diferencia de las muestras del conductor magneto convencional, el conductor magneto ISR fue sometido a la excitación de alta frecuencia durante 5 horas, pudiendo soportar sin ruptura. Los resultados del envejecimiento se presentan en las Figuras 4.24, 4.25 y 4.26.

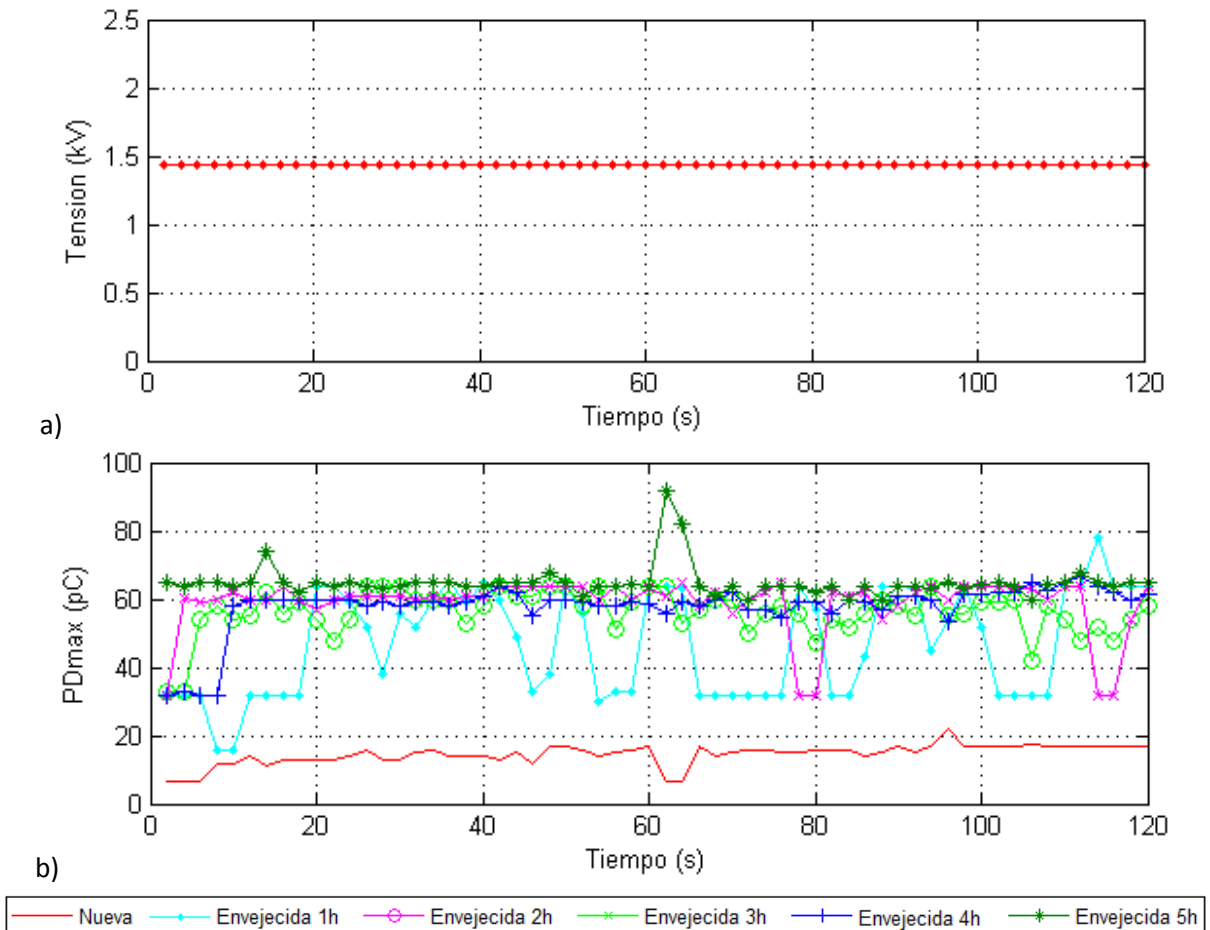


Figura 4.24. Lecturas a) tensión de prueba y d) descarga parcial máxima, conductor magneto ISR.

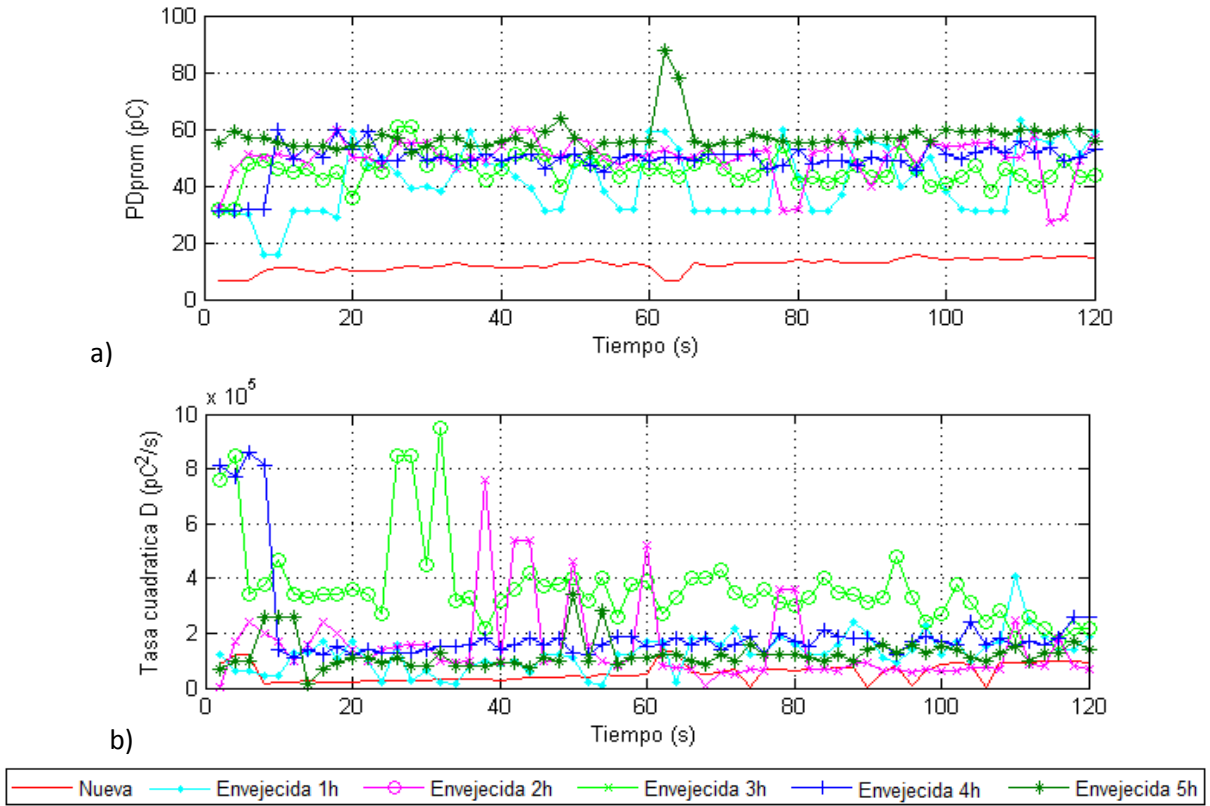


Figura 4.25. Lecturas de a) descarga parcial promedio y b) carga acumulada, conductor magneto ISR.

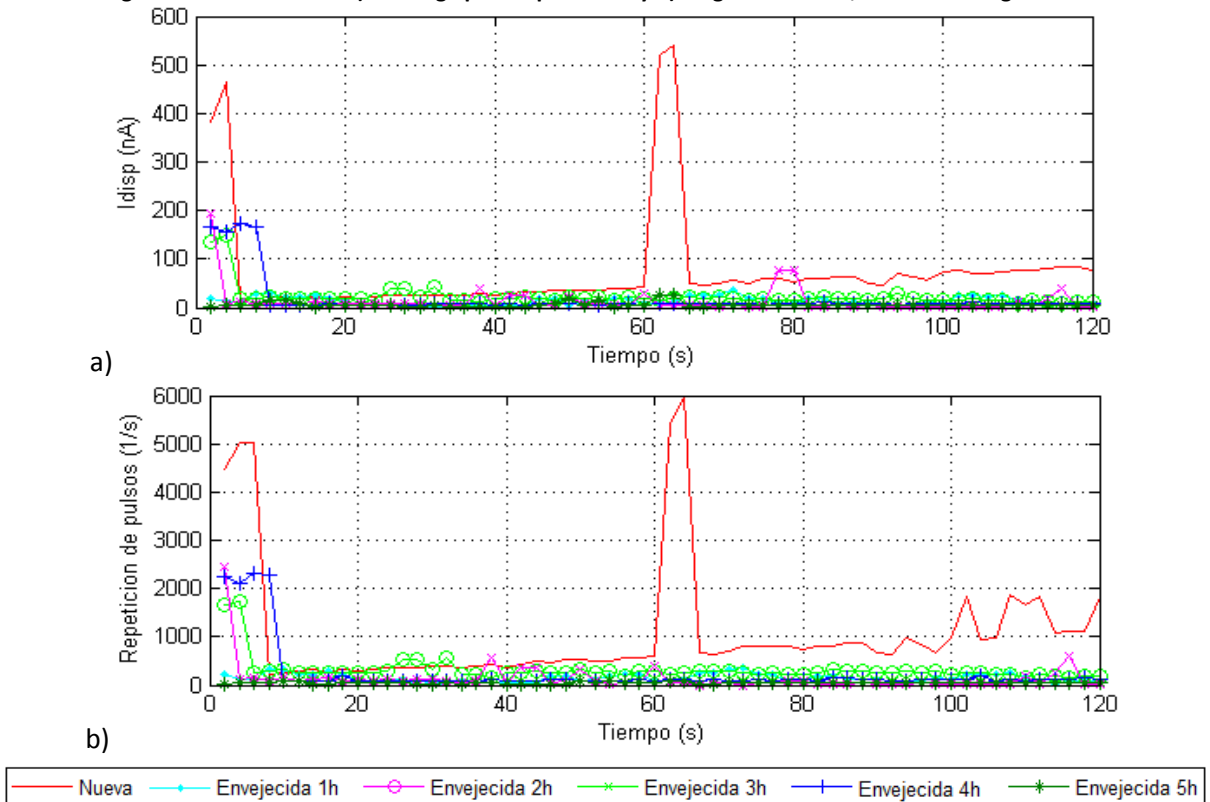


Figura 4.26. Lecturas de a) corriente de descarga y b) repetición de pulsos de DP, conductor magneto ISR.

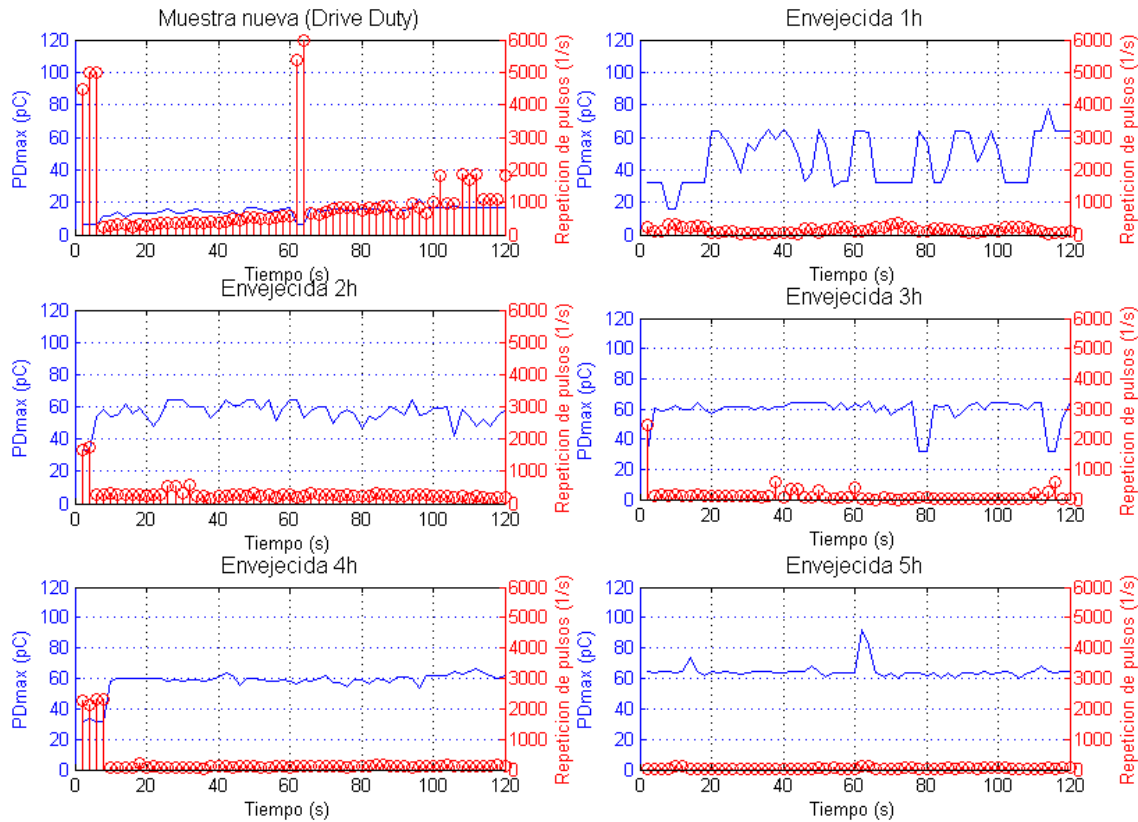


Figura 4.27. PDmax vs repetición de DP para diferentes etapas de envejecimiento, conductor magneto Drive Duty.

Al observar el comportamiento de la PDmax y la repetición de la excitación, se presenta el comportamiento típico del envejecimiento por excitación pulsada. Sin embargo, el nivel de descargas parciales es muy inferior al presentado en el conductor magneto convencional, permitiendo soportar cinco horas de envejecimiento, como se aprecia en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4. Resultados promedio de las magnitudes medidas para conductor magneto ISR, excitación cortada.

Prueba	Unidades	Muestras magneto ISR					
		Nueva	Envejecimiento con excitación cortada				
			1h	2h	3h	4h	5h
PDmax	pC	14.50	47.13	57.19	58.92	57.88	64.87
PDprom	pC	12.15	41.24	46.08	50.04	49.35	57.26
Tasa cuadrática	$pC^2/s$	$5.53 \times 10^4$	$1.26 \times 10^5$	$3.73 \times 10^5$	$1.51 \times 10^5$	$2.06 \times 10^5$	$1.23 \times 10^5$
Corriente de descarga	nA	74.63	13.30	23.11	13.74	18.30	5.82
Repetición de pulsos	1/s	$1.08 \times 10^3$	149.50	314.60	144.40	247.00	43.35

De acuerdo con la Tabla 4.4 y la Figura 4.28 el incremento de PDmax y PDprom frente a valores iniciales indica el envejecimiento en el material. La magnitud de estas cantidades es muy similar al comportamiento con la excitación sin corte a 5.64 kHz. El efecto del tiempo de elevación no es apreciable para el conductor magneto ISR dentro del tiempo de estudio.

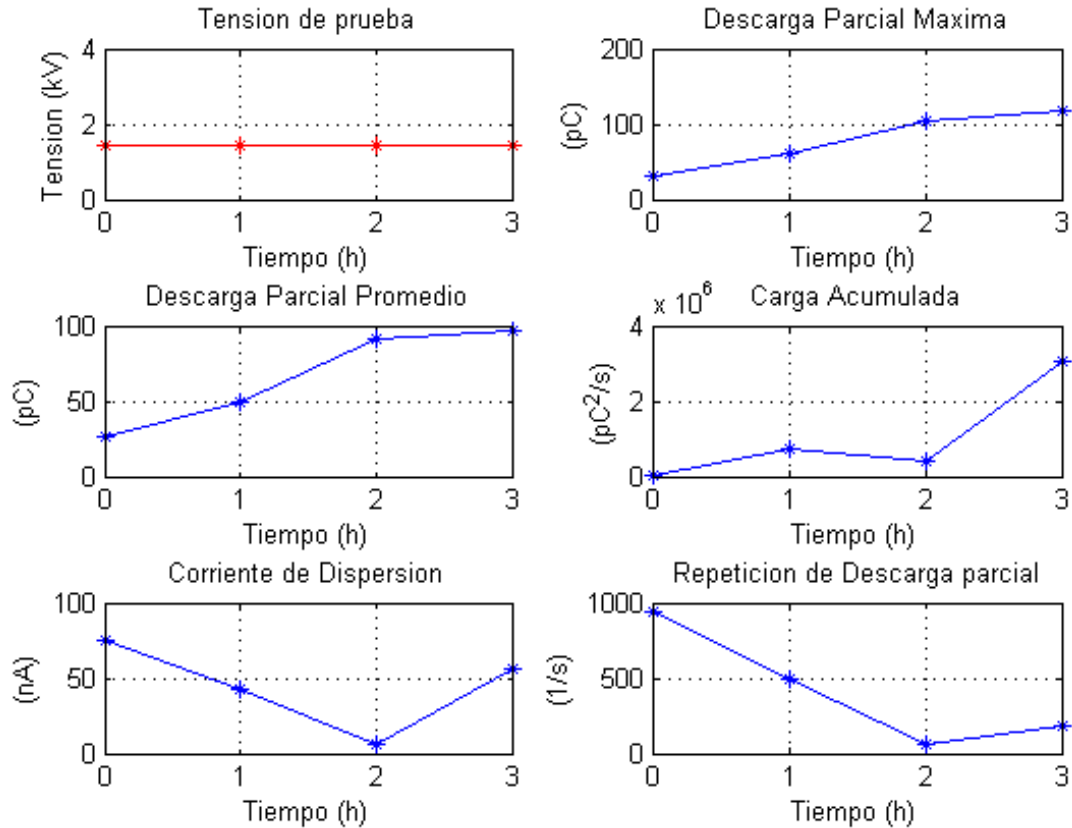


Figura 4.28. Comportamiento general del envejecimiento de conductor magneto ISR.

La tendencia de todas las pruebas realizadas se puede observar en la Figura 4.29. En ella se muestran los resultados de las seis magnitudes arrojadas por el detector de descargas parciales para cinco horas de prueba. Se incluye una medición para una excitación de 1.44 kV a 60Hz de conductor magneto convencional. El efecto del incremento de la frecuencia en la excitación se refleja en las magnitudes máximas y promedio de descarga parcial, provocando ruptura a 5 horas con 5.64 kHz en la excitación y ruptura a 3 horas con una relación  $dv/dt$  mayor.

Al observar la carga acumulada, únicamente la muestra de conductor magneto convencional excitada con excitación cortada presenta un incremento progresivo hasta generar la ruptura en el dieléctrico. Esto se puede atribuir a que la carga incrementa rápidamente conforme el tiempo de elevación disminuye, deteriorándolo rápidamente hasta producir la ruptura. Este comportamiento ha sido estudiado en motores, donde se ha reportado mayor cantidad de descargas parciales en materiales aislantes que poseen una lenta



liberación de carga, originando campo eléctrico residual en la superficie del dieléctrico. Esto contribuye a la formación de descargas parciales subsecuentes con mayor magnitud cuando ocurre un cambio en la  $dv/dt$  de la excitación y se supera la tensión de origen de descargas parciales (PDIV) [8].

También se observa que la corriente de descarga es mayor cuando la excitación es a 60 Hz. Al aumentar la frecuencia en la excitación la corriente disminuye para todas las muestras. Esta corriente incrementa para el conductor magneto convencional con excitación cortada, antes de ruptura. Sin embargo, para excitación sin corte, la corriente se mantiene baja a lo largo de toda la prueba. Por lo tanto, con las mediciones realizadas no se puede afirmar que la magnitud en la corriente de descarga aporta información sobre el envejecimiento del material (Figura 4.29).

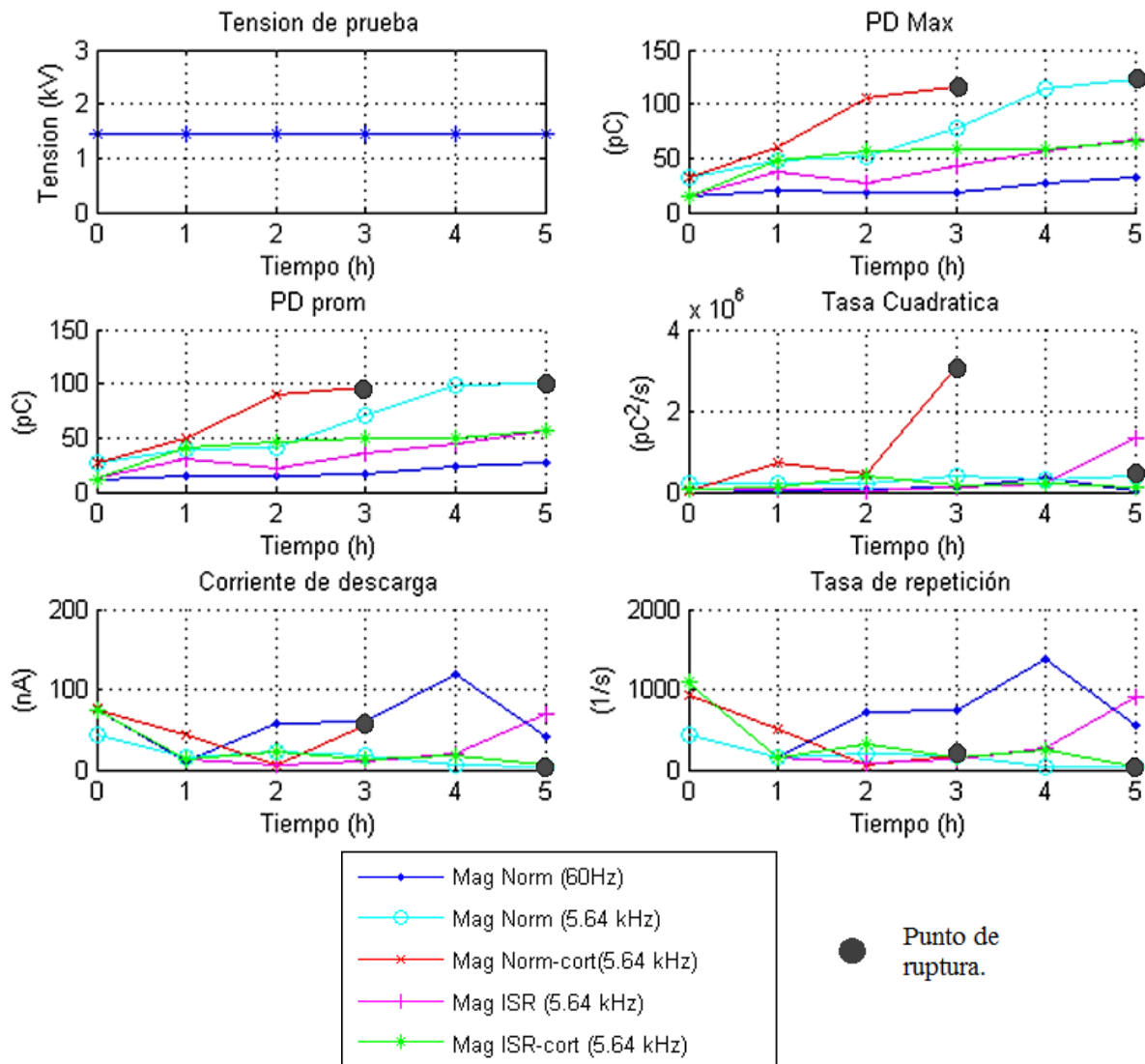


Figura 4.29. Resumen de mediciones experimentales.

La tendencia a disminuir la repetición de pulsos de descargas parciales es un indicador del aumento en el deterioro del material dieléctrico. En máquinas rotatorias, esto se atribuye al origen de micro cavidades en el material envejecido que almacenan mayor cantidad de carga durante intervalos de tiempo mayores [21]. Esta carga se libera en forma de descargas con mayor magnitud. Para evitar este efecto, materiales dieléctricos diseñados con mayor resistencia a las descargas parciales tienen un ligero incremento en la conductividad superficial que permite liberar carga inyectada con más rapidez, disminuyendo la magnitud en la descarga parcial [8]. Estos materiales usualmente distribuyen mejor el incremento de temperatura, evitando puntos calientes que contribuyan a una ruptura en el dieléctrico.

Como lo señalan estudios anteriores [8] [20] [21], la magnitud de descargas parciales se atribuye a la magnitud de la razón  $dv/dt$  de la excitación. Altas magnitudes de  $dv/dt$  originan cambios bruscos en el campo eléctrico de la superficie del material aislante, ya que la carga residual del material dieléctrico se libera rápidamente en forma de una descarga parcial de gran magnitud, lo cual deteriora al material dieléctrico. Si existe un incremento en la frecuencia de la excitación, incrementa la repetición de las descargas parciales, cuya magnitud depende de la  $dv/dt$ , envejeciendo al material dieléctrico más rápido.

#### 4.5 COMPORTAMIENTO DE TEMPERATURA EN LAS MUESTRAS DE MATERIAL DIELECTRICO.

La presencia de mayor deterioro dieléctrico en los conductores magneto convencionales frente a los magneto ISR también se ha reflejado en la temperatura. Este fenómeno se midió con una cámara termográfica para visualizar la distribución de temperatura, como se aprecia en la Figura 4.30.

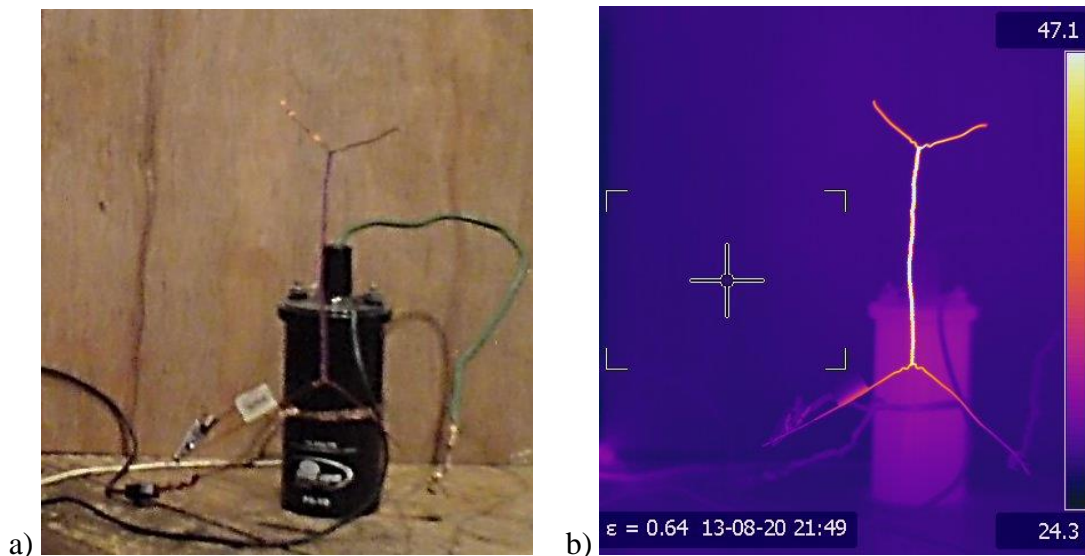


Figura 4.30. a) Par trenzado, b) Imagen termográfica.

Se obtuvieron termografías de las muestras de pares trenzados de conductor magneto convencional y magneto ISR a 2 y 3 horas de envejecimiento al ser sometidas a una excitación cortada de 5.64 kHz (Figura 4.18) para comparar la distribución de temperatura en ambos materiales dieléctricos después de una hora de envejecimiento. Los resultados de las cuatro mediciones de temperatura en función de la longitud de cada par trenzado se presentan en la Figura 4.31 y la Tabla 4.5. Como se observa en la Figura 4.31, el magneto con resina epóxica tiene un incremento de temperatura mayor en la parte central de la muestra, mientras que la muestra ISR presenta una distribución más uniforme.

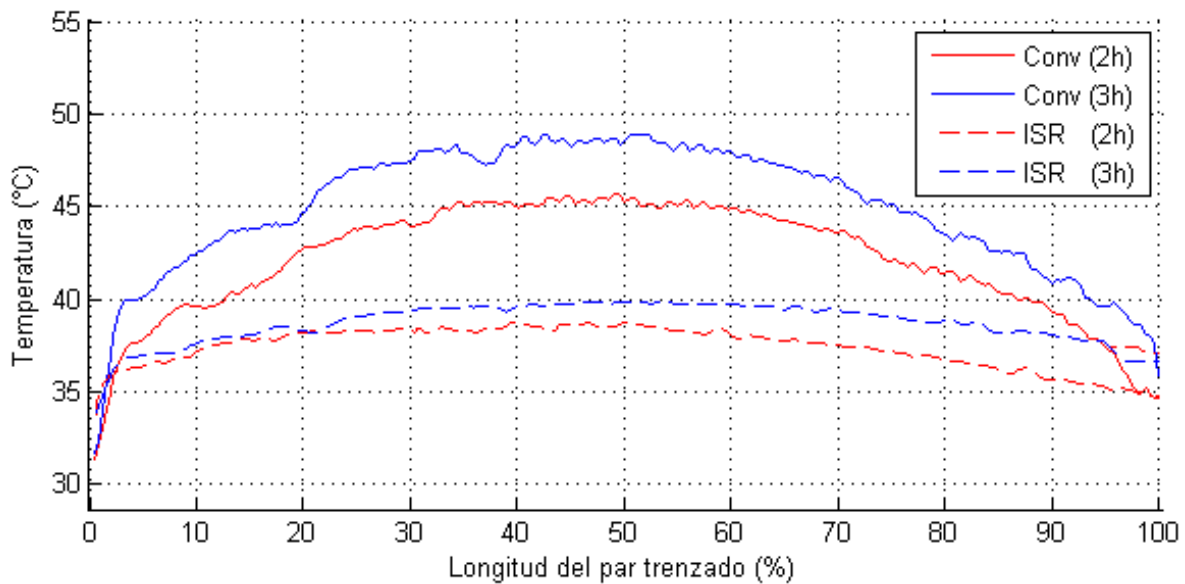


Figura 4.31. Distribución de temperatura a lo largo de muestras de conductor magneto trenzado.

Tabla 4.5. Valores de temperatura en pares trenzados. Excitación s 5.64 kHz, excitación cortada.

Envejecimiento	Dieléctrico	T mínima (°C)	T máxima (°C)	T Promedio (°C)
2h	Resina epóxica	31.34	46.84	42.09
	Resina ISR	30.50	39.59	36.68
3h	Resina epóxica	31.67	50.11	44.91
	Resina ISR	33.45	40.70	38.07

El incremento de temperatura en cada muestra después del envejecimiento se observa en la Figura 4.32 y Tabla 4.6. Puede observarse que se presenta mayor incremento de temperatura en el par trenzado con magneto convencional (resina epóxica) que en magneto ISR al ser expuesto a la excitación con alta  $dv/dt$ . Mayores magnitudes de descarga parcial incrementan la temperatura con una distribución no uniforme. Este comportamiento reduce considerablemente el tiempo para presentar ruptura [59].

Como se señaló en la Figura 4.29, mayores magnitudes de descarga parcial se originan por la presencia de más carga acumulada en la superficie del dieléctrico. Si la frecuencia de la excitación aumenta, la tasa de repetición  $n$  de descarga disminuye, pero la magnitud de descarga incrementa junto con la temperatura.

Como se señaló en la sección anterior, un ligero incremento en la conductividad superficial disminuye las magnitudes de descarga parcial y mejora la transmisión del calor, reduciendo el incremento de temperatura. Para materiales metálicos, este efecto es aprovechado para disipación de calor y es conocido como la ley Wiedemann-Franz [60].

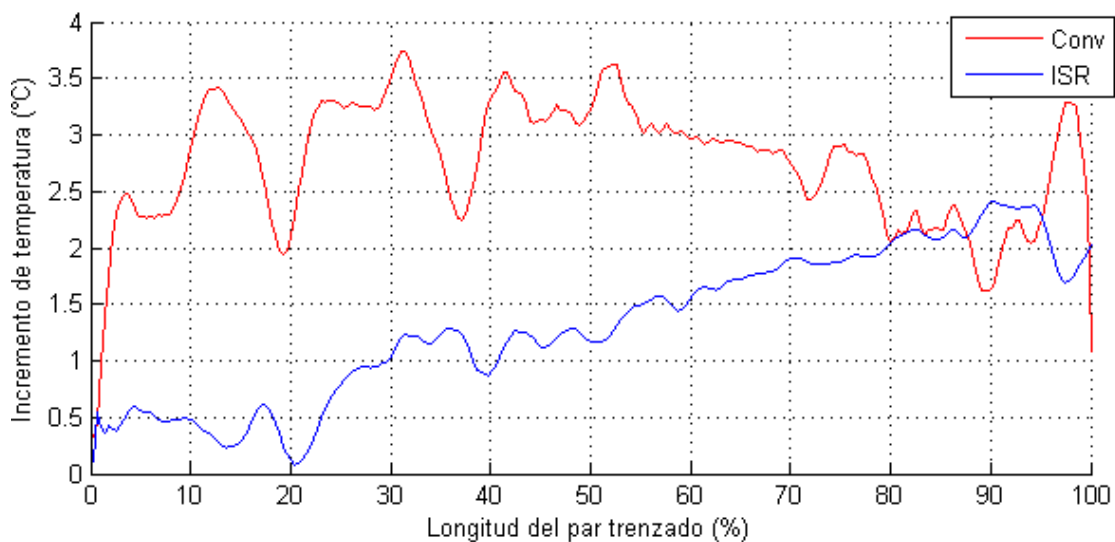


Figura 4.32. Incremento de temperatura presentado en una hora de envejecimiento a pares de conductor magneto.

Tabla 4.6. Incremento de temperatura presentado a una hora de envejecimiento.

Dieléctrico	T mínima (°C)	T máxima (°C)	T Promedio (°C)
Resina epóxica	0.33	3.27	2.81
Resina ISR	2.95	1.11	1.39

# **CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.**

La vida útil de los transformadores de potencia está en relación directa con su sistema de aislamiento. Las nuevas condiciones de trabajo de estos equipos en la red pueden causar deterioro dieléctrico del devanado, y con esto la reducción de su vida útil. El uso de la electrónica de potencia es un ejemplo de nuevas condiciones de trabajo del transformador que pueden alterar el tiempo de vida del aislamiento en los devanados.

El análisis de la distribución de esfuerzos en el sistema de aislamiento bajo excitaciones no sinusoidales ha sido extensamente estudiado para motores, pero para transformadores aún no se había realizado un análisis detallado de esfuerzos internos en el devanado.

Este trabajo de tesis se centró en determinar el efecto de las excitaciones PWM de dos, tres y cinco niveles proporcionadas por convertidores en redes de potencia. El efecto de los cambios de frecuencia y relación  $dv/dt$  (medidos desde un punto y tiempo inferior de tensión hasta el máximo) en materiales dieléctricos fueron analizados en forma experimental. Las conclusiones obtenidas a partir de los resultados de este trabajo se presentan a continuación.

## **5.1 CONCLUSIONES.**

### **5.1.1. RESPECTO AL MODELO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS.**

El modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo utilizado en esta tesis puede reproducir la forma de onda de tensión a lo largo de un devanado real. A pesar de tener los valores exactos de los parámetros del devanado experimental, errores en las mediciones en la respuesta real de tensión y de no contemplarse parámetros dependientes de la frecuencia en el modelo, debido a la naturaleza de la implementación, los resultados obtenidos se aproximan considerablemente a la respuesta real del devanado. Se debe señalar que se necesita un alto muestreo en la excitación del modelo para obtener resultados más exactos.

Debido a que se pueden controlar todos los parámetros del modelado, se pueden realizar simulaciones de devanados con o sin conexión a tierra alterando solamente un elemento en la matriz de capacitancias e inductancias.

El modelo permite calcular la tensión o la corriente en cada espira del devanado, recordando que a mayor cantidad de espiras se necesita mayor tiempo de cómputo.

### 5.1.2. RESPECTO A LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN.

De las simulaciones en PSCAD con la configuración de convertidor conectado al cable de transmisión se demostró que a distancias pequeñas (menores a 1 km) se generan sobretiros a la entrada de la carga debido a una disminución del tiempo de viaje del convertidor a la carga, generando mayor cantidad de reflexiones, y con esto, un incremento en la frecuencia natural del cable. A distancias mayores, estos sobretiros desaparecen debido a la atenuación de la forma de onda, por pérdidas en el conductor.

Con ayuda del modelo de parámetros concentrados, se pudo observar el efecto del número de niveles de la excitación PWM en la distribución de potencial dentro del devanado de transformador. Las simulaciones del PWM de dos, tres y cinco niveles presentaron sobretiros para cada pulso.

Se observó que para la menor cantidad de niveles, existen magnitudes mayores de sobretiro de tensión en el devanado. Para una excitación PWM de cinco niveles, los sobretiros de tensión se reducen considerablemente, siendo ésta la excitación que posee la menor  $dv/dt$  de las tres simuladas. De esta forma, una mayor relación  $dv/dt$  en la excitación origina mayores magnitudes de sobretiros. Esta observación se respalda con el hecho de que el mayor sobretiro de tensión para cada excitación se presentó en el pulso que posee la mayor relación  $dv/dt$  de todo el intervalo simulado.

Se observó que para altas  $dv/dt$  se modifica la distribución de potencial en el devanado, haciéndolo menos lineal. De la teoría de diseño para transformadores, se sabe que una distribución de potencial de este tipo genera altos esfuerzos al material aislante entre espiras. Esto puede ser un problema significativo, ya que esta condición se repite cada vez que la alta  $dv/dt$  aparece, es decir, en los flancos de cada pulso, estresando continuamente al material dieléctrico.

Todos los esfuerzos presentados son menores a la rigidez dieléctrica del material simulado (resina epóxica). Sin embargo, con la alta repetición de los pulsos el material se envejece prematuramente.

### 5.1.3. RESPECTO A MEDICIONES EXPERIMENTALES.

Las mediciones en laboratorio mostraron que la exposición de un material dieléctrico a excitaciones de alta frecuencia incrementa la magnitud de descargas parciales con una baja tasa de repetición en comparación con una excitación a 60 Hz.

Para conductores convencionales, el incremento de frecuencia en la excitación representó una reducción en su tiempo de vida. El alambre magneto convencional presentó ruptura después de cinco horas.

El incremento de la  $dv/dt$  en la excitación también tiene un efecto adicional a la frecuencia sobre el dieléctrico. Al aplicar cortes cuando la excitación a alta frecuencia alcanza el máximo valor, se incrementó la  $dv/dt$  en la excitación acelerando el deterioro en el material dieléctrico. Esto provoca un incremento mayor en las magnitudes de descarga parcial a menor tasa de repetición, lo cual reduce el tiempo para generar ruptura.

Por otro lado, los conductores magneto resistentes a picos de inversor (ISR), construidos con un material dieléctrico más resistente, no presentaron cambios significativos en la magnitud de descargas parciales ni en su tasa de repetición. En consecuencia, no se observó ruptura en los pares trenzados durante el tiempo de prueba. Esto se debe a que el material dieléctrico de este tipo de conductores magneto tiene mejor capacidad de liberar la carga depositada por el campo eléctrico de la excitación en el dieléctrico.

El material dieléctrico de un devanado sometido a una excitación de alta frecuencia necesita de un ligero incremento en la conductividad de la superficie del dieléctrico que permita liberar carga inyectada con más rapidez, disminuyendo magnitudes de descarga parcial a una mayor tasa de repetición.

Las magnitudes de descarga parcial están en relación con la frecuencia y la carga residual en la superficie del dieléctrico. Un incremento de frecuencia disminuye el tiempo para que la carga deje la superficie del dieléctrico. Al incrementar la carga residual las descargas parciales subsecuentes se generan con mayor magnitud. Como se ha estudiado en motores, al incrementar la magnitud de las descargas, también lo hace la temperatura, como pudo comprobarse en las termografías, degradando al material dieléctrico rápidamente. Este efecto se acentúa con altas relaciones  $dv/dt$ . Para materiales dieléctricos con un ligero incremento en la conductividad superficial, las magnitudes de descarga parcial disminuyen además de presentar mejor transmisión del calor y por lo tanto un menor incremento de temperatura.

## 5.2 APORTACIONES.

El modelo de parámetros concentrados contempla las pérdidas en las espiras del devanado del transformador y es solucionado en el dominio del tiempo, sin aplicar transformaciones numéricas frecuencia-tiempo.

El modelo puede ser modificado para conocer el potencial y/o corriente en cada espira con solo cambiar una matriz identidad en el modelo.

Se pudo determinar el esfuerzo dieléctrico dentro del devanado de transformador ante excitaciones PWM, ya que publicaciones previas se han limitado a la entrada del devanado o a mediciones de sus propiedades dieléctricas para estimar las causas del envejecimiento acelerado.

Se comprobó en forma experimental el efecto del incremento de frecuencia y  $dv/dt$  al material dieléctrico empleado en devanados, determinando que el incremento en cualquiera de ellas acelera el proceso de envejecimiento del material dieléctrico.

Se pudo observar de forma experimental el efecto en la temperatura de excitaciones de alta frecuencia en diferentes materiales aislantes, donde el magneto ISR presenta mejor comportamiento debido a su material dieléctrico.

## 5.3 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

Es necesario incluir aproximaciones de elementos dependientes en la frecuencia en el modelo de parámetros concentrados en el dominio del tiempo para aproximar mejor el comportamiento real de un devanado.

Comparar el modelo empleado en este trabajo con un modelo de parámetros distribuidos y determinar si existen componentes de alta frecuencia que no se hayan observado en este trabajo.

Es importante tener datos más exactos del devanado que aproximen mejor la respuesta real del devanado a modelar. La precisión del modelo depende de la veracidad de los parámetros que describen como dimensiones geométricas para el cálculo de capacitancias e inductancias, permitividad y permeabilidad.



No se realizó el modelado del devanado de baja tensión, por lo cual, tomarlo en cuenta para futuras simulaciones ampliaría el conocimiento del esfuerzo dieléctrico cuando existe una tensión PWM inducida de un devanado a otro.

Realizar un análisis más detallado de la temperatura a lo largo de todo el periodo de envejecimiento de las muestras en el laboratorio para conocer el comportamiento del dieléctrico al acercarse la ruptura.

Realizar el modelo del devanado que pueda simular blindajes, vueltas falsas o intercaladas para conocer cómo cambia la distribución de potencial en los flancos de los pulsos de excitaciones no sinusoidales.

Formular alguna metodología para predecir el envejecimiento prematuro del material aislante en base a los resultados obtenidos con el modelo de parámetros concentrados.

Se puede añadir una sección para el cálculo de inductancias o capacitancias al algoritmo de parámetros concentrados implementado en Matlab para no depender de COMSOL Multiphysics en la obtención estos parámetros.

## BIBLIOGRAFÍA.

- [1] T. Koltunowicz, G. Bajracharya y D. Djairam, «Defining A Transformer's Aging Factors In the Future,» de *International Conference and Exhibition on Electricity Distribution*, Praga, Republica Checa., Junio, 2009.
- [2] B. Wu y S. Rizzo, «Active damping control of PWM CSI high power induction motor drives,» de *31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, Galway, Irlanda, Junio, 2000.
- [3] Al-Haddad, «A Modeling Technique to Analyze the Impact of Inverter Supply Voltage and Cable Length on Industrial Motor-Drives,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, nº 2, pp. 753-762, Marzo, 2008..
- [4] X. Yang, Y. Cao y Y. Gong, «Investigation on Capacitive Parasitization in PWM Inverter Motor Drive System,» de *Power electronics and Motion Control Conference*, Shangai, China, Febrero,2000.
- [5] S. Amarir y K. Al-Haddad, «A modeling technique to analyze the impact of Inverter Supply Voltage and cable length on industrial motor-drives,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, nº 2, pp. 753-762, Marzo, 2008.
- [6] G. Stone, «New IEC standards for qualifying stator insulation systems for PWM converter drives,» de *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing*, Tennessee, USA, Octubre,2007.
- [7] A. Altmann y K. Engel, «PD analysis during accelerated aging tests for the optimization of HV electrical machine insulation,» de *Proceedings of the 6th International conference in optimization of electrical and electronical equipments*, Brasov, Rumania, Mayo, 1998.
- [8] D. Fabiani y G. Montanari, «Relation between space charge accumulation an partial discharge activity in enameled wires under PWM like voltage forms,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 11, nº 3, pp. 393-405, Junio,2004.
- [9] M. Florkowski y J. Furgal, «Analysis of fast transient voltage distributions in transformer windings under different insulation conditions,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 19, nº 6, pp. 1991-1997, Diciembre, 2012.
- [10] C. Hudon, J. Seguin y N. Amyot, «Turn insulation aging of motors exposed to fast pulses of inverter drives,» de *Electrical Insulation Conference*, pp: 414-417, Varennes, Quebec, Canada,

1997.

- [11] W. Yin y K. Bultemeier, «Critical factors for early failure of magnet wires in inverter fed motor,» de *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Annual report,* Texas, EUA., 1995.
- [12] V. Vargas y I. Rosales, «Detección de fallas en los equipos eléctricos del sistema artificial utilizado para la producción de petróleo en plataformas marinas,» *Boletín IIE,* Morelos, México, Septiembre, 2007.
- [13] G. Scheuer, B. Monsen y K. Rongve, «Subsea Compact Gas Compression with High Speed VSDS and Veri Long Step-Out Cables,» de *Conference Record PCIC Europe,* Turgi, Suiza, 2009.
- [14] G. Scheuer y B. Monsen, «Asgard subsea gas compression - Technology qualification testing with high-speed VSD and very long step-out cable,» de *Conference Record PCIC-IEEE,* Illinois, USA, septiembre, 2012.
- [15] M. Khanali y S. Jayaram, «Effects of voltages with high frequency contents on the transformer insulation properties,» de *Electrical Insulation Conference,* Ontario, Canadá, junio, 2013.
- [16] T. G. Automatics, «Medium Voltage Drives Overview, Evolution & Application,» de *Western Mining Electrical Association Conference,* Nevada, EUA, Noviembre, 2004.
- [17] J. Rodriguez y J. Pontt, «Resonances an overvoltages in a medium-voltage fan motor drive with long cables in an underground line,» *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 42, n° 3, pp. 856-863, Junio, 2006.
- [18] B. Florkowska, J. Roerich y P. Zydron, «Measurement And Analisis of Surface Partial Discharges Waveforms,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation,* vol. 18, n° 4, pp. 990-996, Julio 2011.
- [19] IEC-60034-18-42, «Rotating electrical Machines,» International Electrotechnical Comission, Genova, Suiza, Febrero, 2006.
- [20] A. Mbaye, F. Grigorescu y T. Lebey, «Existence of Partial Discharges in Low-voltage Induction Machines Supplied by PWM Drives,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation,* vol. 3, n° 4, pp. 554-560, 1996.
- [21] B. Florkowska y M. Florkowsky, «Comparision of PWM and SIN aging of insulated material subjected to surface discharges,» de *Annual report Conference on Electrical Insulation an Dielectric Phenomena (CEIDP),* Quebec, Canadá, Octubre, 2012.
- [22] C. Hudon y N. Amyot, «Testing of low voltage motor turn insulation intended for Pulse Width Modulated applications,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation,*

vol. 7, nº 6, pp. 783-789, Diciembre, 2000.

- [23] P. Gómez, F. P. Espino y F. De León, «Computation of the Dielectric Stresses Produced by PWM Type Waveforms on Medium Voltage Transformer Windings,» de *Annual Report Conference on Electrical Insulation an Dielectric Phenomena*, Ciudad de México, 2010.
- [24] B. Florkowska y J. Furgal, «Impact of oil and temperature on initial voltage distributions in transformer windings at ultra fast stresses,» de *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Krakow, Polonia, 2010.
- [25] R. Liñan, «Monitoreo en línea para la detección de fallas en transformadores de potencia,» de *Jornadas Latinoramericanas e Iberoamericanas en Alta tension y Aislamiento Eléctrico*, Morelos México, 2007.
- [26] S. Kulkarni y K. S., "Transformer Engineering: Design and Practice", Mumbai, India: Marcel Dekkel Inc., Mayo, 2004.
- [27] B. Ooi, F. Galiana y D. McGillis, «Research in Pulse Width Modulated HVDC transmission,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, nº 2, pp. 229-235, 1990.
- [28] A. Arvindan, «Transformer less power transfer at unity power factor via HVDC link using improved power quality HCC PWM AC-DC converter,» de *Annual IEEE India Conference*, Gujarat, India, Diciembre, 2009.
- [29] F. P. Espino-Cortés, P. Gómez y J. D. B. Ramírez, «Modeling of Heat Generated on Stress Grading Coatings,» *IEEE Transactions of Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, nº 4, pp. 1328-1333, Febrero, 2011.
- [30] E. Persson, «Transient Effects in Application of PWM inverters to induction motors,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, nº 5, pp. 1095-1101, Septiembre, 1992.
- [31] D. Juárez, «Análisis de la distribución de la tensión de impulso en devanados de transformadores tipo columna,» Tesis de Maestría, SEPI-ESIME, IPN, México, DF, 2002.
- [32] R. Ocón, «Determinación de deformaciones mecánicas en devanados de transformadores de potencia por medio de análisis de la función de transferencia del devanado,» Tesis de maestría, SEPI-ESIME, IPN, México, DF, Diciembre, 2004.
- [33] J. DeLeon, «"Estudio del efecto de las tensiones tipo PWM en los sistemas de aislamiento de transformadores de media tensión alimentados por variadores de velocidad",» Tesis de maestría, SEPI-ESIME, IPN, México DF., 2009.
- [34] D. Soto, «Técnicas computacionales para el diseño dieléctrico de transformadores de potencia,» Tesis de maestría, SEPI-ESIME, IPN, México, DF, julio, 2012.

- [35] T. Lewis, «Transient Behavior of Ladder Networks of the Type Representing Transformer an Machine Windings,» *Power Engineering Proceedings of the IEEE*, vol. 101, nº 83, pp. 541-553, Octubre, 1954.
- [36] J. Martinez, P. Gómez y F. d. Leon, "Power Systems Transients", Florida, EUA: CRC Press, 2010.
- [37] L. Rabins, «A New Approach to the Analysis of Impulse Voltages and Gradients in Transformer Windings,» *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 78, nº 4, pp. 1784-1791, Diciembre, 1959.
- [38] J. Naredo y K. Cornik, «A computer model for calculating steep-fronted surge distribution in machine windings,» *Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, nº 1, pp. 95-101, Marzo, 1989.
- [39] K. Cornick, B. Filliat, C. Kieny y W. Muller, «Distribution of very fast transient overvoltages in transformer windings,» de *CIGRE*, Paris, Francia, 1992.
- [40] K. Ravagan y L. Satish, «An Efficient Method to Compute Transfer Function of a Transformer from its Equivalent Circuit,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, nº 2, pp. 1261-1262, Abril, 2005.
- [41] C. Multiphysics, «AC/DC Module,» de *COMSOL User guide*, Röntgenlaan, The Netherlands, Version 3.5a, Noviembre, 2008, pp. 63-67.
- [42] M. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, Washington, D. C.: CRC Press, 2001.
- [43] R. Reyes, «Modelado de transformadores para el analisis de descargas parciales,» Tesis de Maestría, SEPI-ESIME, IPN., Mexico, DF, 2013.
- [44] PSCAD, «Online Help System,» de *PSCAD Handbook*, Manitoba, Canadá, Manitoba HVDC Research Center, Noviembre, 2005.
- [45] N. Mohan y M. Tore, "Electronica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño.", Nueva York, USA: McGraw-Hill/Interamericana, 2009.
- [46] S.Zaegl y Walter, «Applications of dielectric spectroscopy in time and frequency domain for HV Power equipment,» *IEEE-Electrical Insulation Magazine*, vol. 19, nº 6, pp. 9-22, 2008.
- [47] Viakon, "Cables de Media Tensión", Monterrey, Nuevo Leon: VIAKON, Dirección Web: <http://www.viakon.com/pdf/categorias/10.pdf>, 2012.
- [48] Resina Epoxica Dielectrica: propiedades, «Epolyglass,» [En línea]. Available: <http://www.epolyglas.com/resinas.htm>. [Último acceso: sabado 26 enero 2013].

- [49] I. Epoxyglass, «Epoxyglass- catalogo de resinas,» [En línea]. Available: [http://www.epolyglas.com/catalogo\\_resinas.htm](http://www.epolyglas.com/catalogo_resinas.htm). [Último acceso: 24 Febrero 2013].
- [50] IEC-60270, «Partial Discharge Measurements,» International Electrotechnical Commission, Genova, Suiza, Julio,2001.
- [51] S. Grzybowski y A. Mani, «Partial Patterns of magnet wire samples under voltage stresses,» de *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Tennessee,USA, octubre, 2005.
- [52] S. Savin, S. Amar y G. Velu, «Aging effects on the AC motor windings: A correlation between the variation of turn-to-turn capacitance and the PDIV,» de *Annual Report Conference on Electrical Insulation an Dielectric Phenomena*, Quintana Roo, México, octubre, 2011.
- [53] Wound Motor PWM resistant, Premium Efficient Motors, California, USA: BALDOR Motor-Drives, 2003.
- [54] IEC-60851-5, «Winding wires, electrical properties,» International Electrotechnical Commission, Genova, Suiza, 2004.
- [55] I. Cruz, «Depósito Controlado de Micro-fibras Producidas Mediante el Proceso del Electrohilado,» Tesis de licenciatura, ESIME-IPN, Mexico. DF, Diciembre,2008.
- [56] T. Mizutani y T. Kondo, «PD Patterns and PD current shapes of a void in LDPE,» de *International Conference on Properties and Aplications of Dielectric Materials*, Xi'an, China, junio, 2006.
- [57] Tettex Instruments, «TE 571-Operating Instructions,» Haefely Trench, High Voltage Technology, Basilea, Suiza.
- [58] M. Negishi y K. Akada, «Space charge accumulation in coating materials for motor windings under DC high voltage,» de *International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, Bali, Indonesia, septiembre, 2012.
- [59] Drives-Motors, Super-E Premium Efficient Motors, Arkansas, USA: Baldor Electric Company, 2003.
- [60] M. D. Lorenzo y R. Schifani, «Direct interacion between partial discharge and temperature on epoxies: phenomenological life models,» *Journal of Physics: applied physics*, vol. 35, nº 1, pp. 33-39, junio, 2002.
- [61] J. Maza y J. Mosquera, *Fisica del estado sólido*, Galicia, España: Servicio de publicaciones e intercambio científico, 4 Ed., 2008.

# APÉNDICE : IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR.

La implementación de un convertidor en PSCAD permite conocer el comportamiento de la señal PWM bajo diferentes condiciones de carga y como excitación al modelo del devanado de transformador. Los componentes utilizados y sus características se describen a continuación.

## a) Señales de comparación:

La señal  $v_{control}$  necesaria para cada pierna del inversor es implementada como una señal sinusoidal (en PSCAD: *Master Library/CSMF/Modulator*) que define la frecuencia fundamental en la salida del convertidor. Se aplican 3 señales sinusoidales con la misma magnitud (8 kV [44]) a 60 Hz, con un desfase de  $120^\circ$  eléctricos entre cada pierna (Figura A.1). La magnitud y frecuencia son controladas con Sliders (*Master Library / I/O Devices*).

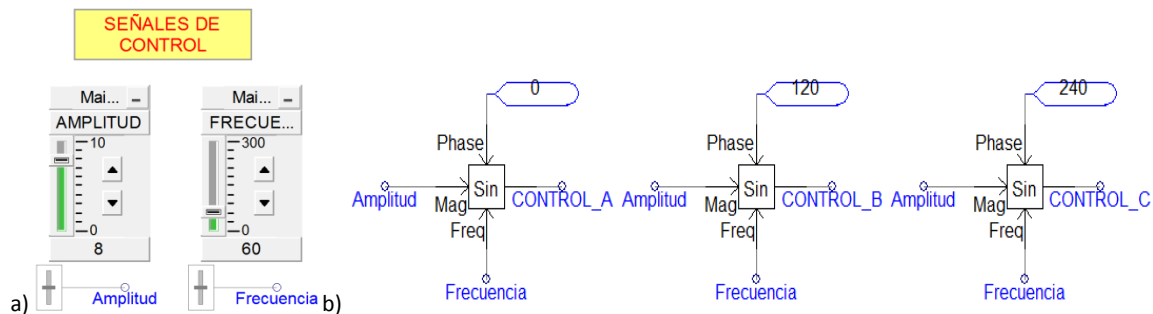


Figura A.1. a) Parámetros para señal de control y triangular, b) Señales de control para el sistema trifásico.

La señal triangular ( $v_{tri}$ ) posee una magnitud de 10 kV a 900 Hz que define la conmutación de los IGBT. Esta señal es controlada desde un generador de señales (*Master Library/CSMF*, Figura A.2). La magnitud de ésta, frente a los 8 kV de la  $v_{control}$ , mantiene un  $m_a \leq 1$ , condición necesaria para evitar sobremodulación.

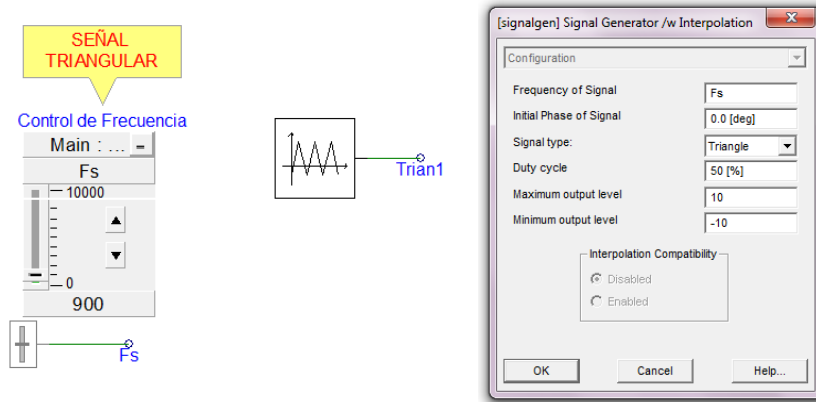


Figura A.2. Señal triangular.

b) Comparadores.

Cada una de las señales de control (Fases A, B y C) es comparada por medio de un comparador (*Master Library/CSMF/Comparator*, (Figura A.3) bajo el criterio de la ecuación (3.3), resultando en pulsos que activan la apertura o cierre de los IGBT. Los pulsos aplicados a los IGBT de una pierna están desfasados 180° con ayuda de un inversor (*Master Library/Logical/Interpolated Signal Inverter*). Se incluye el ángulo de disparo  $\alpha = 0.1\text{rad}$  (5.72°), el cual se aplica para evitar que los dos semiconductores de una misma pierna conduzcan al mismo tiempo generando un cortocircuito (Figura A.3).

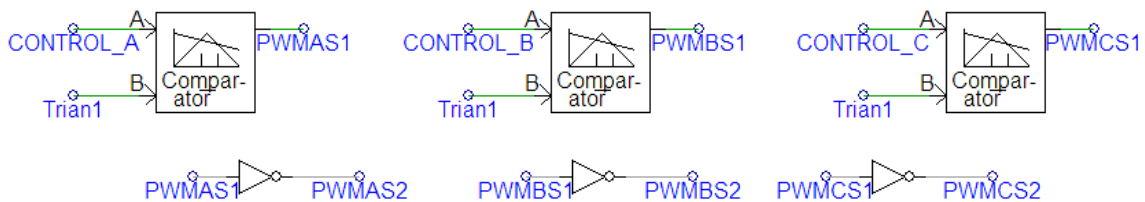


Figura A.3. Señales de control para IGBT.

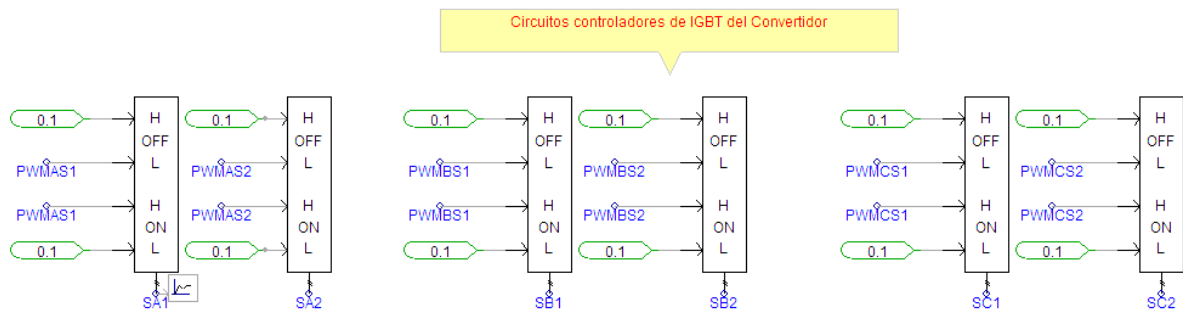


Figura A.4. Circuitos controladores de IGBT para el inversor.



c) Convertidor.

El convertidor resultante se muestra en la Figura A.5. Está compuesto por una fuente trifásica de  $7.277 \text{ kV}_{\text{rms}}$ , para la obtención de una salida del convertidor de  $4.2 \text{ kV}_{\text{rms}}$ , ( $5.9396 \text{ kV}_{\text{pico}} = \frac{V_{\text{fuente-pico}}}{2} \cdot 0.916$ ) [44]. Posee seis diodos rectificadores (D), dos por cada fase para cada polaridad de la sinusoide de excitación. En paralelo están dos capacitores para rectificación (1000 mF) uno para cada etapa de switcheo. Tres pares de IGBT generadores de pulsos, (SA, SB y SC) correspondientes a cada pierna, son controlados por los circuitos controladores (Figura A.4). Incluye además seis diodos de libre camino (D1), dos por cada pierna para cada etapa de switcheo (D1-D2), que permiten el flujo si el IGBT se cierra y la corriente está en el semiciclo negativo de la  $v_{\text{control}}$ .

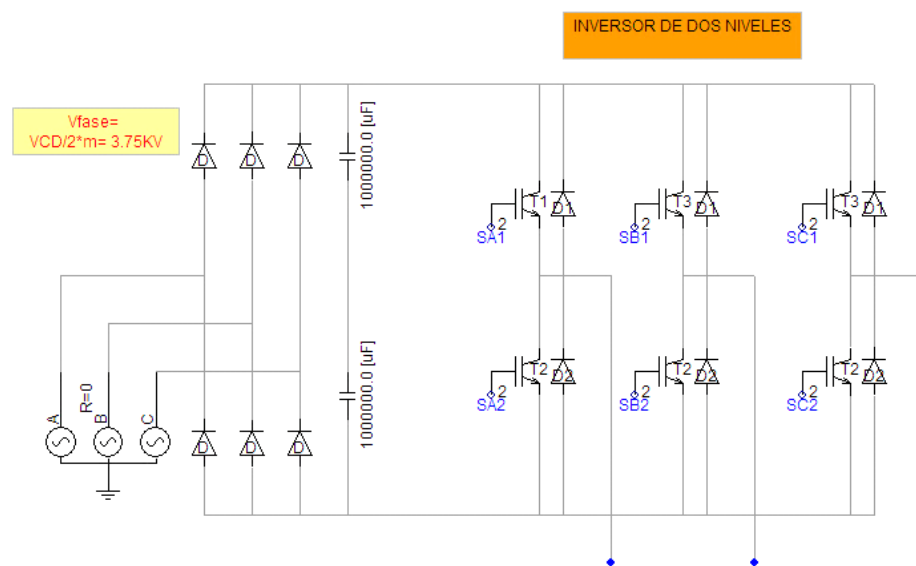
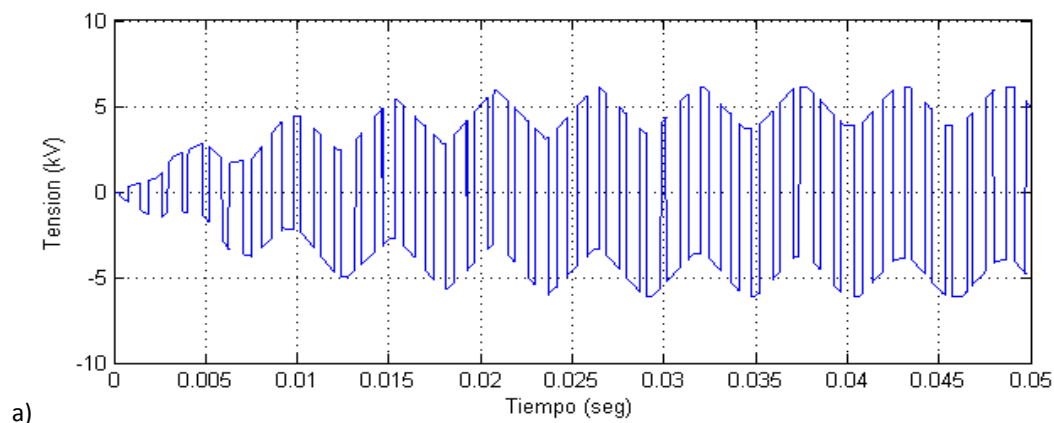


Figura A.5. Convertidor trifásico con IGBT.

La tensión fase a fase para un PWM a dos niveles se muestra en la Figura A.6.a. Además, se aprecia la tensión de fase a tierra (Figura A.6.b).



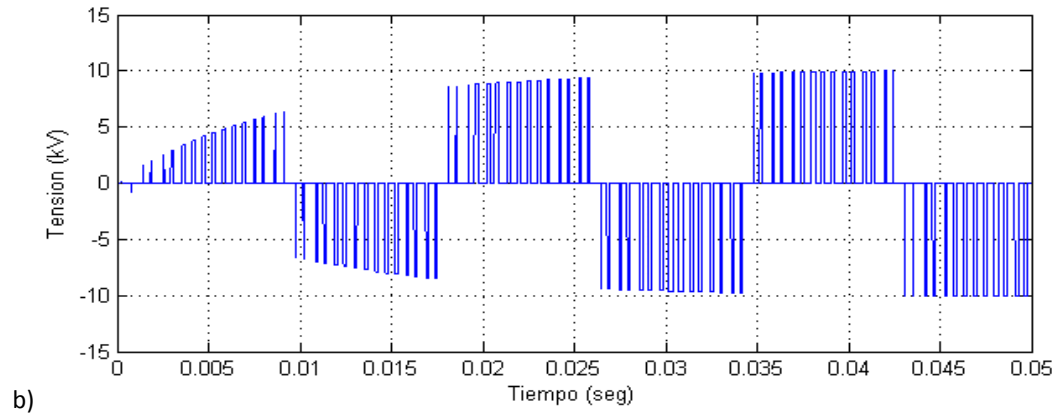


Figura A.6. Salidas del convertidor hacia la carga: a) entre fases del convertidor, b) entre una fase y tierra.