



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN**

**ANÁLISIS DE LOS ESFUERZOS ELÉCTRICO Y TÉRMICO EN
EMPALMES DE CABLES DE MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS
CON TENSIONES NO SINUSOIDALES.**

“TESIS”

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. CARLOS GUERRA MARTÍNEZ



México, D.F. Julio 2010



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MEXICO siendo las 12:00 horas del día 14 del mes de Junio del 2010 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la: E. S. I. M. E. ZAC. para examinar la tesis titulada:

"ANÁLISIS DE LOS ESFUERZOS ELÉCTRICO Y TÉRMICO EN EMPALMES DE CABLES DE MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES."

Presentada por el alumno:

GUERRA

Apellido paterno

MARTÍNEZ

Apellido materno

CARLOS

Nombre(s)

Con registro:

A	0	8	0	4	4	0
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

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

LA COMISIÓN REVISORA

DIRECTOR(A) DE TESIS

DR. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ
RIVAS

PRESIDENTE

DR. DAVID SEBASTIÁN BALTAZAR

SECRETARIO

DR. ELMER SANTOS MORA

SEGUNDO VOCAL

DR. GERMAN ROSAS ORTIZ

TERCER VOCAL

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. JAIME ROBLES GARCÍA



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de México, Distrito Federal, el día 15 del mes de Junio del año 2010. El que suscribe CARLOS GUERRA MARTÍNEZ alumno del programa de MAESTRÍA EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA con número de registro A080440, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME unidad Zacatenco, manifiesta que es autor intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS y cede los derechos del trabajo titulado ANÁLISIS DE LOS ESFUERZOS ELÉCTRICO Y TÉRMICO EN EMPALMES DE CABLES DE MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES 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 autor y/o director del trabajo. Éste puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: Calzada de los Misterios # 56 Dpto. 7 Col. Tepeyac C.P. 06600 En México D.F. O bien al correo electrónico guerrapot.85@gmail.com o guerracar_10@hotmail.com si el permiso se otorga, el usuario deberá dar agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.



Ing. Carlos Guerra Martínez.

RESUMEN

Un gran número de fallas cables alimentadores son asociadas con una mala instalación de empalmes y terminales. En un empalme mal instalado la presencia de descargas parciales o generación excesiva de calor producen con el tiempo la falla completa del cable. Sin embargo también existen causas que no tienen que ver con una mala instalación sino con las condiciones de operación de los cables. En los últimos años el uso de controladores de velocidad variable (CVV) en sistemas industriales de gran potencia ha sido asociado a un incremento de fallas en los empalmes de cables alimentadores. Se considera que esto se debe a que la gran mayoría de estos controladores utilizan convertidores fuente de tensión (CFT) con modulación de ancho de pulso (PWM). Las tensiones del tipo PWM distan mucho de ser la onda sinusoidal para la cual la mayoría de los sistemas de aislamiento son diseñados, esto ha causado problemas significativos en el sistema de aislamiento de otros equipos utilizados con CVV en el rango de media tensión. Los motores, transformadores y terminales de cables han sido identificados como los elementos más perjudicados en estos sistemas. En el caso de empalmes utilizados en alimentadores de gran longitud también se han reportado fallas, pero no ha sido clarificado si estas están asociadas con el tipo de tensión y por lo tanto no se han propuesto soluciones. Por tal motivo este trabajo estudia los efectos de pulsos rápidos de tensión en los esfuerzos eléctricos y térmicos en empalmes de cables. El método del elemento finito fue utilizado para analizar el campo eléctrico y la generación de calor en empalmes.

Como primer paso se obtuvieron los parámetros eléctricos (L y C), para verificar la presencia de reflexiones en un empalme modelado en ATP Draw como un circuito Pi. Posteriormente se modeló el campo eléctrico en un empalme considerando la no linealidad de los materiales utilizados para atenuar el campo eléctrico. El calor generado, también fue calculado, mostrando como la presencia de recubrimientos con conductividad no lineal generan una cantidad de calor considerable. Como una alternativa de solución, se consideró el uso de materiales compuestos con valores de permitividad elevados y baja conductividad eléctrica, para poder controlar el campo eléctrico en los empalmes sin generar calor. Al obtener buenos resultados en las simulaciones se procedió a probar diferentes materiales compuestos, los cuales presentaban valores de permitividad altos pero a baja frecuencia. Los resultados fueron que estos materiales compuestos, bajo pulsos rápidos, presentan un valor de permitividad mucho menor que el medido a baja frecuencia. Con lo anterior se determinó que este tipo de materiales no sirve de mucho para controlar el campo eléctrico.

Ya que los materiales compuestos de alta permitividad pueden no ser la solución para este problema, se consideró una segunda alternativa. Dos opciones fueron analizadas, la primera fue colocar un cono atenuador en lugar de la capa semiconductor en el empalme y la segunda fue fijar un contenedor de agua des-ionizada a lo largo de todo el empalme. En ambos métodos se obtuvieron resultados satisfactorios ya que redujo el campo eléctrico al igual que el calor.

ABSTRACT

A large number of failures on cable splices and cable terminations are related to an incorrect installation. A wrong installation of splices can lead to partial discharges or excessive heat generation and with the time the complete failure of the cable. However, there are other causes of failures related more to the operation conditions of the cables. In the last years, the use of Variable Speed Drivers (VSD) in high power industrial systems have been considered as a source of failures in splices, especially when the VSD use a Voltage Sourced Converter (VSC) with Pulses width Modulation (PWM). PWM Voltages can produce failures in the insulation system of equipments fed by medium voltage VSC. Motors, transformers and cable terminations have been identified as the elements more prone to failure, and these elements haven been subject o several studies to improve their performance when working under this type of waveforms. Splices used in long motor feeders have also present failures, however, there is not much information about the causes of the failures and as a consequence no solutions have been proposed. For this reason in this thesis the effect of fast voltage pulses on the electric and thermal stresses in splices of cables is studied. Modeling with finite element was used to analyze the electric field and heat generation in splices.

First the electric parameters (L and C) of the splice were computed using FEM. These parameters where used to simulate the splice in ATP Draw as a Pi circuit in a long feeder. After determining the type of voltage seen by the splice electric field considering non linearity of the material was computed. The heat generation in the splice was also determined. As a possible solution the use of high permittivity composite materials was analyzed. According to simulations these materials can reduce the electric field without increasing considerable the heat on the splices; however, after experimental measurements of permittivity on different composite materials, it was found that the permittivity reduces considerably under fast pulses compared to the values obtained for low frequency. According to this result this type of composites will not represent a solution for controlling the electric field on splices energized by PWM waveforms.

Since the compound materials with high permittivity could not be a solution for this problem, other alternatives were considered. Two more options were analyzed, the first with the use of stress cone instead of the semiconductor layer and second by using de-ionized water on the splice. Both methods show promising results in reducing the electric field and resistive heating in the splices when fed by fast pulses.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por permitirme recorrer estos caminos, su riqueza en la vida y su amor que me dan fuerzas para seguir adelante.

Gracias al Dr. Fermín Pascual Espino Cortes, a quien admiro por su dedicación y empeño en lograr sus proyectos, por su experiencia y estudio. Gracias por su paciencia y tolerancia hacia mi persona.

Agradezco a mis Padres Carlos y Amelia por haberme dado cariño y apoyo incondicional, acompañándome desde mis primeros pasos. Por haberme orientado por el camino del estudio y alentarme para continuar siempre en mis proyectos.

Gracias a mis Hermanos Omar y Cruz Elena por su apoyo incondicional durante este proyecto, su tolerancia y preocupación por mí, además de alentarme e impulsarme siempre a salir adelante.

Gracias a mis maestros, por su paciencia y comprensión, además fueron ejemplo y guía en los caminos del conocimiento.

Agradezco al CONACyT porque me hicieron sentir que la unión de esfuerzos vale la pena por un mundo mejor.

Gracias a los colegas y compañeros con los que he tenido la oportunidad de intercambiar lecciones y puntos de vista, los cuales fueron enriquecedores en cada proyecto.

Y en general agradezco a todas aquellas personas que de manera directa e indirecta me brindaron su apoyo para lograr y llevar a buen término este trabajo de Tesis.

Sinceramente

Carlos Guerra Martínez.

ÍNDICE

RESUMEN	I
ABSTRACT	II
AGRADECIMIENTOS	III
ÍNDICE	IV
LISTA DE FIGURAS	VIII
LISTA DE TABLAS	XIII
SIMBOLOGÍA	XIV
ABREVIATURAS	XV
GLOSARIO DE TÉRMINOS	XVI
CAPÍTULO 1 : INTRODUCCIÓN	17
1.1 Generalidades.	17
1.2 Planteamiento del Problema.	18
1.3 Objetivos.	20
1.3.1 Objetivo General.	20
1.3.2 Objetivos Particulares.	20
1.4 Justificación.	21
1.5 Estado del Arte.	22
1.6 Aportaciones.	24
1.7 Limitaciones y Alcances.	24
1.8 Estructura de la Tesis.	25

CAPÍTULO 2 : EMPALMES DE MEDIA TENSIÓN	26
2.1. Introducción.	26
2.2. Terminales de Cables en Media Tensión.	27
2.2.1. Principio de operación.	27
2.2.2. Técnicas para la Reducción del Esfuerzo Eléctrico.	28
2.2.2.1. Método geométrico (cono de alivio).	28
2.2.2.2. Método de la resistividad variable o conductividad lineal.	28
2.2.2.3. Método capacitivo con materiales de alta permitividad.	29
2.2.3. Tipos de Terminales.	29
2.2.3.1. Terminal clase 1.	29
2.2.3.2. Terminal clase 2.	30
2.2.3.3. Terminal clase 3.	32
2.3. Empalmes de Cables en Media Tensión.	33
2.3.1. Principios de Operación.	33
2.3.2. Clasificación y Tipos.	35
2.3.2.1. Encintados.	36
2.3.2.2. Moldeados en fábrica.	36
2.3.2.3. Moldeados en el campo.	37
2.3.2.4. Termo-contráctiles.	38
2.4. Sistemas Eléctricos de Media Tensión con Formas de Onda no Sinusoidales.	39
2.5. Reflexiones de Tensión en Cables Alimentadores.	41
2.5.1. Reflexión de Onda	41
2.5.2. Diferentes casos.	42
CAPÍTULO 3: MODELADO DE EMPALMES EN MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES.	45
3.1. Introducción.	45
3.2. Cálculo de los Parámetros del Empalme.	45
3.2.1. Cálculo de la inductancia de un empalme.	46
3.2.1.1. Cálculo del Potencial Vectorial Magnético (A).	46
3.2.1.2. Cálculo de la Energía Magnética en el Empalme Empleando el Potencial Vectorial Magnético (A).	48
3.2.1.3. Inductancia Propia del Empalme.	49
3.2.2. Cálculo de la capacitancia de un empalme.	52
3.2.2.1. Cálculo del Potencial Escalar Eléctrico.	52
3.2.2.2. Cálculo de la Energía en el Empalme empleando el Potencial Escalar Eléctrico	53
3.2.2.3. Capacitancia del Empalme	54
3.2.3 Cálculo de L y C en Forma Analítica para un Cable Coaxial.	57

3.2.4. Modelado en ATP de las reflexiones en los empalmes.	58
3.3. Modelado de Esfuerzos en los Empalmes.	60
3.3.1. Modelado del Campo Eléctrico en el Empalme en el Dominio del Tiempo y con Materiales con Conductividad No Lineal	60
3.3.2. Materiales con Conductividad No lineal para el Control del Campo Eléctrico.	61
3.3.3. Generación de Calor en los Empalmes con Recubrimientos Semiconductores.	64
CAPÍTULO 4: DISEÑOS DE EMPALMES EN MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES	71
4.1. Introducción.	71
4.2. Materiales con Permitividad Alta como una Solución para la Generación de Calor.	71
4.3. Análisis de la Distribución del Campo Eléctrico en un Empalme con Materiales de Alta Permitividad Bajo la Aplicación de un Pulso Rápido.	72
4.4. Medición de la Permitividad de Materiales Compuestos Alimentados con Pulsos Rápidos.	75
4.5. Diseños para la Reducción de los Esfuerzos Eléctrico y Térmico en Empalmes.	79
4.5.1. Cono Atenuador	80
4.5.1.1. Diseño de Cono Atenuador con el uso de MEF.	80
4.5.2. Contenedor de Agua Des-ionizada.	84
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.	87
5.1.- Conclusiones.	87
5.2.- Recomendaciones para Trabajos Futuros.	88
REFERENCIAS	89
I. ANEXO A: MÉTODO DEL ELEMENTO FINITO	92
Introducción	92
Aplicación del método.	92
Discretización de la región de solución.	97
Obtención de las ecuaciones que gobiernan los elementos triangulares que discretizan el medio continuo.	98
Ensamblado de todos los elementos y obtención de los potenciales en los nodos.	99

II. ANEXO B: FIGURAS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS A LOS MATERIALES COMPUESTOS OBTENIDAS CON EL SOFTWARE ORIGIN 8.0.	102
III. ANEXO C: REFRACCIÓN DIELECTRICA.	105
IV. ANEXO D: EQUIPO UTILIZADO PARA LA MEDICIÓN DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DE LOS MATERIALES COMPUESTOS, ALIMENTADOS CON PULSOS RÁPIDOS.	107
Generador de pulsos rápidos de tensión.	107
Osciloscopio.	108
Bobina de precisión.	109
Cables coaxiales	110
Punta atenuadora de alta tensión.	110

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Formas de onda de tensión en la terminal de una conexión estrella de un motor alimentado con un convertidor de dos niveles. (a) Tensión fase a fase, (b) Tensión de fase a tierra, (c) sobretensiones en la terminal del motor [6].	19
Figura 1.2	Reflexiones en línea de transmisión alimentada por un generador de pulsos [10].	20
Figura 1.3	Diagrama simple de la empresa estadounidense Eagle Pass CFT BtB, donde se muestra los convertidores, capacitores d.c, fase del reactor, filtros para armónicos, transformador y líneas con interruptores automáticos [11].	22
Figura 1.4	Promedio de la temperatura ambiente por mes y el número promedio de fallas en el periodo 2002-2006 [12].	23
Figura 2.1	Esfuerzos eléctricos en la terminación de la pantalla sin usar ningún método de alivio [17].	28
Figura 2.2	Control de esfuerzos eléctricos por medio del cono de alivio [16].	28
Figura 2.3	Control de esfuerzos eléctricos por los métodos de resistividad variable y capacitivo [16].	29
Figura 2.4	Detalle constructivo de la terminal tipo bayoneta instalada en cable con aislamiento extruido [18].	30
Figura 2.5	Arreglo descriptivo de la terminal modular para intemperie [19].	31
Figura 2.6	Detalle constructivo de la terminal para uso en interiores [19].	32
Figura 2.7	Líneas de flujo en cables blindados [19].	34
Figura 2.8	Líneas equipotenciales en empalme encintado [21].	34
Figura 2.9	Líneas equipotenciales en una unión pre-moldeada [21].	35
Figura 2.10	Detalles constructivos de empalmes encintados en cable monofásico con aislamiento extruido [21].	36
Figura 2.11	Empalme pre-moldeado [20].	37
Figura 2.12	Empalme pre-moldeado para cable con aislamiento laminar [20].	37
Figura 2.13	(a) Forma de onda de la tensión de línea a la salida de un IFT, y (b) Tensión de fase a tierra [21].	40

Figura 2.14	Modelado en ATP de una línea de transmisión alimentada con 3.4 kV con variación de la impedancia de carga.	42
Figura 2.15	(a) Z de carga igual que Z de línea, (b) Z de carga mayor ($Z=300\ \Omega$) que Z de línea.	43
Figura 2.16	(a) Z de carga menor ($Z=100\ \Omega$) que Z de línea, (b) Z de carga 2.5 mayor ($Z=500\ \Omega$) que Z de línea.	44
Figura 2.17	Z de carga 2.5 menor ($Z=80\ \Omega$) que Z de línea.	44
Figura 3.1	Corte axial del empalme utilizado en las simulaciones	46
Figura 3.2	Densidad de corriente total en un conductor recto alimentado con 1 A a 60 Hz.	50
Figura 3.3	Densidad de corriente total en un conductor recto alimentado con 1 A a 250 kHz.	50
Figura 3.4	Densidad de corriente total en empalme (figura 3.1), alimentado con 1 A, a 60 Hz.	51
Figura 3.5	Densidad de corriente total en empalme (figura 3.1), alimentado con 1 A a 250 kHz.	51
Figura 3.6	Líneas equipotenciales de un conductor recto alimentado con 5 kV, considerando un campo electrostático. Detalle de las líneas equipotenciales en el aislamiento del conductor.	55
Figura 3.7	Líneas equipotenciales en empalme (figura 3.1), alimentado con 5 kV a 60 Hz, considerando un campo cuasi-estacionario. Detalle de las líneas equipotenciales en la capa atenuadora del campo eléctrico.	56
Figura 3.8	Líneas equipotenciales en empalme (figura 3.1), alimentado con 5 kV a 250 kHz, considerando un campo cuasi-estacionario. Detalle de las líneas equipotenciales en la capa atenuadora del campo eléctrico.	56
Figura 3.9	Imagen del Cable Coaxial utilizado en el cálculo analítico [28].	57
Figura 3.10	Modelado en ATP de dos cables alimentadores unidos por un empalme alimentadas con 3.4 kV con Z de carga mayor a la impedancia característica del cable.	58
Figura 3.11	Tensiones en los puntos 1, 2 y 3 del circuito pi de la figura 3.10.	59
Figura 3.12	Comparación de la tensión en el punto medio del alimentador con y sin empalme.	59

Figura 3.13	Pequeña reflexión que se presenta al colocar el empalme en la circuito de la figura 3.10.	60
Figura 3.14	Mediciones de campo eléctrico contra densidad de corriente (E-J), para varios polvos semiconductores, usadas en la preparación de compuestos para atenuar el campo eléctrico (CACE) [6].	62
Figura 3.15	Potencial eléctrico (max = 4950 y min =50) generado con valor de $\sigma_0 = 1\text{E-}11$ y $\kappa = 3.7\text{E-}07$.	63
Figura 3.16	Potencial eléctrico (max = 4950 y min =50) generado con valor de $\sigma_0 = 1.75\text{E-}14$ y $\kappa = 1.07\text{E-}06$.	64
Figura 3.17	a) Equipo utilizado en la prueba, b) Cable coaxial de 25 kV con recubrimiento semiconductor, c) Vista del cable siendo alimentado con 20 kV.	65
Figura 3.18	Imágenes térmicas de un cable coaxial alimentado a 20 kV, medidas a diferentes tiempos, para el efecto corona (a) 0min (23.7°C), (b) 1min (24.2°C), (c) 2min (24.4°C) y (d) 3 min (24.5°C). Calor generado en el recubrimiento semiconductor (e) 0min (22.4°C), (f) 1min (23.8°C), (g) 2min (24.1°C) y (h) 3 min (24.3°C).	66
Figura 3.19	Frente de un pulso rápido aplicado al empalme (figura 3.1), regido por la ecuación (3.38).	67
Figura 3.20	Generación de calor en la capa semiconductor de figura 3.1 alimentada con pulsos rápidos (figura 3.19).	67
Figura 3.21	Generación de calor en la capa semiconductor de figura 3.1 (con capa atenuadora de campo hecha con hule silicón) alimentada con pulsos rápidos (figura 3.19).	68
Figura 3.22	Calor generado en el empalme de la figura 3.1 bajo un impulso rápido (figura 3.19)	69
Figura 3.23	Valor de temperatura generada en el empalme de la figura 3.1 bajo un impulso rápido (figura 3.19)	69
Figura 3.24	Calor generado en un recubrimiento semiconductor hecho de hule silicón bajo un impulso rápido (figura 3.19).	70
Figura 3.25	Valor de temperatura generada en el empalme de la figura 3.1 bajo un impulso rápido (figura 3.19) en un recubrimiento hecho de hule silicón.	70
Figura 4.1	Líneas equipotenciales de un empalme con recubrimiento semiconductor con permitividad relativa 2.3 en (a) y 20 en (b).	72

Figura 4.2	Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 2.3 de permitividad relativa.	73
Figura 4.3	Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 10 de permitividad relativa.	73
Figura 4.4	Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 30 de permitividad relativa.	74
Figura 4.5	Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 100 de permitividad relativa.	74
Figura 4.6	Oscilogramas de (a) Tensión, (b) Corriente, obtenidos de la prueba 2/5%.	76
Figura 4.7	Obtención de m en el compuesto 8/50%.	77
Figura 4.8	Obtención de m en el compuesto 1/5%.	77
Figura 4.9	Comparación de los valores de permitividad.	79
Figura 4.10	Diseños de un cono atenuador para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.	81
Figura 4.11	Campo Eléctrico generado en figura 4.10.	82
Figura 4.12	Campo Eléctrico generado en figura 3.1.	82
Figura 4.13	Generación de calor en figura 4.10.	83
Figura 4.14	Valor de la temperatura generada en figura 4.10.	83
Figura 4.15	Diseño de un contenedor de agua des-ionizada para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.	84
Figura 4.16	Campo eléctrico generado en figura 4.15.	85
Figura 4.17	Generación de calor en figura 4.15 y detalle de la zona de mayor calor.	85
Figura 4.18	Valor de la temperatura generada en figura 4.15.	86
Figura I.1	Elementos finitos: (a) una dimensión (b) dos dimensiones (c) tres dimensiones [35].	92

Figura I.2	Coordenadas nodales (i, j, m) y desplazamientos de los nodos [35].	93
Figura I.3	Ejemplos de mallado utilizado en MEF, a) conductor con 3544 nodos, b) conductor con 56704 nodos, c) corte axial de un conductor con 540 nodos, d) empalme erétrico con 8889 nodos.	101
Figura II.1	Obtención de m en el compuesto 4/0%.	102
Figura II.2	Obtención de m en el compuesto 2/15%.	102
Figura II.3	Obtención de m en el compuesto 5/20%.	103
Figura II.4	Obtención de m en el compuesto 6/30%.	103
Figura II.5	Obtención de m en el compuesto 7/40%.	104
Figura II.6	Obtención de m en el compuesto 9/60%.	104
Figura III.1	La ley de refracción aplicada a intensidades de campo $\bar{E}$ para ϵ_r 1 > ϵ_r 2 [37].	105
Figura III.2	Dos diferentes materiales dieléctricos entre electrodos [37].	106
Figura IV.1	Arreglo experimental para la medición de la permittividad relativa de los materiales compuestos alimentados con pulsos rápidos.	107
Figura IV.2	Imagen frontal del Generador de Pulsos.	108
Figura IV.3	Imagen frontal del Osciloscopio Tektronix.	109
Figura IV.4	Transformador de corriente de precesión marca Bergoz [38].	109
Figura IV.5	Cable Coaxial [39].	110
Figura IV.6	Punta Atenuadora de Alta Tensión [40].	111

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1	Gradientes de tensión en cables con aislamiento extruido [19].	33
Tabla 3.1	Valores de capacitancia e inductancia a diferentes frecuencias (60 Hz y 250 kHz) obtenidos mediante MEF (COMSOL 3.5). Aplicados en empalme (figura 3.1), conductor recto y el cálculo en un cable coaxial en forma analítica.	58
Tabla 3.2	Diferentes valores de σ_0 y κ , simulados en MEF (Figura 3.1), fijando un valor de permitividad, alimentando con 5 kV a 250 kHz.	64
Tabla 4.1	Valores de permitividad relativa introducidos en el recubrimiento semiconductor y los valores obtenidos de calentamiento resistivo.	75
Tabla 4.2	Materiales con alta permitividad proporcionados por el Departamento de Posgrado de Ingeniería en Metalurgia y Materiales (ESIQIE), los cuales poseen ϵ_r relativamente alta.	75
Tabla 4.3	Valores de permitividad y capacitancia obtenidos en las simulaciones.	78
Tabla 4.4	Comparación de los valores de ϵ_r .	78
Tabla IV.1	Datos de placa del Generador de Pulsos	108
Tabla IV.2	Características del osciloscopio.	108
Tabla IV.3	Bobina de precisión [38].	109
Tabla IV.4	Cable Coaxial [39].	110
Tabla IV.5	Punta Atenuadora de Tensión [40].	111

SIMBOLOGÍA

$\vec{A}$.	Potencial vectorial magnético.
W_{magii}	Energía magnética almacenada en el sistema.
ϵ_r	Permitividad Relativa.
σ	Conductividad.
J_e	Densidad de corriente externa.
ω	Frecuencia.
L_p	Inductancia propia.
grad.	Gradiente.
H	Henrys.
Ω	Ohms.
μF	Microfarads.
Φ	Flujo magnético.
PD	Descarga parcial.
V_e	Función de potencial de un elemento finito.
W_e	Energía del elemento finito.
∇	Operador Transformada de Laplace.
p.u.l	Por unidad de longitud
Q	Carga eléctrica.
W_L	Energía almacenada en un inductor.
W_C	Energía almacenada en un capacitor.
Γ	Coefficiente de Reflexión
Z_C	Impedancia del Cable
C	Capacitancia.
ZnO	Oxido de Zinc.
SiC	Carburo de Silicio.
$^{\circ}K$	Grados Kelvin
m	Pendiente de una recta
$\nabla \cdot$	Operador Divergencia.
$\nabla \times$	Operador Rotacional.
L	Inductancia
Hz	Herz

ABREVIATURAS

cd. Corriente directa

ca. Corriente alterna

IGBT. Siglas en inglés de Transistor bipolar de compuerta aislada.

IGCT. Siglas en inglés de Transistor de compuerta aislada.

PWM. Siglas en inglés de modulación de ancho de pulsos.

SG. Siglas en inglés de atenuador de esfuerzo.

CVV. Controlador de Velocidad Variable.

CFT. Convertidor Fuente de Tensión.

MEF. Método del Elemento Finito.

CACE. Abreviatura de Capa Atenuadora de Campo Eléctrico.

HVDC. Abreviatura en inglés para Alta Tensión de Corriente Directa.

CSC. Siglas en inglés de Convertidor Fuente de Corriente.

AF. Abreviatura de Alta Frecuencia.

MT. Abreviatura de Media Tensión.

IFT. Siglas de Inversor Fuente de Tensión.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Gradiente de Potencial. Parámetro o magnitud física que dicta el diseño del aislamiento en todos los aparatos y equipos eléctricos. Se puede ver simplificada como una diferencia de potencial por unidad de longitud.

Corriente Meridional (I). Corriente que fluye por los conductores en dirección perpendicular la sección transversal del empalme.

Permitividad Dieléctrica. Propiedad física que mide la facilidad que presenta un medio para formar dipolos, es decir polarizarse.

Conductividad Eléctrica. Es una propiedad física de la materia que mide la facilidad que presenta un medio al paso de la corriente eléctrica.

Empalme Eléctrico. La conexión y reconstrucción de todos los elementos que constituyen un cable de potencia aislado, protegidos mecánicamente dentro de una misma cubierta o carcasa.

Terminal Eléctrica. De acuerdo a la IEEE, es un dispositivo que sirve para dar por terminado la alimentación de los cables, con aislamiento nominal 2.5kV y superiores.

Parámetros eléctricos. Inductancias y capacitancias para representar en parámetros concentrados el empalme.

Potencial vectorial magnético ($A\phi$). Vector auxiliar cuyo rotacional calcula la densidad de flujo magnético.

CAPÍTULO 1 : INTRODUCCIÓN

1.1 Generalidades.

Los cables utilizados en los sistemas de distribución de energía eléctrica constituyen un elemento muy importante, ya que de su buen funcionamiento depende la continuidad del servicio. Fallas en cables son consideradas como una de las principales causas de interrupción de la energía eléctrica. Por lo anterior existe un gran incentivo para el desarrollo de métodos que puedan detectar y localizar problemas en el cable antes de que ocurra la falla. Técnicas de diagnóstico pueden también ayudar a definir las estrategias de remplazo de cables o partes de ellos en un sistema eléctrico [1]. Junto con estas técnicas de diagnóstico es de bastante ayuda conocer los puntos débiles de cables alimentadores, de acuerdo a sus condiciones de operación.

La mayoría de los sistemas de potencia de media tensión en instalaciones industriales utilizan cables con capas de aislamiento sólido, tales como polietileno (XLEP), hule etileno- propileno (EPR) o aislamiento de tipo laminar [2]. Los cables y sus accesorios al igual que otros dispositivos eléctricos sufren envejecimiento de los materiales que los constituyen, aumentando la probabilidad de presentar fallas a medida que aumenta su tiempo de servicio. De acuerdo a la experiencia se ha demostrado que el deterioro en cables se manifiesta en muchos casos por imperfecciones en puntos discretos, imperfecciones tales como impurezas, de-laminación de la pantalla semiconductora, y protuberancias producidas durante la fabricación del aislamiento [3]. Sin embargo fallas en los accesorios utilizados en los cables, terminales y empalmes por ejemplo, pueden ser mucho más frecuentes.

Las terminales de cables han sido identificadas como uno de los puntos más propensos a sufrir fallas cuando son alimentados con tensiones tipo modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés de: pulse width modulation) [4]. Este tipo de tensión se puede encontrar en muchas aplicaciones industriales de gran potencia, donde motores de media tensión son alimentados por controladores de velocidad variable (CVV). En aplicaciones con cables alimentadores de gran longitud, como es el caso de pozos profundos, se requiere de la conexión de varios tramos de cable. Los empalmes utilizados para conectar estos tramos de cable también han presentado fallas cuando trabajan en estas condiciones. Al igual que las terminales las fallas en los empalmes pueden asociarse al alto esfuerzo eléctrico al que son sometidos en este tipo de aplicaciones.

En la presente tesis, se realiza un estudio de los esfuerzos que pueden llegar a presentarse en empalmes de cables de media tensión alimentados por tensiones PWM. Cuando estos cables utilizan materiales semiconductores para atenuar el campo eléctrico, el calor excesivo generado en estos recubrimientos causa su rápido deterioro. Por lo anterior el calor generado por tensiones PWM es también analizado. Se empleó el Método del Elemento Finito (MEF) para el cálculo del campo eléctrico y la generación de calor resistivo, mientras que para verificar la presencia de reflexiones en los empalmes se utilizó el paquete computacional ATP Draw, para análisis de transitorios electromagnéticos. En las siguientes secciones se presentan los antecedentes, objetivos y justificación de este trabajo.

1.2 Planteamiento del Problema.

Los armónicos y su influencia en los sistemas de aislamiento han sido reconocidos desde hace tiempo. Sin embargo, recientemente, las tensiones con componentes de muy alta frecuencia han venido a ser de gran importancia al estar presentes como pulsos con gran dV/dt y gran amplitud a la salida de Convertidores Fuente de Tensión (CFT) con modulación de ancho de pulsos (PWM). Estos convertidores son de los más utilizados en controladores de velocidad variable (CVV), ya que tienen como principales ventajas su topología simple, alta eficiencia, fácil control y respuesta rápida. Estos controladores utilizan una conexión serie de dispositivos semiconductores, tales como Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (siglas en inglés IGBTs), o Transistores convertidores de Compuerta Aislada (siglas en inglés IGCTs). Ya que los IGBTs presentan ventajas con relación a la alta frecuencia de conmutación, bajo costo y tecnología más madura, estos son los más usados en media tensión. Los IGBTs para estas aplicaciones tienen un rango de operación de hasta 6.5 kV con corrientes de alrededor de 1 kA [6] y una frecuencia de conmutación máxima de 2 kHz.

Los pulsos rápidos que forman la tensión PWM resultan bastante perjudiciales para el sistema de aislamiento de máquinas eléctricas [5], de terminales [4] y transformadores [7]. En la figura 1.1 se muestran formas de ondas de tensión PWM. Los pulsos pueden tener tiempos de elevación (rise time) de cientos de nano-segundos y aunque dos o más IGBTs en muchas ocasiones son conectados en serie, debido al sincronismo de conmutación, los pulsos pueden presentar una dV/dt de hasta 15kV/ μ s [6].

Las altas frecuencias asociadas con el frente de los pulsos rápidos incrementan considerablemente las corrientes de desplazamiento en los materiales aislantes aumentando las pérdidas dieléctricas y generando calor excesivo que con el tiempo degrada los materiales reduciendo así su rigidez dieléctrica [8]. Fallas en terminales de cables con recubrimientos conductores atenuadores del campo eléctrico (stress grading) han sido asociadas al incremento en el calor cuando son alimentados con tensiones tipo PWM. Las capas atenuadoras de campo eléctrico (CACE) a veces no pueden aliviar el esfuerzo durante pulsos de tensión repetitivos, y en el caso extremo, calor y descargas parciales (DPs) afectan la capa, haciendo mayor el problema.

DPs pueden presentarse dentro o fuera del empalme. Dentro del empalme las descargas aparecen si la conexión entre la pared del empalme y la capa del blindaje conductor llegan a estar sueltas o si la capa envejece y pierde conductividad [6]. La actividad de DPs gradualmente destruye la CACE y eventualmente el aislamiento falla.

Además de los frentes rápidos de los pulsos el problema aumenta por las altas frecuencias de conmutación, que en el caso de media tensión están entre 600 y 2000 Hz [9]. En el caso de los cables sujetos a este tipo de tensiones se han reportado fallas en los empalmes y no solo en las terminales, y aunque en un alimentador de gran longitud pueden existir más empalmes que terminales, no se ha investigado sobre la distribución de los esfuerzos en estos elementos cuando la tensión es del tipo PWM.

Un fenómeno que complica el problema de los pulsos rápidos en el aislamiento es la presencia de reflexiones (figura 1.2), pues la impedancia del motor, predominantemente inductiva, es vista como un circuito abierto. En el caso de los empalmes esto no es evidente por lo que se requiere verificarlo y así conocer la forma de onda que se tiene en estos puntos del cable.

Aunque pudiera pensarse que los empalmes se comportan de manera muy similar a las terminales en cables, en realidad la distribución de los esfuerzos puede ser muy diferente por contar con un blindaje, algo que no se tiene en las terminales.

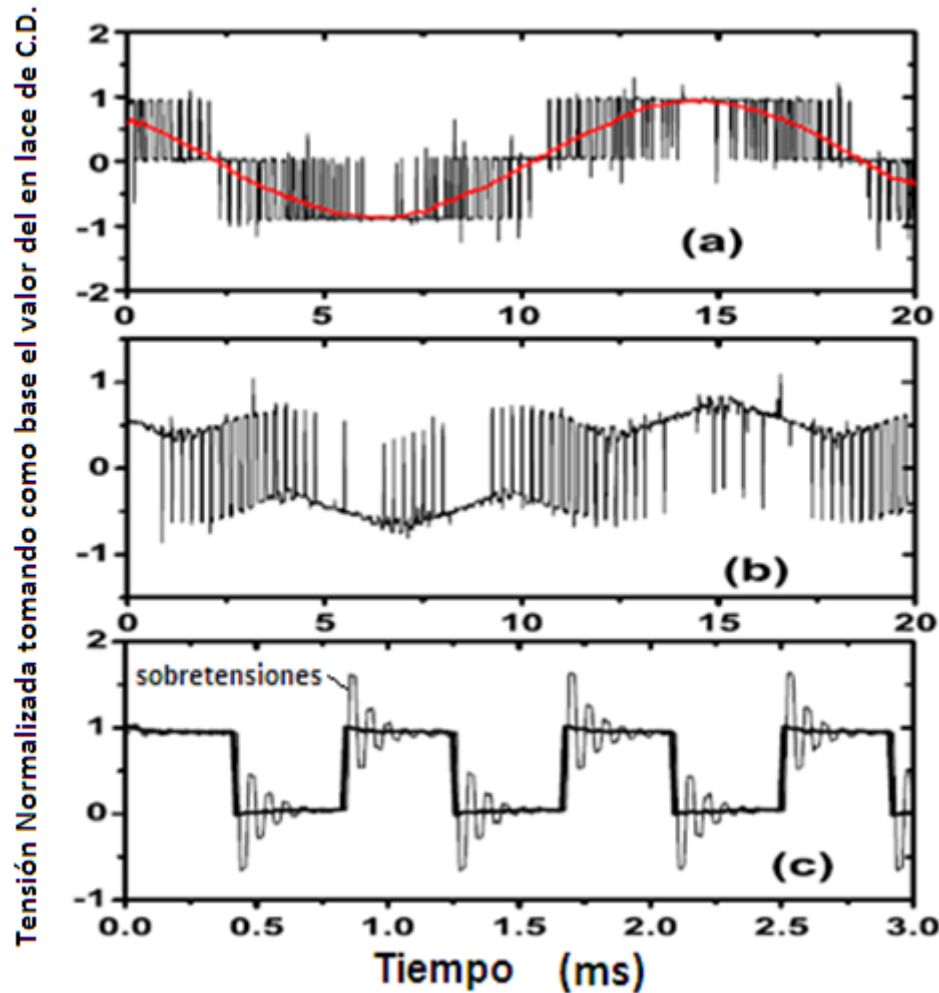


Figura 1.1. Formas de onda de tensión en la terminal de una conexión estrella de un motor alimentado con un convertidor de dos niveles. (a) Tensión fase a fase, (b) Tensión de fase a tierra, (c) sobretensiones en la terminal del motor [6].

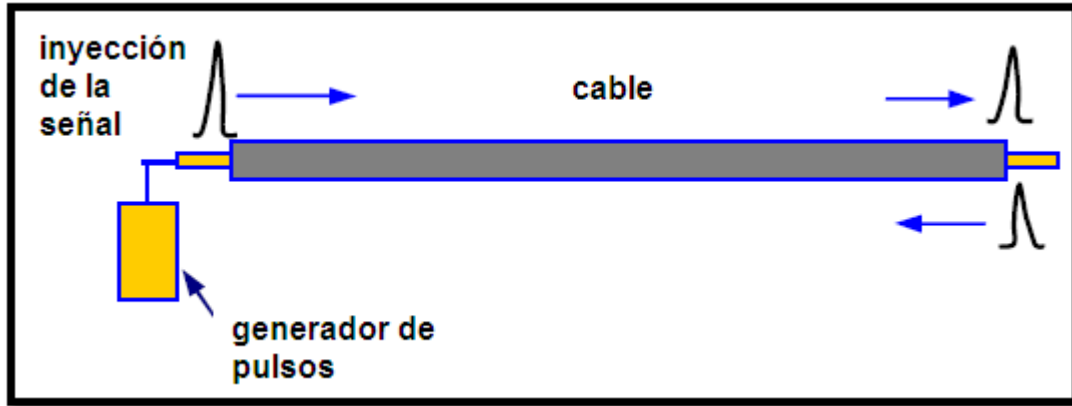


Figura 1.2. Reflexiones en línea de transmisión alimentada por un generador de pulsos [10].

1.3 Objetivos.

1.3.1. Objetivo General.

Determinar el esfuerzo eléctrico y el calor generado en empalmes de cables de media tensión alimentados con tensiones no sinusoidales.

1.3.2 Objetivos Específicos.

- Calcular los parámetros de inductancia y capacitancia de un empalme de media tensión en alta frecuencia.
- Modelar los transitorios de tensión en empalmes alimentados con tensiones de frente rápido.
- Modelar la distribución del esfuerzo eléctrico y calor generado en empalmes alimentados por tensiones de frente rápido..

1.4 Justificación.

Trabajos de investigación recientes se han enfocado a analizar como la aplicación de pulsos rápidos influye en el deterioro del sistema de aislamiento de equipos de mediana tensión [4, 6, 7]. La mayoría de estos trabajos han sido relacionados con los problemas en el sistema de aislamiento del motor, mientras que en menor número con problemas presentes en los cables alimentadores. Los problemas se han asociado principalmente con la presencia de descargas parciales y generación de calor. Estos dos fenómenos llevan al deterioro gradual de los materiales aislantes y con el tiempo la falla completa de los dispositivos. La generación de calor y la presencia de descargas parciales usualmente se presentan en las áreas de mayor concentración de esfuerzo eléctrico. Una de las partes del sistema de aislamiento más afectadas por tensiones diferentes a las consideradas como típicas son los recubrimientos conductores y semiconductores usados en bobinas de motores y terminales de cables.

El uso creciente de CVV de media tensión en motores de gran capacidad utilizados para la extracción de petróleo a grandes profundidades, trae la necesidad de contar con alimentadores de gran longitud que no pueden ser fabricados de una sola pieza. La conexión de tramos de cable mediante empalmes es una práctica necesaria. Los empalmes han sufrido fallas en estos sistemas, por lo que resulta importante verificar su comportamiento ante pulsos rápidos como los que se tienen con tensiones del tipo PWM. El alto costo que representa una falla en sistemas de bombeo de esta capacidad representa pérdidas considerables por lo que cualquier mejora que pueda sugerirse para reducir posibles fallas resultará de gran interés. En este trabajo se analiza los esfuerzos en empalmes de alimentadores que cuentan con recubrimientos de conductividad no lineal para atenuar el campo eléctrico y se proponen posibles soluciones al calor excesivo que se genera en los recubrimientos.

1.5 Estado del Arte.

Los primeros reportes de problemas en terminales de cables fueron en el año 2003, por la empresa estadounidense Eagle Pass back-to-back (BtB). El sistema BtB consiste en dos convertidores fuente de tensión (CFT) conectados a un capacitor de corriente directa (dc) como se muestra en la figura 1.3. Fallas en tres cables ocurrieron durante la fase de operación de Eagle Pass BtB, todas las fallas ocurrieron poco después de haber energizado y todas fueron de fase a tierra dentro de las terminales de los cables. Inicialmente se asumió que la falla tenía relación con una mala confección durante la instalación de las terminales [11]. Los cables y las terminales fueron reinstalados solo que las terminales se hicieron con otra manufactura para garantizar una adecuada instalación. Un cuarto cable presento una falla tres días después de que los nuevos cables fueron energizados. Esta falla también ocurrió dentro de la terminal del cable, iniciando así una minuciosa investigación [11].

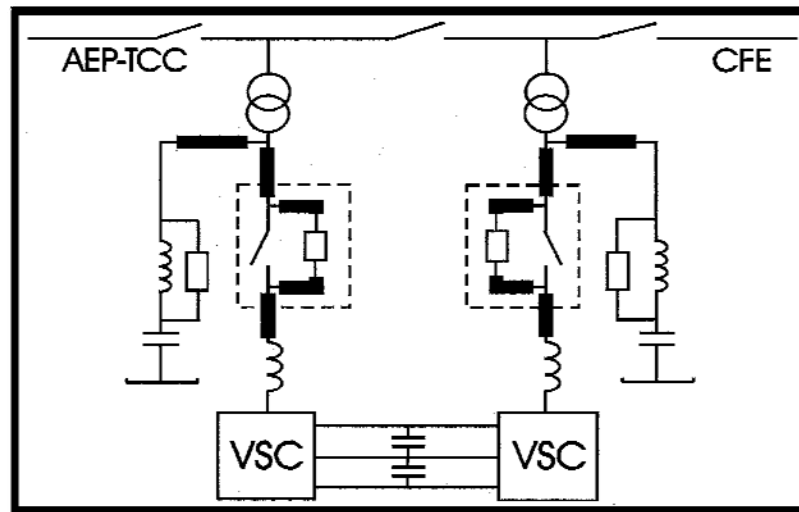


Figura 1.3 Diagrama simple de la empresa estadounidense Eagle Pass CFT BtB, donde se muestra los convertidores, capacitores d.c, fase del reactor, filtros para armónicos, transformador y líneas con interruptores automáticos [11].

Las fallas habían ocurrido en diferentes fases y en diferentes extremos del cable. Por lo que llego a ser obvio que la raíz de la causa se encontraba en las terminales de los cables. Tanto la original como el remplazo de la terminal del cable tenían internamente CACE, y se demostró que el calor excesivo generado en estos recubrimientos fue la causa de las fallas. En este caso los tramos de cable son cortos por lo que no existe la necesidad de tener empalmes

Después de la aparición de este tipo de problemas se han realizado diferentes estudios de los esfuerzos en terminales de cables alimentados por tensiones con componentes de alta frecuencia. Uno de estos trabajos fue el realizado por el M en C Sarajit Banerjet en el cual se aborda el estudio de la alta frecuencia (AF) en terminales de media tensión [4] demostrando que la AF incrementa el campo eléctrico, el calentamiento resistivo en las terminales que utilizan atenuadores de campo, lo cual crea degradación del material y fallas eventuales [4]. Los empalmes no fueron considerados en este trabajo, y aunque pudieran

extrapolarse algunos de los resultados obtenidos en terminales, las diferencias constructivas del empalme pueden resultar en cambios significativos en la distribución de los esfuerzos. Otro de los trabajos relacionados con este tipo de problemas, es el realizado por el Dr. Fermín P. Espino Cortés, investigación que trata sobre el comportamiento del campo eléctrico en sistemas de atenuación en bobinas de motores que operan bajo pulsos rápidos [6]. Al igual que en el caso de los cables, el problema encontrado en los recubrimientos de bobinas fue calor excesivo.

En la SEPI ESIME Zacatenco no existen trabajos previos que aborden este tipo de problemas en cables aunque un trabajo relacionado con problemas en el aislamiento de transformadores alimentados por tensiones PWM fue realizado por el M. en C. José Antonio De León Brito [7]. La investigación fue enfocada en obtener un modelo circuital para alta frecuencia de un transformador elevador, los parámetros en alta frecuencia del transformador fueron obtenidos con el Método del Elemento Finito (MEF). El modelo del transformador fue utilizado para realizar simulaciones cuando este es alimentado por un CVV utilizando el software PSCAD. Una de sus principales conclusiones fue que los esfuerzos de mayor magnitud se transmitían al secundario del transformador [7].

Por otro lado, en trabajos más recientes se ha mostrado como cambios en la temperatura están correlacionados con el número de fallas en empalmes de cables de media tensión. Los cambios en la temperatura del suelo alrededor del empalme incrementa la temperatura dentro de éste, contribuyendo a su falla, especialmente si se considera que el sistema está ya envejecido [12]. La figura 1.4, muestra esta correlación entre la temperatura del medio ambiente y las fallas en empalmes. Por lo anterior es de esperarse que incrementos en la temperatura de los empalmes por la alimentación con tensiones no sinusoidales, se vean reflejados en una mayor incidencia de fallas.

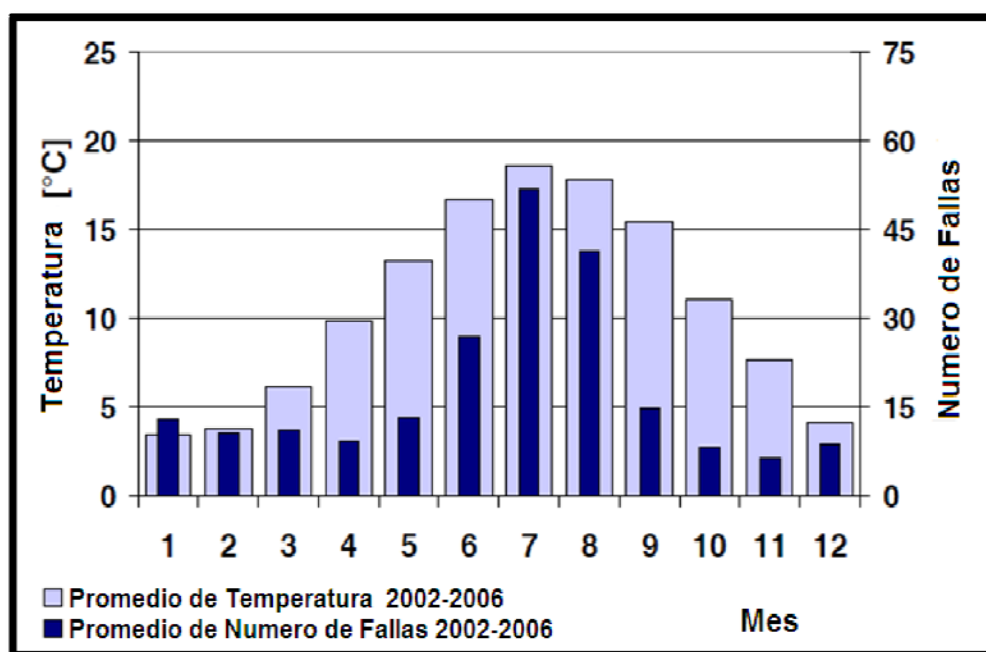


Figura 1.4. Promedio de la temperatura ambiente por mes y el número promedio de fallas en el periodo 2002-2006 [12].

Como se mencionó en los párrafos anteriores existen diferentes trabajos sobre los efectos de pulsos rápidos o AF pero ninguno ha puesto atención al área de empalmes .

1.6 Aportaciones.

Se determinó mediante simulación en ATP Draw la presencia de reflexiones en empalmes de cables alimentadores energizados con pulsos de frente rápido.

Se comprobó experimentalmente que los materiales compuestos de alta permitividad reducen su constante dieléctrica a frecuencias altas por lo que pueden no ser adecuados para atenuar el campo eléctrico durante pulsos de frente rápido.

Se calculó el calor generado en el empalme utilizando el MEF.

Se proponen dos modelos de empalme los cuales reducen los esfuerzos eléctrico y térmico en estos, cuando son alimentados con pulsos de frente rápido.

1.7 Limitaciones y Alcances.

Limitaciones

Se analizó solo un tipo de empalme cuya tensión nominal es de 5 kV. Aunque se verificó la generación de calor en los recubrimientos utilizados para controlar el campo eléctrico, esto fue solo en corriente alterna a 60 Hz y no durante la aplicación de pulsos de frente rápidos.

Alcances

Mediante el uso de un circuito equivalente y mediante el método del elemento finito, considerando la no-linealidad de los materiales, se calculó la generación de calor y el reforzamiento del campo eléctrico en empalmes alimentados con pulsos de frente rápido como aquellos que están presentes a la salida de controladores de velocidad variable.

1.8 Estructura de la Tesis.

El presente trabajo se encuentra organizado en 5 capítulos. En el primero se presenta la introducción, planteamiento del problema, objetivos, justificación, estado del arte, limitaciones de la tesis y las aportaciones. En el segundo capítulo, además de incluirse la descripción de diferentes tipos de terminales y empalmes en media tensión, se describe un sistema en media tensión en el cual se tienen tensiones tipo PWM. En este capítulo también se aborda el problema de las reflexiones de tensión en los cables alimentadores y sus efectos en las terminales y empalmes. En el capítulo 3 se muestra la presencia de reflexiones en empalmes mediante modelado en ATP Draw así como el análisis de esfuerzo eléctrico y generación de calor en estos mediante el MEF. En el capítulo 4 se presentan propuestas de diseño para empalmes para mejorar su desempeño cuando son alimentados con fuentes de tensión no sinusoidales. Finalmente en el capítulo 5 se presentan las conclusiones a las que se llegaron, y se dan recomendaciones para trabajos futuros.

CAPÍTULO 2: EMPALMES DE MEDIA TENSIÓN

2.1. Introducción.

Como parte complementaria de los cables utilizados en la distribución de energía eléctrica se encuentran los accesorios (terminales y empalmes), los cuales hacen posible efectuar las transiciones entre líneas de distribución aéreas a subterráneas; de cable a equipo (ya sean transformadores, interruptores, seccionadores, etc.), o simplemente entre dos cables [13].

Ya que los accesorios formarán parte de las mismas redes de distribución que los cables y equipo periférico, y dada la importancia que tiene para la continuidad del servicio, los accesorios deben estar diseñados, fabricados e instalados haciendo uso de tecnología y calidad suficientes para asegurar un largo periodo de vida con el mínimo de problemas [13].

Los reportes de fallas en terminales y empalmes mencionan que estas son originadas por su envejecimiento. Pero también se espera que estos problemas aumenten con el tiempo debido a las mayores cargas de las líneas y a la aplicación de tensiones diferentes a aquellas para las cuales fueron diseñados. Dado que las técnicas de inspección típicas tienen limitaciones, actualmente es difícil la localización exacta de posibles fallas en cada uno de los componentes del cable [14].

La predicción de la vida útil de un empalme / terminal es un gran desafío en cualquier instalación eléctrica, aunque los resultados pueden ser mejorados mediante el desarrollo de mejores técnicas de diagnóstico, modificaciones a los diseños existentes, y sobre todo mejorando la interpretación de los resultados obtenidos durante las pruebas.

Algunas de las variables que existen para cualquier accesorio del cable son: condiciones de instalación, máxima carga eléctrica y mecánica, la frecuencia de carga máxima eléctrica y mecánica, condiciones de tiempo y la alimentación con ondas sinusoidales o no-sinusoidales. Cada una de estas afecta directamente a las ecuaciones de envejecimiento, dando lugar a un problema especial para una predicción precisa [15].

El presente trabajo busca documentar los esfuerzos presentes en los empalmes de alimentadores energizados con tensiones no sinusoidales, específicamente del tipo PWM. Con esto se busca mostrar como los pulsos rápidos pueden llegar a dañar los empalmes dando información que pueda ayudar a los procedimientos de inspección y/o mejorar técnicas de mitigación que puedan ser adaptados específicamente en empalmes. Esto permitirá reducir el costo de mantenimiento de las líneas y aumentar la fiabilidad general del sistema. En este capítulo se describen en primer lugar los tipos de terminales utilizados en cables con la intención de mostrar diferentes técnicas para atenuar el campo eléctrico que pueden ser o son utilizadas en empalmes. Posteriormente se presentan los principales tipos de empalmes utilizados en cables. En este capítulo también se describe el tipo de tensiones que se consideran para este estudio. Finalmente se muestran simulaciones de las reflexiones que se pueden presentar en empales y terminales cuando son alimentados por pulsos rápidos.

2.2. Terminales de Cables en Media Tensión.

2.2.1. Principio de operación.

La utilización de terminales en los sistemas de distribución subterránea tiene como objetivo primario el reducir o controlar los esfuerzos eléctricos que se presentan en el aislamiento del cable al interrumpir y retirar la pantalla sobre el aislamiento; y como objetivos secundarios se encuentran el proporcionar al cable una distancia de fuga aislada adicional y hermeticidad. Dependiendo de los elementos funcionales que proporcionen, la clasificación es de la siguiente manera [16]:

a) Terminal clase 1

Es aquella que "proporciona control de los esfuerzos eléctricos que se presentan en el aislamiento del cable al interrumpir y retirar la pantalla; proporciona distancia de fuga aislada externa entre los conductores del cable y tierra, y proporciona un sello de hermeticidad, manteniendo la presión, si la hay, del sistema del cable". Las terminales disponibles que cumplen con estas características contienen un aislador de porcelana, y el dispositivo para el control de esfuerzos puede ser del tipo interconstruido, elastomérico o encintado.

b) Terminal clase 2

Es aquella que "proporciona control de los esfuerzos eléctricos que se presentan en el aislamiento del cable al interrumpir y retirar la pantalla y proporciona distancia de fuga aislada externa entre los conductores del cable y tierra". Los tipos de terminales disponibles son pre-moldeadas, termo-contráctiles y encintados.

c) Terminal clase 3

Es aquella que "proporciona únicamente control de los esfuerzos eléctricos que se presentan en el aislamiento del cable al interrumpir y retirar la pantalla". Los tipos de estas terminales disponibles son pre-moldeadas a base de pastas o barnices, encintadas y termo-contráctiles.

Existen dos formas básicas para efectuar el alivio de los esfuerzos eléctricos en la terminación de la pantalla electrostática; estas son: método resistivo y método capacitivo. Dentro de estos dos métodos se encuentran contenidos todos los métodos de alivio con diferentes técnicas y materiales. De esta manera se pueden dividir en tres tipos básicos, los cuales son: método geométrico (cono de alivio), método de la resistividad variable y método capacitivo (logrados con diversos materiales sin conformar el cono de alivio) [17].

La figura 2.1 muestra los esfuerzos eléctricos que se presentan en el aislamiento del cable al retirar la pantalla electrostática sin utilizar ningún método de alivio de esfuerzos.

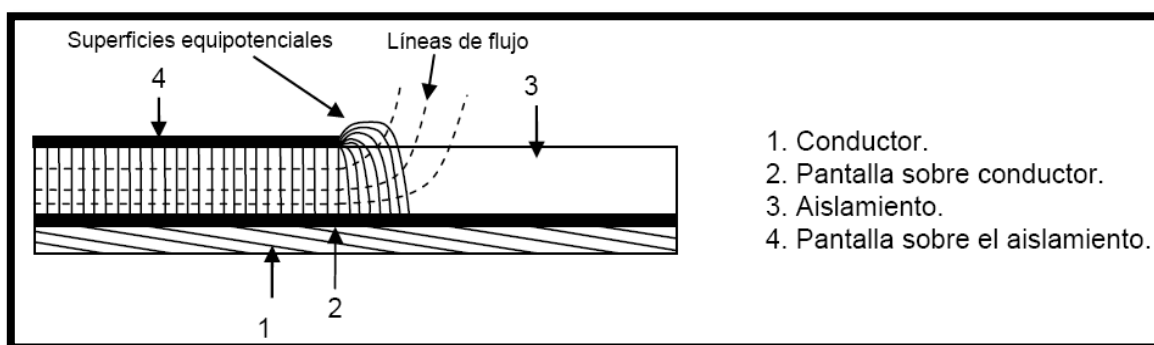


Figura 2.1. Esfuerzos eléctricos en la terminación de la pantalla sin usar ningún método de alivio [17].

A continuación se describirán brevemente las características más sobresalientes de las técnicas utilizadas para reducir el esfuerzo eléctrico producido sobre el aislamiento del cable, en la sección en donde se retira el blindaje electrostático.

2.2.2. Técnicas para la Reducción del Esfuerzo Eléctrico.

2.2.2.1 Método geométrico (cono de alivio)

El método del cono de alivio consiste en formar una continuación del blindaje electrostático con el diámetro ampliado; esta configuración puede ser obtenida por medio de aplicación de cintas, elastómero o metálico preformado [16]. La figura 2.2 ilustra la distribución de los esfuerzos eléctricos cuando el control de éstos es a base de cono de alivio. La expansión en diámetro dependerá de la clase de aislamiento del sistema que se utilice.

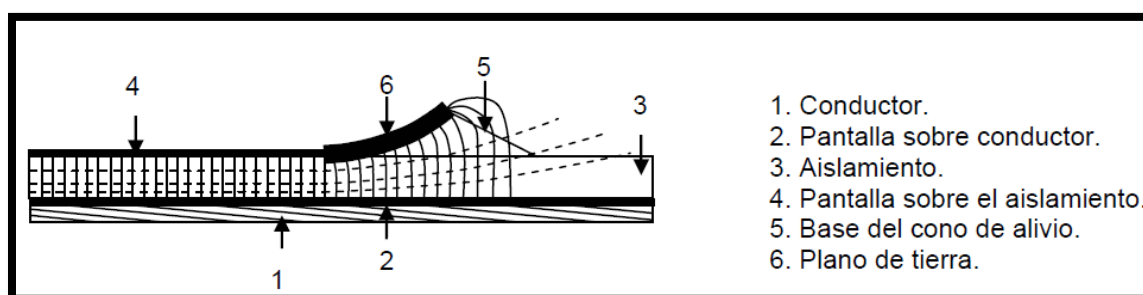


Figura 2.2. Control de esfuerzos eléctricos por medio del cono de alivio [16].

2.2.2.2 Método de la resistividad variable o conductividad no lineal.

El método de la resistividad variable consiste en una combinación de materiales resistivos y capacitivos que amortiguan los esfuerzos al cortar la pantalla, obteniendo la reducción del esfuerzo sobre el aislamiento del cable. Los materiales utilizados para lograr este control de esfuerzos son forma de: cintas, pastas o materiales termo-contráctiles [16]. La figura 2.3 muestra la distribución de los esfuerzos eléctricos utilizando este método. Este material tiene la propiedad incrementar su conductividad con la intensidad de campo eléctrico y usualmente es fabricado de una matriz polimérica con rellenos de carburo de silicio (SiC) o de Oxido de Zinc como varistor (ZnO) los cuales le dan el efecto no lineal al compuesto.

2.2.2.3 Método capacitivo con materiales de alta permitividad.

El método capacitivo consiste en el control de esfuerzos por medio de materiales aislantes con una alta constante dieléctrica (permitividad) y que, conservando sus características aislantes, refractan las líneas del campo en la región adyacente al corte de la pantalla del cable. Los materiales con que se obtiene este resultado son en forma de: cintas y elastómero moldeado. La figura 2.3 muestra la distribución de los esfuerzos eléctricos utilizando este medio de control [16]. Aunque es considerado el material como aislante en la mayoría de los casos la alta permitividad se logra agregando rellenos de partículas conductoras, que también incrementan la conductividad sin llegar a ser completamente conductores. Otra opción para incrementar la permitividad sin modificar la conductividad es el uso de materiales ferromagnéticos como el Titanato de Bario (BaTiO_3), material de interés en este trabajo y del cual se dan más detalles en los próximos capítulos.

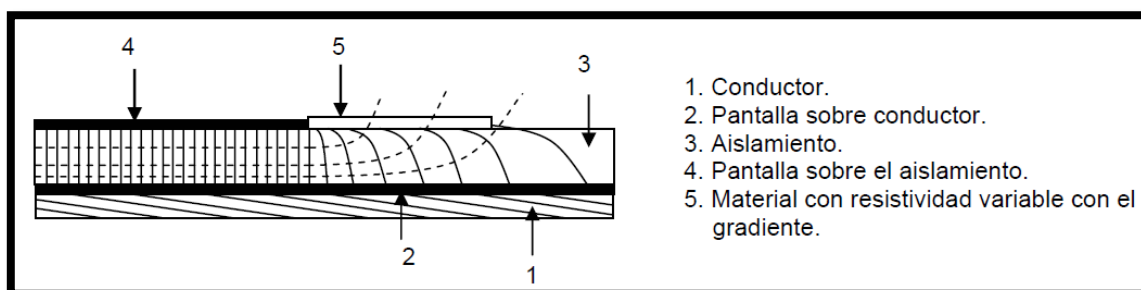


Figura 2.3. Control de esfuerzos eléctricos por los métodos de resistividad variable y capacitivo [16].

2.2.3. Tipos de Terminales

Con el propósito de ejemplificar cada una de las clases de terminales descritas en la sección de clasificación, a continuación se analizarán diversas terminales, y con ello se definirá la clase a la que corresponden.

2.2.3.1 Terminal clase 1

En la figura 2.4 se ilustra una terminal de porcelana (terminal tipo bayoneta), la cual contiene como elementos funcionales, considerados para la clasificación, los siguientes: [18].

- **Cono de alivio metálico preformado.** Su función es la de controlar el esfuerzo eléctrico que se presenta sobre el aislamiento del cable en la zona donde se retira el blindaje electrostático. En la terminal en cuestión, este cono de alivio está integrado al cuerpo de la terminal, logrando contacto eléctrico y soporte mecánico, adecuados para cumplir su función satisfactoriamente.
- **Aislador de porcelana.** Una de sus principales funciones es la de brindar al cable una distancia adicional de fuga aislada y, por el material con que está hecho, es utilizable en lugares de ambiente altamente contaminado.

- **Base y elementos de sello.** La función primordial que tienen estos materiales es la de proporcionar al sistema cable-terminal una hermeticidad total, con el objeto de que el fluido aislante contenido dentro de la terminal no fluya hacia el exterior, ni exista la posibilidad de ingreso de humedad al interior de la terminal.

Con las tres características antes referidas, esta terminal tipo bayoneta (TTB) posee las características para ser clasificada como clase 1; pero además de los elementos mencionados, cuenta también con algunos otros para lograr un conjunto integral, además de tener la posibilidad de instalación en cables con aislamientos extruidos (XLP) [18].

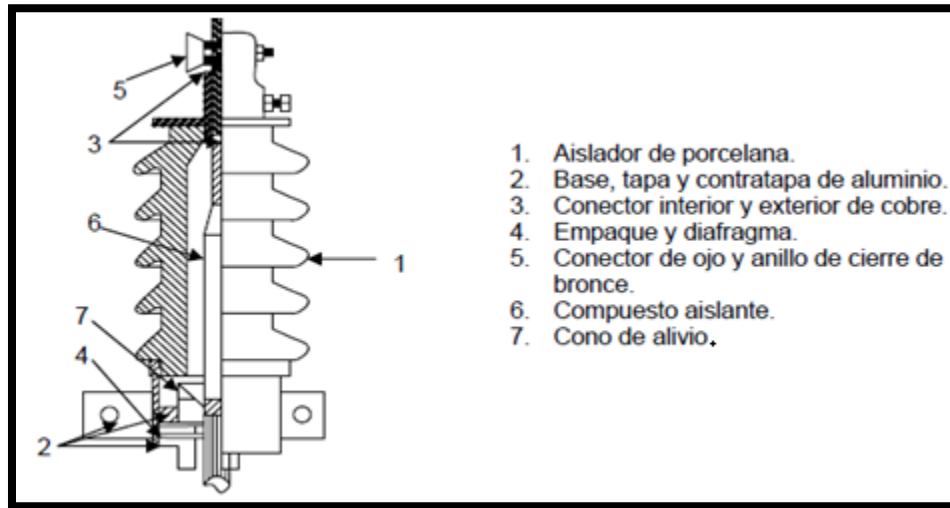


Figura 2.4. Detalle constructivo de la terminal tipo bayoneta instalada en cable con aislamiento extruido [18].

2.2.3.2. Terminal clase 2

En la figura 2.5 se muestran los detalles constructivos de una terminal pre-moldeada para utilización a la intemperie (TMI); la función de cada uno de sus elementos se define a continuación [19]:

- **Cono de alivio pre-moldeado.** Consta de dos materiales elastoméricos, uno de características aislantes y el otro de características semiconductoras, unidos en el proceso de fabricación por medio de la aplicación de presión y temperatura, con lo que se asegura una adhesión total y se elimina la posibilidad de burbujas de aire ocluidas en el cuerpo aislante y la unión entre dos piezas. La función que desempeña este cono pre-moldeado es la de controlar los esfuerzos que se presentan sobre el aislamiento del cable al retirar el blindaje electrostático.
- **Campanas pre-moldeadas.** Constan de módulos de material elastomérico aislante, el cual tiene entre sus propiedades más sobresalientes una alta resistencia a la formación de trayectorias carbonizadas (tracking), asimismo, una alta resistencia a las diferentes radiaciones solares a las que estará expuesto el material cuando se encuentre operando a la intemperie. La función que tienen estas piezas modulares en la terminal es la de proporcionar una distancia

adicional de fuga aislada, cuya magnitud estará basada en la clase de aislamiento del sistema en el que se instale y se logrará colocando un número determinado de campanas para la clase de aislamiento en cuestión; así entonces, para sistemas de 8.7, 15, 25 y 34.5 kV, el número de campanas será 3, 4, 6 y 8, respectivamente. Con el propósito de evitar el ingreso de humedad a la interface campana-cable, cada uno de los módulos se ensambla y traslapa con el complementario a una distancia de magnitud suficiente como para evitar la posibilidad de deterioro del aislamiento del cable por la acción de agentes del medio ambiente.

Con los elementos antes descritos, esta terminal TMI queda clasificada como terminal clase 2. Además de los referidos elementos cuenta también con dos partes que desempeñan un papel importante cuando las terminales se utilizan a la intemperie, estas son [19]:

- **Conector universal.** El cual se instala en el cable conductor y formará parte del enlace entre el cable aislado y la conexión al equipo o línea aérea. Al diseño de esta pieza se le ha integrado un pequeño reborde que evitará que el capuchón semiconductor se deslice y abandone su lugar.
- **Sello semiconductor.** Corresponde a una pieza elastomérica pre-moldeada, cuyas funciones son eléctricas y mecánicas. La función eléctrica es la de homogeneizar el campo eléctrico presente en el extremo del conductor-conector y elimina la necesidad de dar la forma de punta de lápiz al aislamiento; la función mecánica corresponde a proporcionar un sello contra el ingreso de humedad a la región en donde se retira el aislamiento, impidiendo así que esta humedad pueda causar deterioro al aislamiento del cable y, por lo tanto, a la integridad del sistema de distribución.

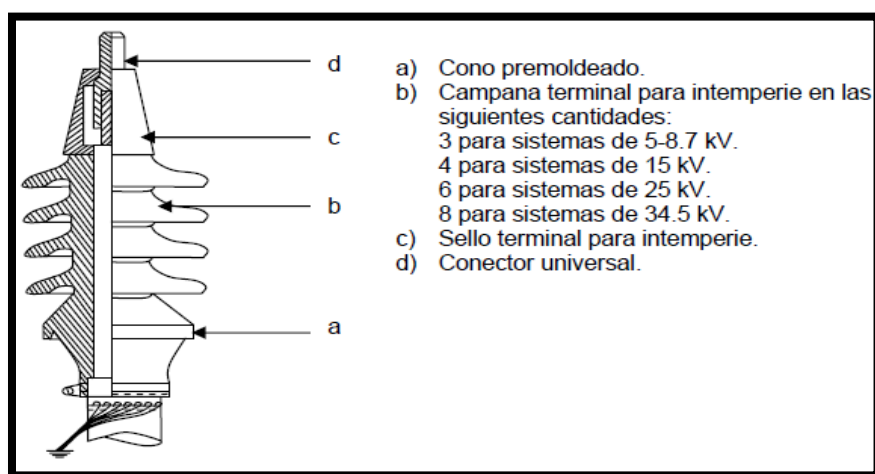


Figura 2.5. Arreglo descriptivo de la terminal modular para intemperie [19].

2.2.3.3. Terminal clase 3

La figura 2.6 ilustra el detalle de instalación de una terminal interior pre-moldeada (TIP) en un cable con aislamiento extruido. El elemento funcional de esta terminal es básicamente el cono de alivio, el cual está constituido de materiales elastoméricos pre-moldeados; uno de estos materiales elastoméricos es de características aislantes y el otro es semiconductor, y se unen perfectamente durante el proceso de fabricación, aplicando presión y temperatura. El cono de alivio proporcionará al cable en que se instale únicamente el control de los esfuerzos que se presentan al retirar el blindaje electrostático sobre aislamiento, y la distancia de fuga necesaria para la terminal se obtiene con el espacio libre de aislamiento entre el conductor y el corte de la pantalla; precisamente por esta razón, este tipo de terminales está limitado a utilizarse en interiores, esto es, que no esté en contacto con las radiaciones solares directas, ni con precipitaciones pluviales [19].

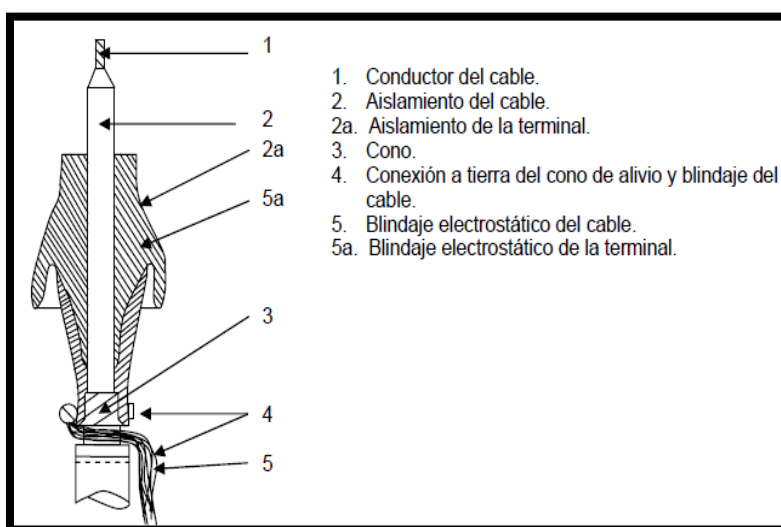


Figura 2.6. Detalle constructivo de la terminal para uso en interiores [19].

2.3. Empalmes de Cables en Media Tensión.

2.3.1. Principios de Operación

Por definición se entiende por empalme: "La conexión y reconstrucción de todos los elementos que constituyen un cable de potencia aislado, protegidos mecánicamente dentro de una misma cubierta o carcasa".

La confiabilidad de un empalme para cables con aislamiento extruido o laminar depende de varios factores, entre los que destacan: la calidad de los materiales empleados, el diseño y la mano de obra de instalación. La selección de los materiales debe estar apoyada en pruebas de evaluación para incorporarlos a la geometría del diseño y hacer que los esfuerzos dieléctricos presentes sean de magnitudes tolerables.

Es necesario que en el diseño de empalmes se considere que los materiales utilizados deben ser compatibles con los elementos constitutivos del cable que se unirá, y que estos materiales deben efectuar satisfactoriamente la función que desempeñan sus homólogos en el cable [19].

Uno de los factores que, sin duda, tiene gran importancia en el diseño de empalmes es asegurar que los gradientes de esfuerzos presentes en el empalme sean soportables por los materiales utilizados. En tanto que el cable no pierda su continuidad, los gradientes de tensión típicos en su aislamiento son los indicados en la Tabla 2.1, y las superficies equipotenciales y líneas de fuerza se pueden representar como se ilustra en la figura 2.7; sin embargo, en la unión, el electrodo de alta tensión (conductor-conector) presenta un contorno que produce cambios en el campo eléctrico [19].

Tabla 2.1. Gradientes de tensión en cables con aislamiento extruido [19].

Sección transversal del conductor		Gradiente de tensión máximo en el aislamiento (volts/mm)		
		(1) 15kV (t=4.45mm)	25kV (t=6.60mm)	35kV (t=8.76mm)
35 mm ²	(2 AWG)	2717	3583	
50 mm ²	(1/0 AWG)	2520	3268	3898
	(4/0 AWG)	2283	2992	3425
240 mm ²	(500 MCM)	2087	2638	2874
500 mm ²	(1000 MCM)	1969	2441	2795
		(2) 15kV (t=4.45mm)	25kV (t=6.60mm)	35kV (t=8.76mm)
35 mm ²	(2 AWG)	1142	1220	
50 mm ²	(1/0 AWG)	1181	1299	1299
	(4/0 AWG)	1299	1417	1471
240 mm ²	(500 MCM)	1417	1535	1437
500 mm ²	(1000 MCM)	1457	1654	1693

(1) Sobre el conductor.

(2) Bajo la pantalla electrostática.

t = espesor del aislamiento

Existen gradientes radiales como en el cable; pero, además, se presentan gradientes axiales que no se tiene en el cable.

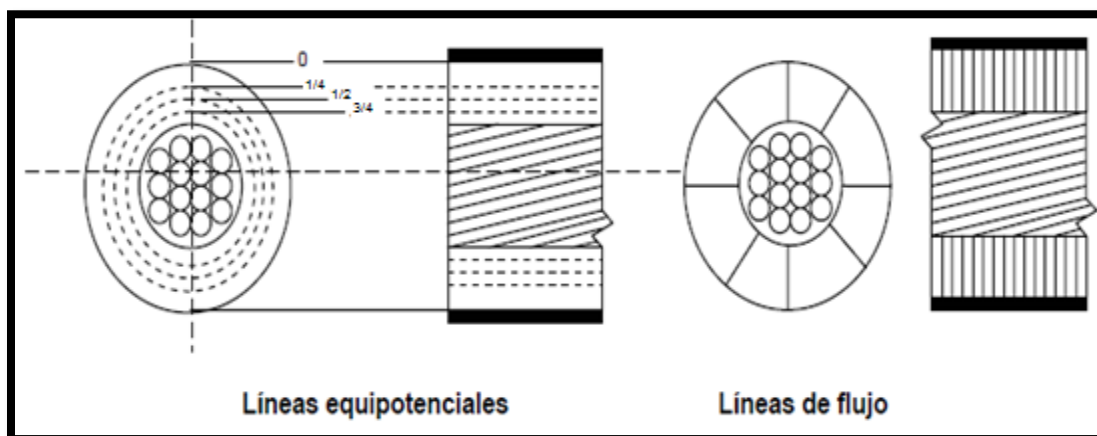


Figura 2.7. Líneas de flujo en cables blindados [19].

Los puntos en que se concentran más los esfuerzos en la unión son el hombro del conector, la base de la punta de lápiz del aislamiento y la sección cónica del aislamiento repuesto. Los gradientes en la unión están relacionados por el logaritmo de las razones entre los diámetros de los materiales y las constantes dieléctricas de éstos [21]. En la figura 2.8 se muestra la distribución de las líneas equipotenciales en una unión encintada, y en la figura 2.9, en una unión pre-moldeada.

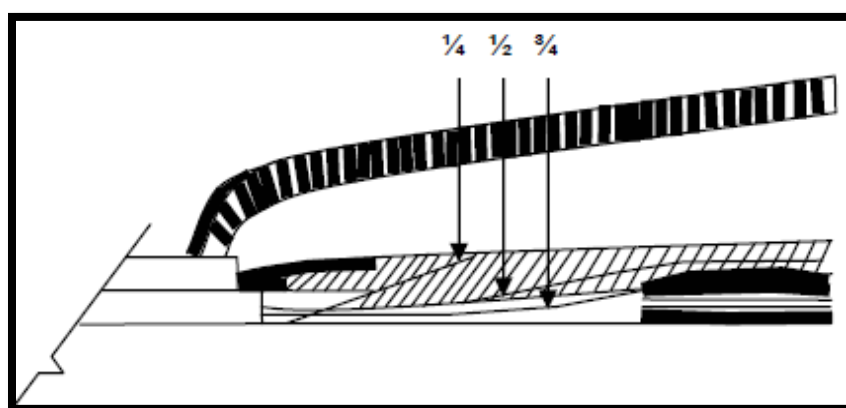


Figura 2.8. Líneas equipotenciales en empalme encintado [21].

Una vez calculados los gradientes que se presentan en la unión, se comprueba que estén dentro de los límites permitidos; también debe verificarse la “bondad” del diseño y de los materiales siguiendo los lineamientos establecidos.

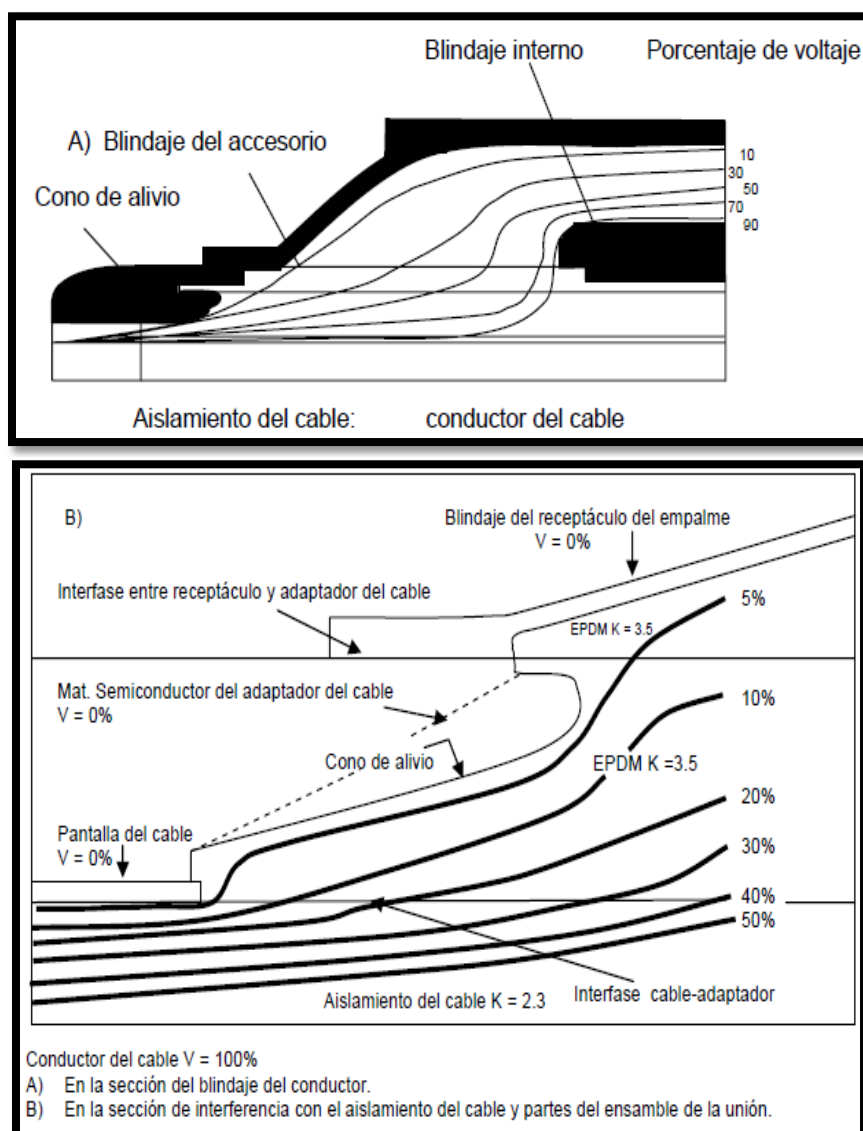


Figura 2.9. Líneas equipotenciales en una unión pre-moldeada [21].

2.3.2. Clasificación y Tipos.

Existen varios tipos de empalmes, los cuales son identificables considerando los materiales utilizados y la forma en que se aplican para restituir el aislamiento de los cables por unir, de esta manera se conocen los siguientes tipos de empalmes [22]:

- a) Encintados.
- b) Moldeados en fábrica.
- c) Moldeados en el campo.
- d) Termo-contráctiles.

2.3.2.1. Encintados

Son aquellos en que la restitución de los diferentes componentes del cable, a excepción del conductor, se lleva a cabo aplicando cintas en forma sucesiva hasta obtener todos los elementos del cable; las cintas aislantes aplicadas para obtener un nivel de aislamiento adecuado pueden ser del tipo auto-vulcanizable o del tipo no vulcanizable, las cuales tampoco contienen adhesivo. Dependiendo del elemento a restituir, se determinarán las características físicas y químicas que tendrán las cintas utilizadas en la elaboración de un empalme completamente encintado [21].

Existen algunos diseños en los cuales, por sus condiciones de servicio, se hace necesario proporcionarles encapsulados de sistemas epóxicos o compuestos fluidos, para lograr una mejor operación del sistema cable-empalme; tal es el caso en uniones para cables con aislamiento de papel impregnado en aceite o algún cable de construcción similar, en el que se hace necesario que el empalme esté provisto de un compuesto compatible con el aceite de impregnación y que proporcione al cable en el tramo del empalme la función que desempeña el aceite [20]. En la figura 2.10 se muestran los detalles constructivos de un empalme encintado.

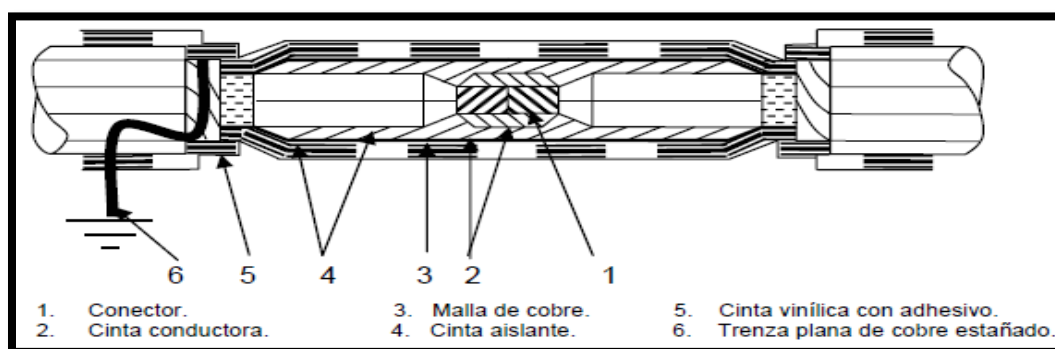


Figura 2.10. Detalles constructivos de empalmes encintados en cable monofásico con aislamiento extruido [21].

2.3.2.2. Moldeados en fábrica.

Son aquellos en que los componentes son moldeados por el fabricante utilizando materiales elastoméricos, este tipo de materiales son polímeros que muestran un comportamiento elástico es decir con muy bajo modulo de elasticidad y alta extensibilidad, los cuales se deforman al ser sometidos a esfuerzos pero recuperan su forma inicial al eliminar el esfuerzo. Los componentes se ensamblan sobre los cables por unir en el lugar de trabajo. Existen varios criterios de diseño de este tipo de empalmes; esto es, algunos fabricantes los elaboran en forma integral de tal modo que todos los elementos elastoméricos que los constituyen se encuentran contenidos en una sola pieza. Existen otros que se fabrican utilizando varias piezas elastoméricas para obtener el empalme total. Ya que este tipo de accesorios consta en todo caso de componentes moldeados con dimensiones específicas, es necesario que se efectúe la selección utilizando las características reales del cable en que se instalará [20]. En la figura 2.11 se muestran los detalles constructivos de un empalme pre-moldeado de varias piezas.

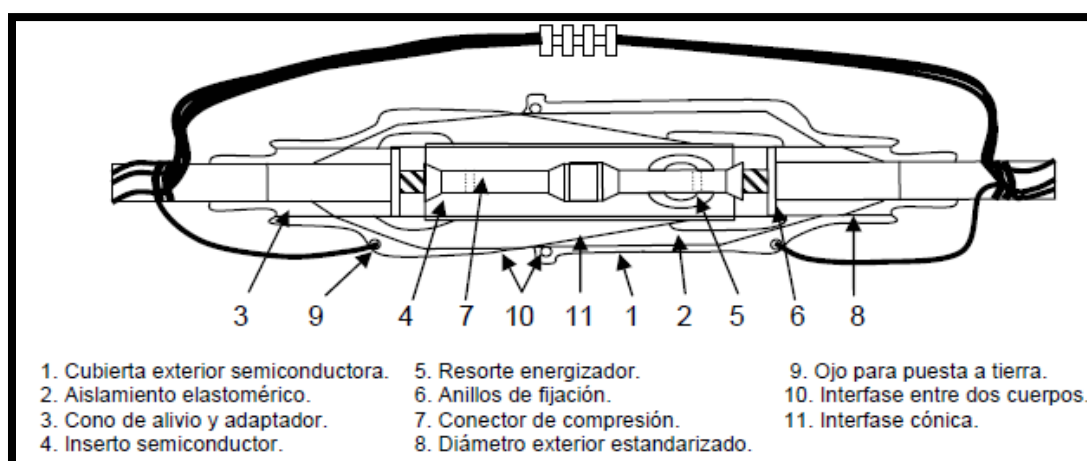


Figura 2.11. Empalme pre-moldeado [20].

Los empalmes pre-moldeados fueron diseñados en un principio para unir cables con aislamiento extruido y, en la actualidad, agregando algunos otros componentes, estos accesorios se están desarrollando para unir cables con aislamiento laminar. En la figura 2.12 se muestran los detalles constructivos de este arreglo de accesorio pre-moldeado, en cable con aislamiento laminar; con un arreglo similar se pueden unir cables con aislamiento laminar y extruido.

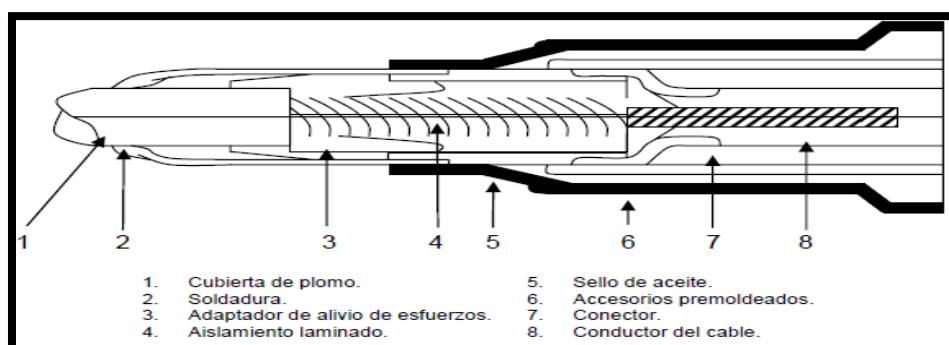


Figura 2.12. Empalme pre-moldeado para cable con aislamiento laminar [20].

2.3.2.3. Moldeados en campo.

Son aquellos en que los componentes del empalme se aplican en el cable por unir, utilizando materiales sólidos vulcanizables por medio de calor y presión, que se suministran a través de equipo diseñado para tal fin.

El único diseño que se tiene hasta la fecha consiste en hacer exclusivamente el moldeo o vulcanizado del material aislante del empalme, para lo cual se utiliza una prensa portátil que provee la presión y temperatura adecuada para efectuar el proceso; los demás componentes del empalme, según la construcción específica que se requiera, se lleva a cabo utilizando alguna o algunas de las siguientes técnicas: encintado, barnizado, aplicación de

materiales termo-contráctiles o encapsulado con sistemas epóxicos [20]. Este tipo de empalmes está limitado a su aplicación en cables con aislamiento extruido.

2.3.2.4. Termo-contráctiles.

Son aquellos en que los componentes se aplican en el cable por unir, utilizando materiales con características retráctiles por la acción del calor suministrado con un equipo diseñado para tal fin. Este diseño generalmente tiene integrado en una sola pieza el blindaje semiconductor del conductor-conector, el aislamiento y el blindaje semiconductor de aislamiento. Cuando se requiere hacer la reposición de la cubierta exterior se utiliza un tubo termo-contráctil. Tanto la primera pieza como la segunda son aplicadas al cable, suministrándoles calor por medio de una herramienta especial [20].

En la actualidad, el uso de empalmes elaborados con esta técnica se restringe a cables con aislamiento extruido; aun cuando en algunos países de Europa también se aplica para unir cables con aislamiento laminar.

2.4. Sistemas Eléctricos de Media Tensión con Formas de Onda no Sinusoidales.

Los inversores fuente de tensión (IFT) con modulación de ancho de pulsos (PWM) se han convertido en una de las topologías de convertidores de mayor uso en el control de la velocidad de motores de media tensión (MT) [21]. La forma de onda a la salida de estos controladores de velocidad dista mucho de ser una sinusoidal, ya que la forma de onda de tensión está formada por un tren de pulsos.

La figura 2.13 muestra la tensión de línea y de fase a tierra a la salida de un CVV de tres niveles. Entre los IFT disponibles en esta clase, en el diseño es una práctica común el uso de alguna forma de inversores multi-nivel. Uno de los principales beneficios de utilizar inversores multi-nivel, desde el punto de vista del aislamiento, es que estos producen formas de onda menos dañinas para el motor en comparación con un inversor de dos niveles. Un mayor número de niveles en la forma de onda de salida de los inversores reduce la dV/dt con lo cual se reduce el esfuerzo eléctrico en el sistema de aislamiento. Cuando el número de niveles incrementa, el tamaño y costo del inversor también [21]. En MT se espera una tendencia hacia diseños simples tales como inversores de tres niveles que podrían ser un beneficio para la fabricación de los dispositivos, pero esto podría crear problemas adicionales en la fabricación de motores y en los cables alimentadores [21].

El uso de filtros sinusoidales entre el inversor y el motor pueden ser complicado y caro para bajas frecuencias de conmutación como las que se utilizan para controlar motores de MT. Los motores al igual que los cables alimentadores energizados por medio CVV de MT requieren de un diseño especial en su sistema de aislamiento, especialmente si la máquina no cuenta con un filtro en el lado del motor.

Investigaciones recientes se han enfocado a estudiar el efecto de los pulsos rápidos que forma las tensiones PWM en el sistema de aislamiento de los motores eléctricos. Por otro lado, existen aplicaciones en donde un controlador de velocidad variable alimenta el motor indirectamente a través de transformadores elevadores y/o cables de gran longitud tales aplicaciones se presentan, por ejemplo, en pozos profundos de extracción de petróleo, en donde debido a las profundidades tan grandes se requiere que estos motores sean alimentados en media tensión [6]. Por tal motivo es necesario emplear un transformador elevador para reducir del consumo de la corriente, evitando así la caída de tensión excesiva a lo largo del alimentador. Los alimentadores son elementos del sistema que también llegan a fallar cuando trabajan bajo estas condiciones especialmente en sus terminales y empalmes [22].

Es bien sabido que los frentes rápidos y la alta repetición de los pulsos de tensión en IFT con modulación PWM, generan un incremento de los esfuerzos eléctrico y térmico en los sistemas de aislamiento de motores de baja tensión. En el caso de motores de MT se ha determinado que el problema principal se tiene en la capa semiconductora (CACE) que se utiliza para atenuador de campo a la salida del estator [4, 7]. Con tensiones del tipo PWM esta capa semiconductora genera un calor excesivo, calor que con el tiempo puede llegar a dañarla completamente.

La capa semiconductor utilizada para atenuador de campo eléctrico (CACE) se diseña para evitar la aparición de descargas superficiales; sin embargo, esta capacidad es necesariamente acompañada por un incremento de generación de calor. Degradación [8], pérdida de la no-linealidad del material [9] son consecuencia de un incremento excesivo de la temperatura, que en algunos casos puede alcanzar hasta 55°C por arriba de lo que se observa bajo frecuencia sinusoidal de 60/50 Hz [6]. Por lo anterior se ha determinado que no solo el campo eléctrico debe ser atenuado si no también la generación de calor se debe de controlar [6, 9]. En el caso de los cables alimentadores un problema similar puede ocurrir en las terminales y empalmes que son diseñadas con capas atenuadoras de campo eléctrico (CACE).

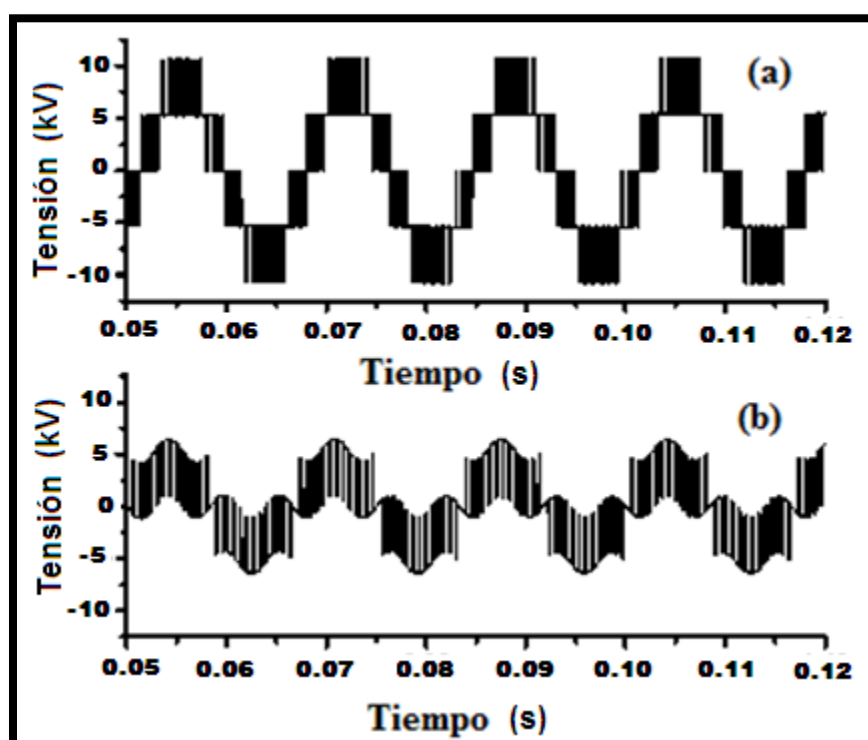


Figura 2.13. (a) Forma de onda de la tensión de línea a la salida de un IFT, y (b) Tensión de fase a tierra [21].

Cuando estos problemas se presentan en los alimentadores de motores en pozos profundos de petróleo resulta complicado primero localizar y después reparar las fallas, en cualquiera de los elementos del sistema [7]. Es conveniente entonces encontrar soluciones para mitigar los esfuerzos tanto en el alimentador como en el motor, durante el proceso de diseño de sistema y así evitar reparaciones costosas.

2.5. Reflexiones de Tensión en Cables Alimentadores.

Como se mencionó en la sección anterior cuando los equipos se alimentan con tensiones tipo PWM existen diferentes efectos en un sistema de aislamiento, específicamente la CACE en terminales de cables y bobinas son de una de las partes más afectadas. Los frentes rápidos de los pulsos de tensión PWM por si solos generan la mayor parte de los problemas, pero a esto se le debe de agregar la presencia de posibles reflexiones de los pulsos por no existir un acoplamiento perfecto entre la impedancia del cable y la impedancia de la carga (en este caso el motor). Debido a esto sobretensiones de hasta dos o más veces el valor pico de los pulsos pueden presentarse en el cable alimentador. A continuación se da una breve descripción de reflexiones que pueden presentarse en estos sistemas.

2.5.1. Reflexión de Onda

El fenómeno de reflexión de onda es producido por un mal acoplamiento entre impedancias en los puntos de conexión. Este fenómeno ha sido bien documentado en la literatura [23]. El coeficiente de reflexión Γ_V de tensión es definido de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\Gamma_V = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad 2.1$$

Donde Z_1 y Z_2 corresponde a la impedancia del cable y la impedancia de la carga respectivamente, ver figura 2.14. La impedancia característica del cable, despreciando pérdidas, es calculada como sigue [24]:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \quad 2.2$$

Donde L_c y C_c son parámetros del cable medidos en unidad por longitud.

La tensión reflejada en la línea se calcula [23]:

$$V_\Gamma = V_S * \Gamma_V \quad 2.3$$

Donde

$V_\Gamma = \text{Tension Reflejada (V)}$

$V_S = \text{Tension suministrada al sistema (V)}$

$\Gamma_V = \text{Coeficiente de Reflexión.}$

Y la tensión total vista desde la impedancia de carga es [23]:

$$V_T = V_S + V_\Gamma \quad 2.4$$

Muchos casos en especial son importantes. Si $Z_1=Z_2$ es llamado caso de una carga igual. Esta es equivalente a una línea larga infinita porque nada es reflejado de la terminal. Si $Z_1=0$ es el caso de cortocircuito aquí la onda es reflejada completamente con una amplitud de tensión inversa. Y si $Z_1=\infty$ representa un circuito abierto, aquí el pulso de tensión es totalmente reflejado con la misma polaridad.

Para demostrar la teoría anterior se analizan los diferentes casos que se presentan en los sistemas eléctricos de media tensión con pulsos rápidos, con la ayuda del software ATP Draw figura 2.14, simulando una línea de transmisión alimentada con 3.4 kV variando la impedancia de carga (para poder observar los diferentes casos).

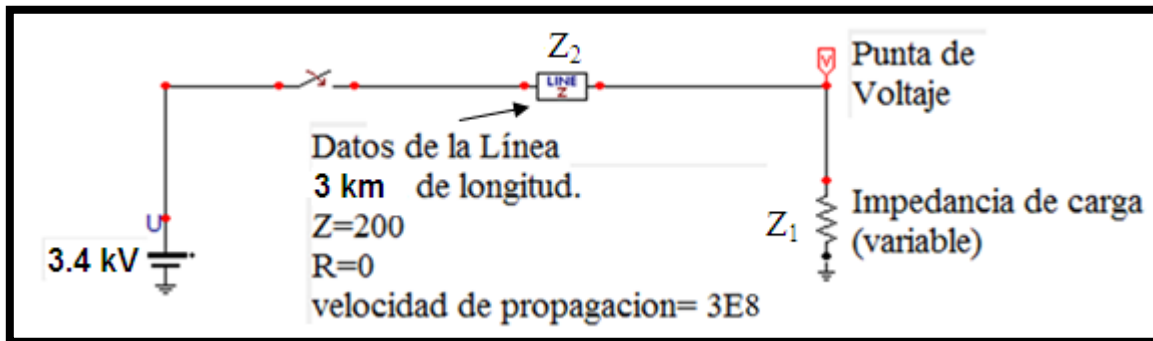


Figura 2.14. Modelado en ATP de una línea de transmisión alimentada con 3.4 kV con variación de la impedancia de carga.

2.5.2. Diferentes casos

En la figura 2.15 (a) se muestra el caso en que la impedancia de carga es igual a la de línea ($Z_1=Z_2$), en tal caso la tensión suministrada ($V_S = 3.4$ kV) no es alterado ya que en este caso el coeficiente de reflexión es cero y se considera una línea infinita. Mientras que la figura 2.15 (b) la Z de carga es mayor que la de línea, sustituyendo valores en la ecuación 2.1 se tiene:

$$\Gamma_V = \frac{300 - 200}{300 + 200} = \frac{1}{5}$$

por tanto el coeficiente de reflexión es de $1/5$ y la tensión reflejada (V_Γ) se calcula;

$$V_\Gamma = V_S * \Gamma_V = (3.4 \text{ kV}) \left(\frac{1}{5} \right) = 680V$$

Esta tensión de 680V y sumada al V_S , la tensión total (V_T) vista desde la impedancia de carga es:

$$V_T = V_S + V_\Gamma = 3400V + 680V = 4080V$$

La cual se muestran en la figura 2.15 (b) y que después de cierto tiempo ($0.08\mu s$) se atenúa al valor de V_S . Lo anterior demuestra el transitorio que existe en línea de transmisión cuando esta es alimentada con pulsos rápidos y no existe un acoplamiento perfecto entre cable y carga. Este es el caso común en el caso de cables alimentando motores, ya que el frente del pulso, que tiene una frecuencia equivalente alta, ve al motor como una impedancia predominantemente inductiva de valor muy alto ($X_L = j\omega L$). En el caso de un empalme se requiere determinar la impedancia equivalente de este para determinar si existen reflexiones en este punto. En el capítulo siguiente se determina el valor de la impedancia del empalme y la posible existencia de reflexiones.

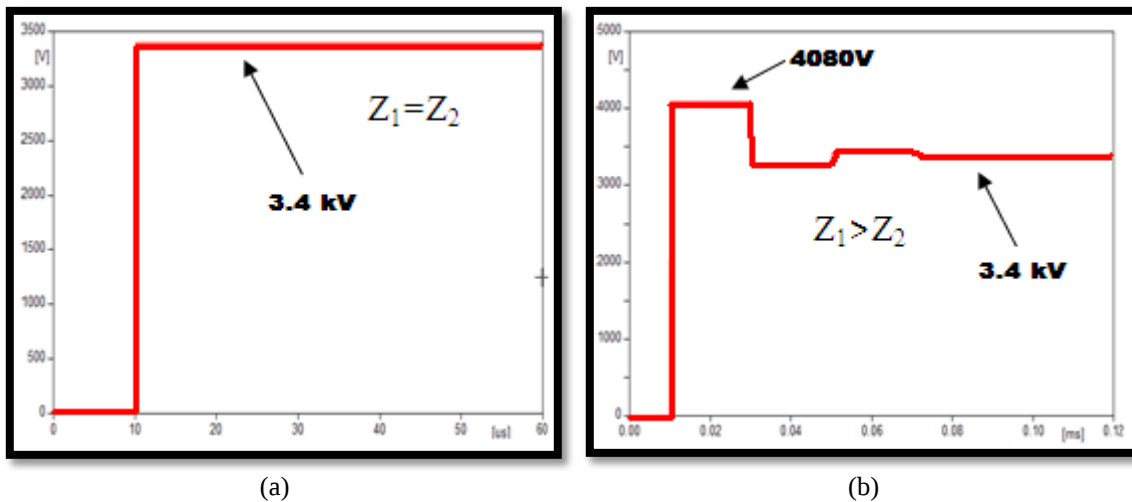


Figura 2.15. (a) Z de carga igual que Z de línea, (b) Z de carga mayor ($Z=300\ \Omega$) que Z de línea.

El caso contrario se presenta en la figura 2.16 (a) en la cual la impedancia de carga es menor que la de línea y la tensión suministrada cae ya que el coeficiente de reflexión es de $-1/3$ el cual fue calculado con la ecuación 2.1, por tanto la tensión que se necesita recuperar es de 1134 V (ecuación 2.3), por que Γ_V es negativo y como se observa en la figura 2.16 (a) V_T es de 2266 V (ecuación 2.4). La figura 2.16 (b) es similar al presentado en la figura 2.15 (a) solo que se muestra una mayor diferencia entre impedancias (Z de carga 2.5 mayor a la de línea) y se observa como incrementa la tensión ya que el coeficiente de reflexión es de $3/7$ (ver ecuación 2.1), por tal motivo es mucho mayor la tensión reflejada ($V_\Gamma = 1457.143$ V calculado con ecuación 2.3) y $V_T = 1857.143$ V como se muestra en la figura 2.16 (b).

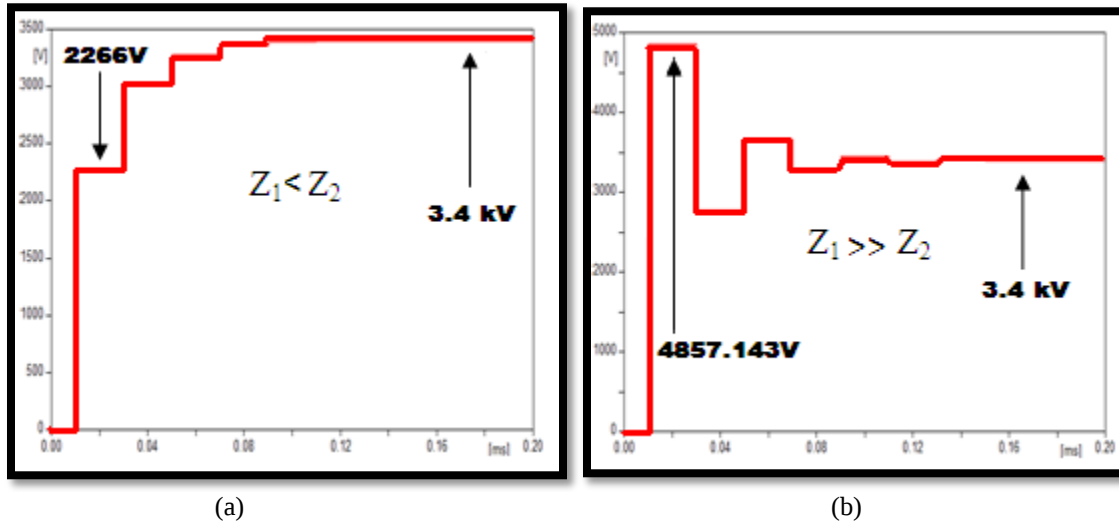


Figura 2.16. (a) Z de carga menor ($Z=100 \Omega$) que Z de línea, (b) Z de carga 2.5 mayor ($Z=500 \Omega$) que Z de línea.

La figura 2.17 similar a la figura 2.16 (a) pero disminuyendo la impedancia de carga en un 2.5 con respecto a la de línea y lógicamente el valor del coeficiente de reflexión es de $-3/7$ y la tensión cae prácticamente a la mitad ($V_T = 1942.86V$) como se muestra en la figura 2.17 por tanto la línea necesita de un mayor tiempo para la recuperación de dicha tensión.

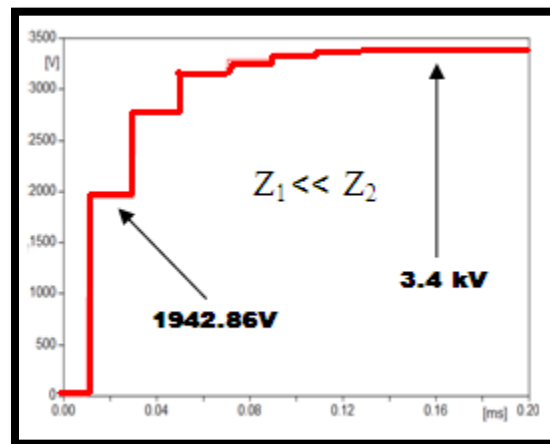


Figura 2.17. Z de carga 2.5 menor ($Z=80 \Omega$) que Z de línea.

El problema de las reflexiones no es serio a frecuencias bajas pero para pulsos rápidos (alta frecuencia) las reflexiones complican aun más el problema en la CACE del tipo conductora, en terminales de cables y muy probablemente en los empalmes.

CAPÍTULO 3: MODELADO DE EMPALMES EN MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES.

3.1. Introducción.

Como se mostró en el capítulo anterior, en el caso de pulsos de frente rápido en cables, se pueden llegar a presentar reflexiones de ondas de tensión cuando existen puntos de transición a valores de impedancia distinta. En este capítulo se presenta un diseño de empalme para el cual se calculan los parámetros de inductancia y capacitancia mediante el método del elemento finito. Los parámetros fueron calculados mediante el método de la energía y posteriormente estos parámetros son utilizados en el cálculo de reflexiones que se generan dentro de una línea de transmisión con un empalme modelado como un circuito Pi, el cual considera los valores de capacitancia e inductancia calculados previamente. El modelado se realizó en ATP Draw. Una vez determinada la forma de onda de tensión que se presenta en el punto donde está el empalme se modela el campo eléctrico considerando la no linealidad de los materiales que usualmente se aplican para controlar el campo eléctrico. En la última sección de este capítulo se aborda la generación de calor en empalmes con recubrimientos semiconductores bajo la acción de pulsos rápidos.

3.2. Cálculo de los Parámetros del Empalme.

Con el fin de verificar la posible existencia de reflexiones en los empalmes que existen en un cable alimentador, primero se calculan los valores de inductancia y capacitancia del empalme utilizando el método del elemento finito. Una vez determinados estos valores serán utilizados en un circuito equivalente Pi que representará el empalme entre dos cables. Para el cálculo de la inductancia del empalme se consideró una frecuencia equivalente de 250 kHz para representar el frente de un pulso de 1 μ s. En el caso de la capacitancia se consideró que no existe dependencia de la frecuencia. La geometría del empalme considerada se muestra en la figura 3.1.

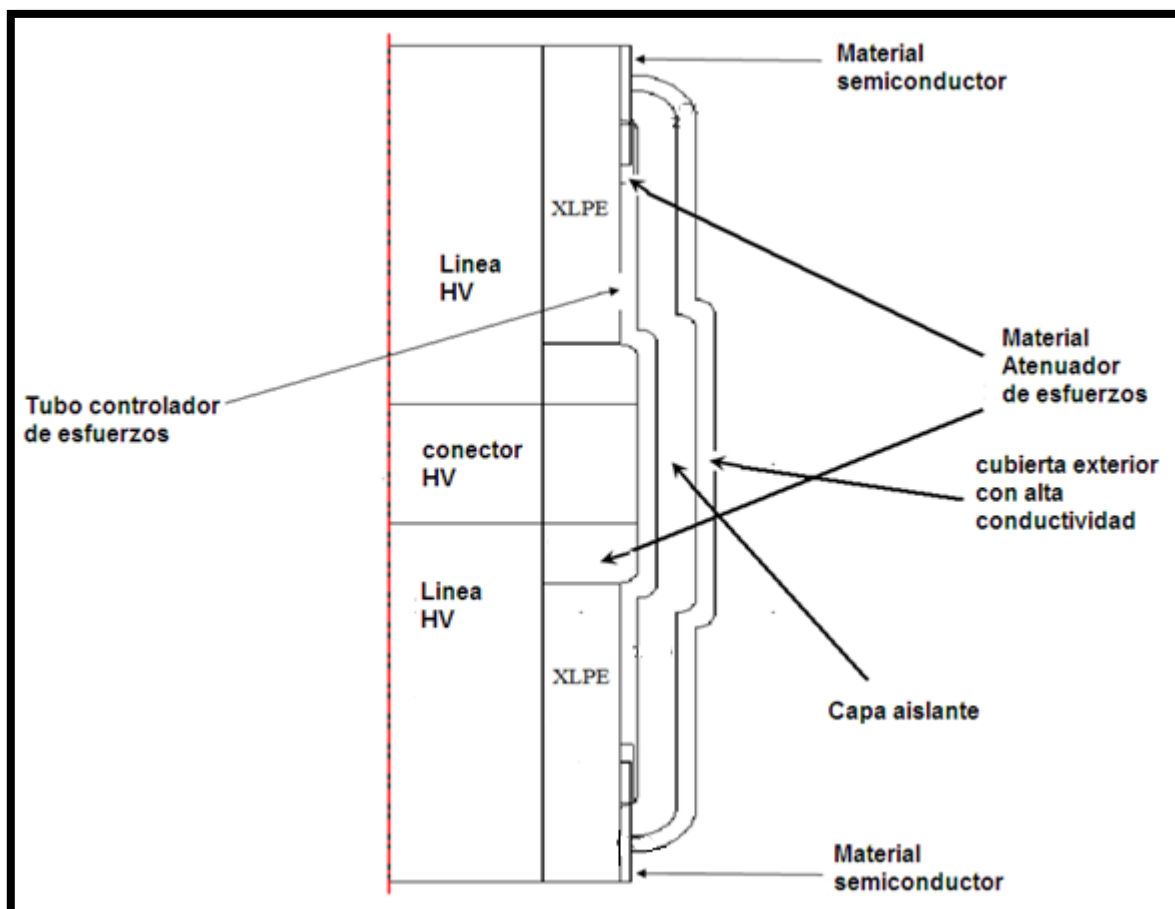


Figura 3.1. Corte axial del empalme utilizado en las simulaciones.

3.2.1. Cálculo de la inductancia de un empalme.

En esta sección se describe el proceso utilizado para el cálculo de la inductancia del empalme.

3.2.1.1 Cálculo del Potencial Vectorial Magnético ($\bar{A}$) [25].

Las ecuaciones diferenciales que definen el campo magnético pueden ser planteadas directamente en función del campo magnético o en función del potencial vectorial magnético. Con la formulación de potenciales se reduce en una dimensión el problema por lo que suele ser la más usual para la solución de estas ecuaciones. En este trabajo por la simetría axial considerada en el problema, solo se calcula la componente meridional del potencial vectorial magnético ($\bar{A}$), mediante el método del elemento finito. Una vez conociendo $\bar{A}$, se pueden calcular la intensidad del campo magnético, la corriente de conducción meridional en el empalme, o la energía magnética, en un punto o en una subregión de la geometría bajo estudio.

La formulación utilizada para el campo magnético puede ser deducida partiendo de la ley de Ampere (ecuación (3.1)) y de las propiedades constitutivas (ecuación (3.2)):

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad 3.1$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H}, \quad \bar{D} = \varepsilon \bar{E}, \quad \bar{J} = \sigma \bar{E} \quad 3.2$$

Así mismo de la ley de continuidad del flujo magnético dada por:

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad 3.3$$

La cual implica que exista un vector de potencial $\bar{A}$ cuyo rotacional sea la densidad de flujo magnético, $\nabla \times \bar{A} = \bar{B}$ de aquí que:

$$\nabla \cdot (\nabla \times \bar{A}) = 0$$

Y substituyendo las propiedades constitutivas en la ley de Ampere:

$$\nabla \times \bar{H} = \sigma \bar{E} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad 3.4$$

$$\nabla \times [\mu^{-1} \bar{B}] = \sigma \bar{E} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad 3.5$$

como: $\bar{E} = -\nabla V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}$ entonces:

$$\nabla \times [\mu^{-1} (\nabla \times \bar{A})] = \sigma \left[-\nabla V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right] + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \left[-\nabla V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right]$$

Considerando a $\bar{E}$ y $\bar{A}$, como Fasores: $\bar{E} = E e^{j\omega t}$ $\bar{A} = A e^{j\omega t}$

$$\begin{aligned} \nabla \times [\mu^{-1} (\nabla \times \bar{A})] &= -\sigma \nabla V - \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \nabla V - \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial t^2} \\ \nabla \times [\mu^{-1} (\nabla \times \bar{A})] &= -\sigma \nabla V - \sigma \frac{\partial A e^{j\omega t}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} A e^{j\omega t} \\ (\sigma j\omega - \omega^2 \varepsilon) \bar{A} + \nabla \times [\mu^{-1} (\nabla \times \bar{A})] &= (-\sigma \nabla V - j\omega \varepsilon \nabla V) \end{aligned}$$

El primer término que involucra el gradiente de potencial eléctrico puede escribirse como la corriente externa que circula por el empalme con una dirección meridional:

$$\nabla V(\sigma) = J^e$$

Así mismo, el término correspondiente a la corriente de desplazamiento ($-j\omega\epsilon\nabla V$) es despreciable ya que ésta corriente es mucho menor que la corriente de conducción por lo que la ecuación queda expresada de la siguiente forma:

$$(\sigma j\omega - \omega^2\epsilon)\bar{A} + \nabla X[\mu^{-1}(\nabla X\bar{A})] = J^e \quad 3.6$$

Con esta ecuación empleando el MEF se calcula $\bar{A}$, y la energía magnética en el empalme W_m , donde:

ω , es la frecuencia para este caso 250 kHz, σ es la conductividad en [S/m], μ es la permeabilidad relativa en [H/m] y ϵ es la permitividad en [F/m], de los materiales que constituyen el empalme, y por simplicidad se le asigna un valor a la densidad de corriente externa de: $J^e = \frac{1}{\text{Área del conductor}} [A/m^2]$

Con estos datos MEF resuelve la ecuación (3.6) y calcula el potencial vectorial magnético. En la simulación se consideró el efecto piel introduciendo la frecuencia equivalente del tiempo de elevación del frente de onda que es de 250 kHz, lo cual equivale al tiempo de elevación del frente de onda de la tensión PWM (1 μ s), tiempo considerado en este trabajo como valor típico, esto es:

$$Frec_{equiv} = \frac{1}{4T_{Frente}} = \frac{1}{4(1\mu s)} = 250 \text{ kHz} \quad 3.7$$

3.2.1.2 Cálculo de la Energía Magnética en el Empalme Empleando el Potencial Vectorial Magnético ($\bar{A}$) [25].

La ecuación diferencial de Maxwell sobre la divergencia de la densidad de flujo magnético ecuación (3.3) indica que el campo magnético no es divergente, y puede ser expresado como el rotacional del potencial vectorial magnético $\bar{A}$ de aquí que:

$$\bar{B} = \nabla X \bar{A} \quad 3.8$$

Mientras que los enlaces de flujo se obtienen con:

$$\phi = \int_S \bar{B} \cdot d\bar{S} \quad 3.9$$

Sustituyendo 3.8 en 3.9 y aplicando el Teorema de Stokes se tiene:

$$\phi = \int_S (\nabla X \bar{A}) \cdot d\bar{S} = \oint_l \bar{A} \cdot d\bar{l} \quad 3.10$$

La energía magnética se define como:

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} (LI)I = \frac{1}{2} \phi I \quad 3.11$$

$$W_m = \frac{1}{2} \left(\oint_l \bar{A} \cdot d\bar{l} \right) (I) \quad 3.12$$

3.2.1.3. Inductancia Propia del Empalme.

Con el objeto de obtener la inductancia del empalme; se empleó el MEF cuasi-estacionario para evaluar la corriente en la dirección meridional a dicha sección considerando el efecto piel; mediante la misma técnica numérica, se obtiene la energía magnética que se almacena en el empalme [26]. Así la inductancia del empalme se puede calcular partiendo de la energía magnética como:

$$L = \frac{2W_m}{I^2} \quad 3.13$$

Debido a que el modelo geométrico considera un corte axial-simétrico, la energía calculada es la mitad de la energía total (solo para $r > 0$), por lo que en 3.13 se incluye un factor de 2. Así la inductancia está dada por :

$$L = \frac{4W_m}{I^2} \quad 3.14$$

Donde:

L = Inductancia del empalme

W= Energía magnética almacenada en el empalme, obtenida mediante MEF.

I = Valor absoluto de la corriente que circula por el empalme en dirección meridional, obtenida con (MEF).

El cálculo de la energía magnética y la inductancia mediante el uso de MEF es interno con la aplicación de la ecuación (3.14), pero en las siguientes figuras se presenta la forma en la que el software despliega los diferentes parámetros que se deseen calcular. En el caso de la figura 3.2 se muestra la densidad de corriente total en el conductor recto con una distribución bastante uniforme en la sección del conductor, lo cual es normal pero en el caso de la figura 3.3 se observa como la mayor densidad de corriente se desplaza hacia la superficie del conductor cuando la frecuencia es de 250 kHz, esto se debe al llamado efecto piel el cual nos dice que a mayor frecuencia corresponde mayor concentración de la corriente en la superficie del conductor. En la figura 3.4 se muestra la densidad de corriente total en el empalme alimentado con 1 A, a 60 Hz (figura 3.1), en donde se observa que el valor máximo de corriente se presenta en las esquinas en donde se encuentra la unión del conector, pero al igual que en el conductor recto a medida que la frecuencia se incrementa (250 kHz), la densidad de corriente se mueve hacia los recubrimientos del empalme como se muestra en la figura 3.5.

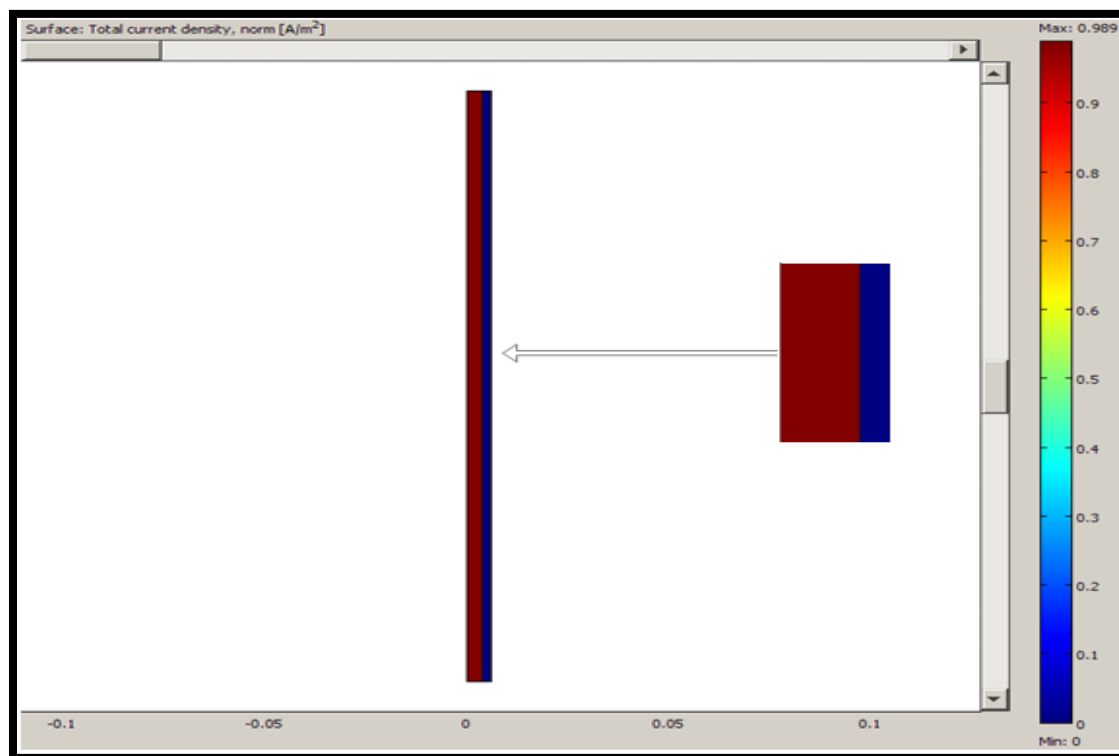


Figura 3.2. Densidad de corriente total en un conductor recto alimentado con 1 A, a 60 Hz.

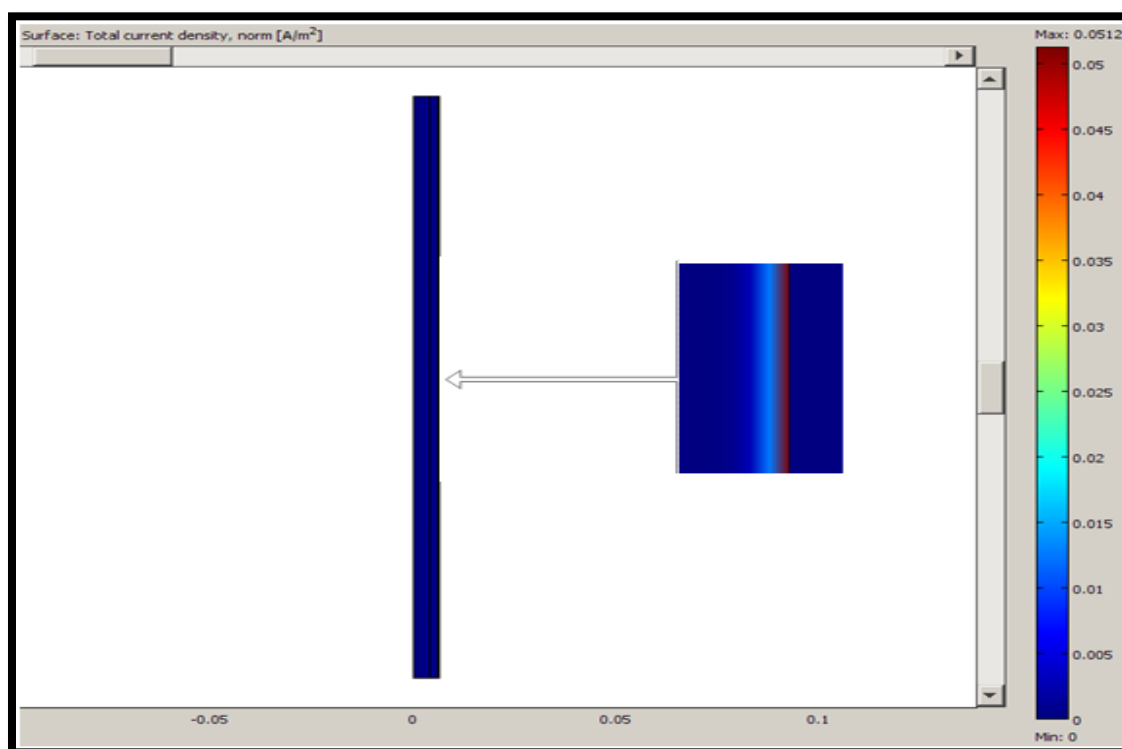


Figura 3.3. Densidad de corriente total en un conductor recto alimentado con 1 A, a 250 kHz.

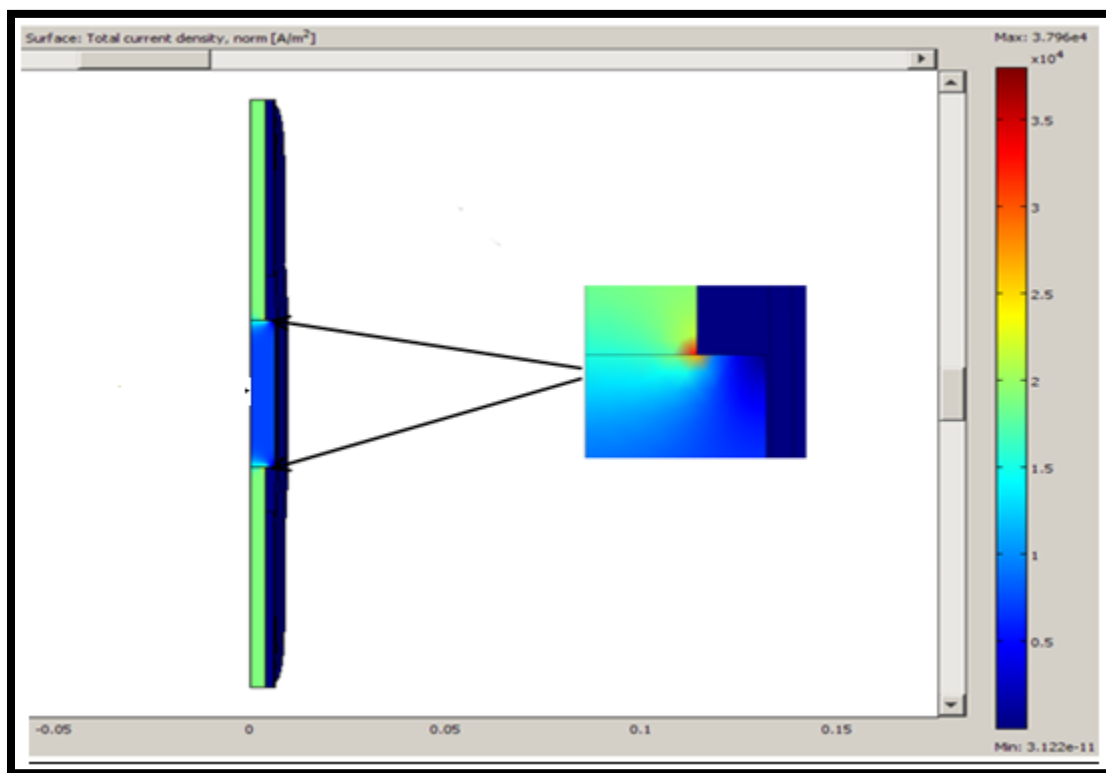


Figura 3.4. Densidad de corriente total en empalme (figura 3.1), alimentado con 1 A, a 60 Hz.

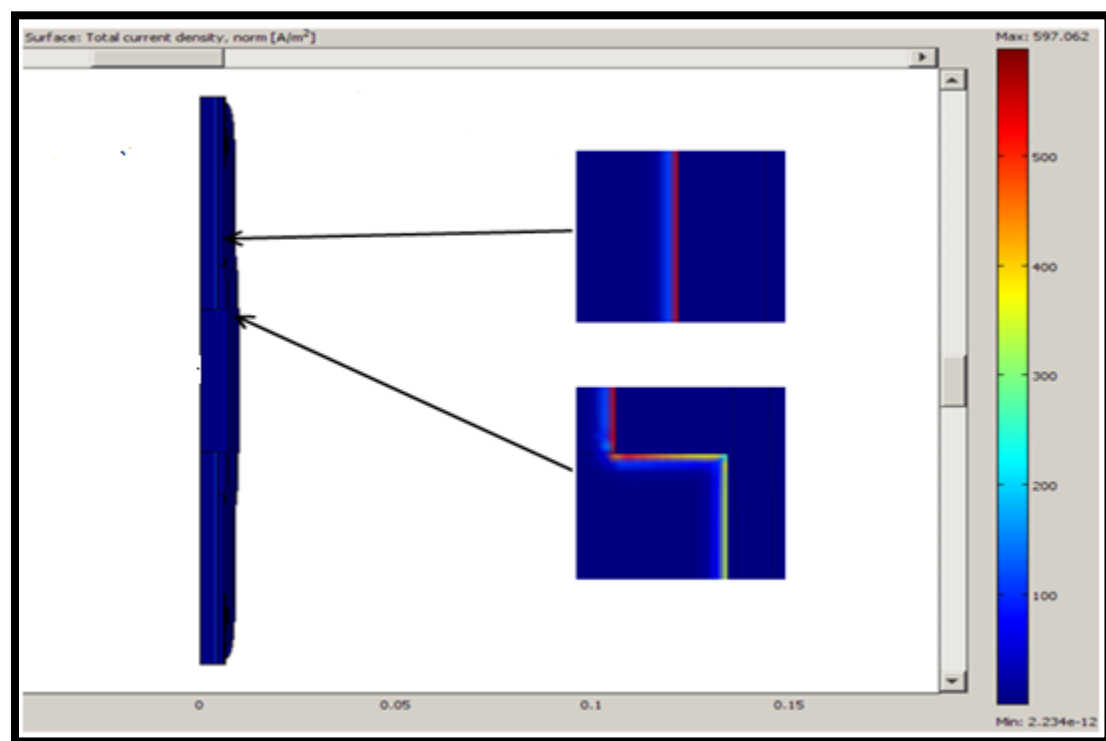


Figura 3.5. Densidad de corriente total en empalme (figura 3.1), alimentado con 1 A, a 250 kHz.

3.2.2. Cálculo de la capacitancia de un empalme.

La capacitancia es una propiedad física de una configuración geométrica de conductores separados por un medio aislante. Es una medida de cuanta carga se puede almacenar cuando se aplica una diferencia de potencial y es posteriormente removida, en este caso se consideró un campo del tipo electrostático para la solución en un conductor recto cuyas ecuaciones de este fenómeno se describen en la sección 3.2.2.1, mientras que para el empalme en estudio (véase figura 3.1) se considero un fenómeno cuasi-estacionario ya que el diseño posee diferentes tipos de materiales, las ecuaciones que describen este fenómeno se encuentran en la sección 3.3.1, la ecuación para la capacitancia en función del potencial eléctrico es [27]:

$$Q = CV_0 \quad 3.15$$

3.2.2.1 Cálculo del Potencial Escalar Eléctrico.

Las ecuaciones de un campo electrostático se resumen a continuación [25]:

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad \int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \quad 3.16$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad \int_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = Q \quad 3.17$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad 3.18$$

Se sabe del análisis vectorial que $\nabla \times \nabla V = 0$, entonces si V es el potencial escalar eléctrico y $\vec{E} = -\nabla V$, es el gradiente de potencial. Substituyendo en la Ley de Faraday, sin alterar el resultado

$$\nabla \times (-\nabla V) = 0$$

El signo negativo se ha usado para dar el significado físico al potencial como el trabajo realizado en contra del campo eléctrico.

Si $\nabla \cdot \vec{D} = \rho$, substituyendo en 3.16

$$\nabla \cdot \epsilon \vec{E} = \rho$$

De donde

$$\nabla \cdot \epsilon (-\nabla V) = \rho$$

Si el medio es lineal, homogéneo e isotrópico se tiene

$$-\nabla^2 V = \frac{\rho}{\epsilon}$$

Por lo tanto

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad 3.19$$

Que se conoce como la ecuación de Poisson para el potencial eléctrico. Debe notarse que ahora la ecuación es escalar. Una vez que se conoce el potencial eléctrico V el campo eléctrico se puede obtener aplicando directamente el gradiente de potencial:

$$\bar{E} = -\nabla V \quad 3.20$$

En el caso cuando no hay carga $\rho=0$

$$\nabla^2 V = 0 \quad 3.21$$

Que se conoce como la ecuación de Laplace. . Esta ecuación se utiliza para el cálculo de la capacitancia del tramo recto del conductor, es decir un campo electrostático, y aunque también se puede utilizar en el empalme, para ese caso resulta más adecuado considerar el problema como cuasi-estacionario. La formulación para este tipo de campo cuasi-estacionario se presenta en la sección 3.3.1.

3.2.2.2 Cálculo de la Energía en el Empalme empleando el Potencial Escalar Eléctrico [27].

Despejando C de ecuación 3.14:

$$C = \frac{Q}{V_0} \quad 3.22$$

$$C = \frac{\int_v \rho dv}{-\int_C \bar{E} \cdot d\bar{l}} \quad 3.23$$

De la Ley de Gauss en forma diferencial se tiene que:

$$\bar{\nabla} \cdot \bar{D} = \rho \quad 3.24$$

$$C = \frac{\int_V (\bar{\nabla} \cdot \bar{D}) dv}{-\int_C \bar{E} \cdot d\bar{l}} = \frac{\oint \bar{D} \cdot d\bar{A}}{-\int_C \bar{E} \cdot d\bar{l}} \quad 3.25$$

$$C = \frac{\varepsilon \oint_A \bar{E} \cdot d\bar{A}}{-\int_C \bar{E} \cdot d\bar{l}} \quad 3.26$$

Pero considerando $V_0 = -\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l}$.

$$C = \frac{\epsilon \oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A}}{V_0} \quad 3.27$$

Donde:

$\epsilon \oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A}$ Es la densidad superficial de carga en C/m, calculada mediante MEF.

$V_0 = -\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l}$ Es el potencial aplicado, para fines prácticos 1V.

La capacitancia se relaciona con la energía almacenada mediante la expresión [25]:

$$W = \frac{1}{2} C V_0^2 \quad 3.28$$

3.2.2.3 Capacitancia del Empalme [27].

Partiendo de la ecuación 3.27

$$C = \frac{2W}{V_0^2} \quad 3.29$$

Al igual que la Inductancia el modelo geométrico considera un corte axial-simétrico por lo que se agrega un factor de 2 para considerar la energía total almacenada en el empalme:

$$C = \frac{4W}{V_0^2} \quad 3.30$$

Donde:

C = Capacitancia del empalme.

W= Energía Eléctrica almacenada en el empalme, obtenida mediante MEF.

V_0 = Potencial Escalar Eléctrico.

Ya sea con la ecuación (3.27) o con (3.30), ambas maneras de calcular la capacitancia son idénticas cuando el medio es considerado isotrópico, homogéneo y lineal. Rigurosamente se debe utilizar la primera definición dada por (3.27), cuando se está interesado en el comportamiento terminal de la relación tensión-corriente del modelo que dicha capacitancia representa [7].

Como en el caso de la inductancia en el empalme recto y el empalme de la figura 3.1, se les aplicó un procedimiento similar con la diferencia que las figuras (3.6, 3.7 y 3.8) muestran

el potencial eléctrico. En el caso de la figura 3.6 (empalme recto) se resolvió un problema electrostático el cual no depende de la frecuencia, y el resultado que se muestra en la figura 3.6 es la forma como MEF resuelve este tipo de problemas ya que el cálculo de la capacitancia lo hace interno, cuyo valor se presenta en la Tabla 3.1. Por otro lado el sistema es cuasi-estacionario en corrientes eléctricas meridionales para la solución del empalme figura 3.1 por tal motivo se utilizaron dos diferentes valores de frecuencias (60 Hz y 250 kHz). Como se puede observar en las figuras 3.7 y 3.8 (empalme figura 3.1), aparentemente no presentan diferencia ya que la capacitancia no presenta modificaciones en el potencial eléctrico cuando la frecuencia varía, esto se puede ver ya que en ambas figuras el potencial eléctrico es de 4950.

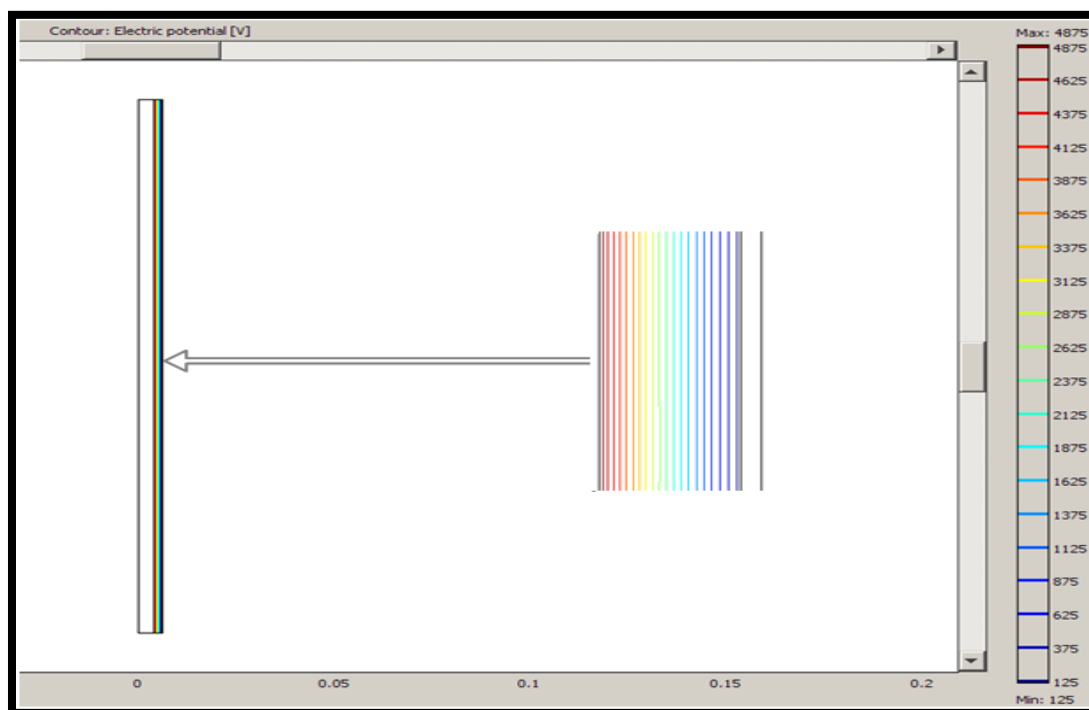


Figura 3.6. Líneas equipotenciales de un conductor recto alimentado con 5 kV, considerando un campo electrostático. Detalle de las líneas equipotenciales en el aislamiento del conductor.

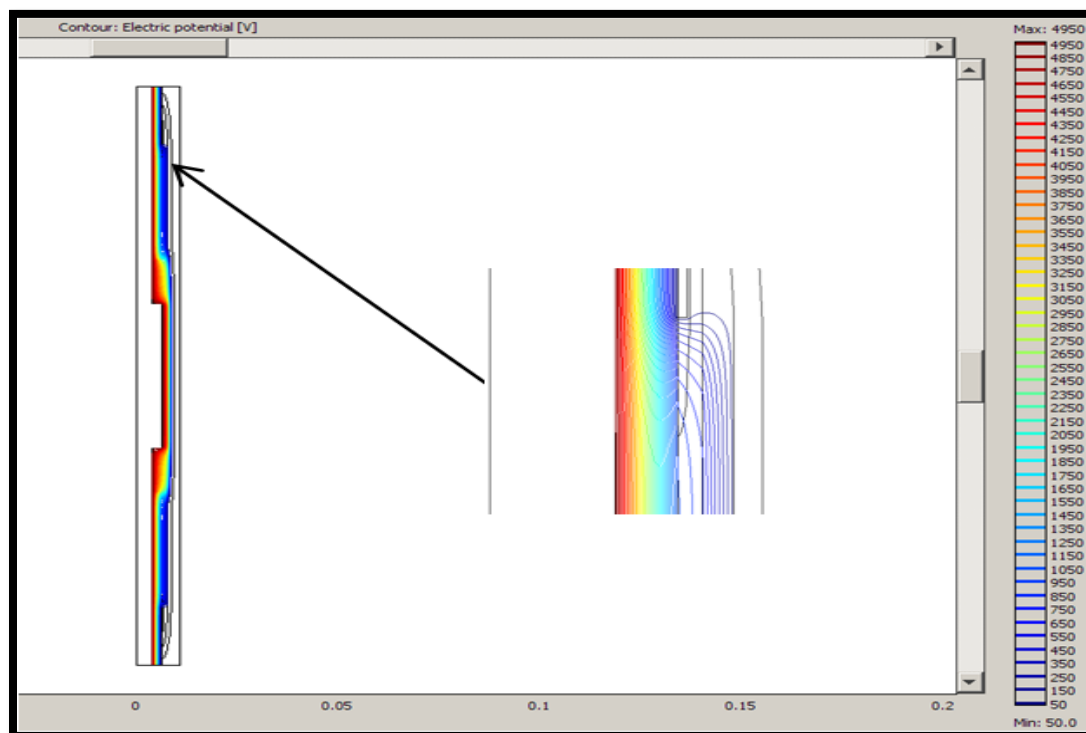


Figura 3.7. Líneas equipotenciales en empalme (Figura 3.1), alimentado con 5 kV a 60 Hz, considerando un campo cuasi-estacionario. Detalle de las líneas equipotenciales en la capa atenuadora del campo eléctrico.

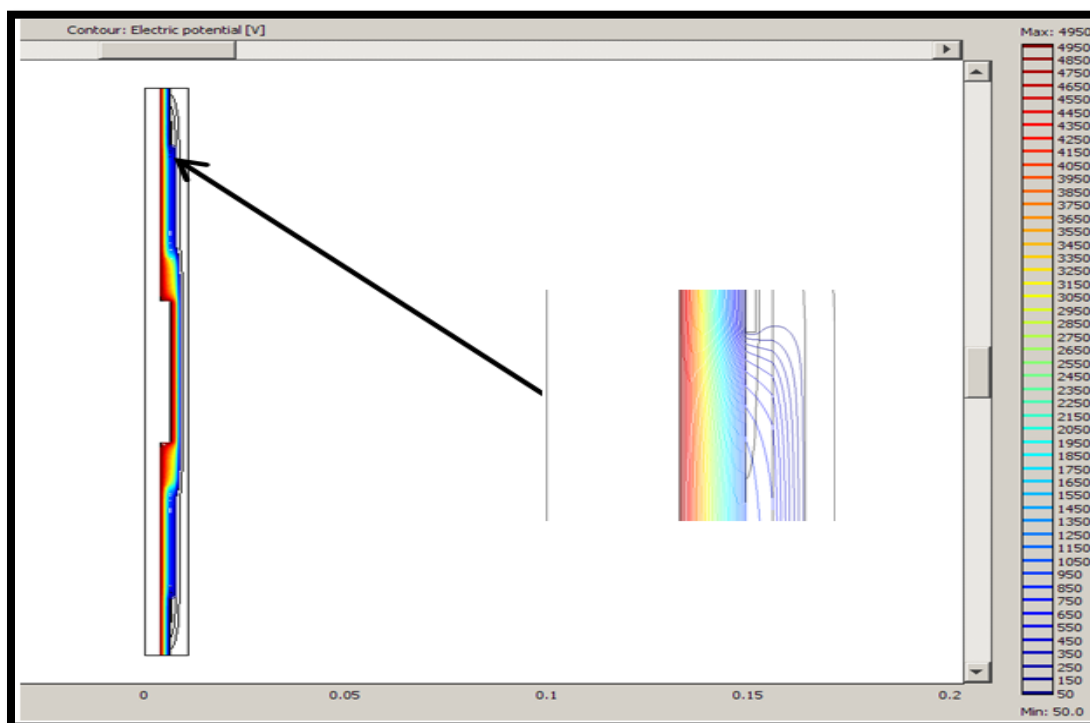


Figura 3.8. Líneas equipotenciales en empalme (figura 3.1), alimentado con 5 kV a 250 kHz, considerando un campo cuasi-estacionario. Detalle de las líneas equipotenciales en la capa atenuadora del campo eléctrico.

3.2.3. Cálculo de L y C en Forma Analítica para un Cable Coaxial.

Para algunas geometrías sencillas, como es el caso del cable coaxial, existen soluciones analíticas, sin embargo, en la mayoría no se considera el efecto de la frecuencia o la presencia de materiales no-lineales. En el caso de terminales o empalmes en algunos casos se pueden utilizar técnicas como el mapeo conformal para determinar la distribución del campo eléctrico, pero esta técnica básicamente se aplica para campos electrostáticos o Laplacianos y por lo tanto no se pueden utilizar cuando existen capas semiconductoras (CACE). A manera de ejemplo se utilizan una soluciones analíticas para la inductancia y capacitancia de un cable coaxial y se comparan los resultados con obtenidos con el MEF. La geometría para representar un cable coaxial es la mostrada en la figura 3.9 y sus parámetros (C y L) son calculados con las ecuaciones 3.31 y 3.32 respectivamente por unidad de longitud [28].

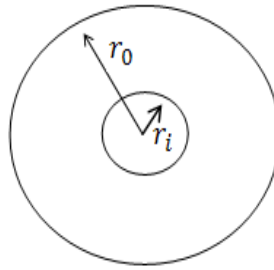


Figura 3.9. Imagen del Cable Coaxial utilizado en el cálculo analítico [28].

Ecuaciones empleadas [28]

$$C = 2\pi\epsilon / \ln(r_0/r_i) \quad 3.31$$

$$L = (\mu/2\pi) \ln(r_i/r_0) \quad 3.32$$

Donde:

r_i = radio del conductor

r_0 = radio del cable

Tomando los datos del material considerado en el cable y las dimensiones correspondientes se tiene que:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r, \quad \epsilon = (8.85 \times 10^{-12})(2.3) = 2.0365 \times 10^{-11}$$

$$\mu = \mu_r \mu_0, \quad \mu = (1)(4\pi \times 10^{-7}) \quad \mu = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$r_i = 4 \times 10^{-3}, \quad r_0 = 6 \times 10^{-3}$$

$$L = \left(\frac{4\pi \times 10^{-7}}{2\pi} \right) \ln \left(\frac{6 \times 10^{-3}}{4 \times 10^{-3}} \right) \quad L = 8.1 \times 10^{-8} H$$

$$C = \frac{2\pi(2.0365 \times 10^{-11})}{\ln(1.5)} \quad C = 3.155 \times 10^{-10} F$$

En la tabla 3.1 los valores anteriores se comparan con los obtenidos con el MEF, es importante mencionar que, como se mencionó anteriormente, con estas formulas no se considera el efecto de la frecuencia ni las propiedades no lineales de los materiales.

Tabla 3.1. Valores de capacitancia e inductancia a diferentes frecuencias (60 Hz y 250 kHz) obtenidos mediante MEF (COMSOL 3.5). Aplicados en empalme (figura 3.1), conductor recto y el cálculo en un cable coaxial en forma analítica.

PARÁMETROS	ELEMENTOS		
	EMPALME figura 3.1 (MEF)	EMPALME RECTO (MEF)	CABLE COAXIAL (ecuaciones 3.31 y 3.32)
L a 250 kHz	$2.3 \times 10^{-7} H$	$1.933 \times 10^{-7} H$	-----
L a 60 Hz	$9.21 \times 10^{-7} H$	$7.03 \times 10^{-7} H$	-----
C a 250 Hz	$1.153 \times 10^{-10} F$	-----	-----
C a 60 Hz	$1.154 \times 10^{-10} F$	-----	-----
L	-----	-----	$L = 8.1 \times 10^{-8} H$
C	-----	$6.29 \times 10^{-11} F$	$C = 3.155 \times 10^{-10} F$

3.2.4. Modelado en ATP de las reflexiones en los empalmes.

En esta sección con los parámetros calculados con el MEF de capacitancia e inductancia (a 250 kHz) de la Tabla 3.1, se simuló en ATP Draw el empalme como un circuito Pi entre dos secciones de cable coaxial, para observar las reflexiones de tensión en este punto, ver figura 3.10.

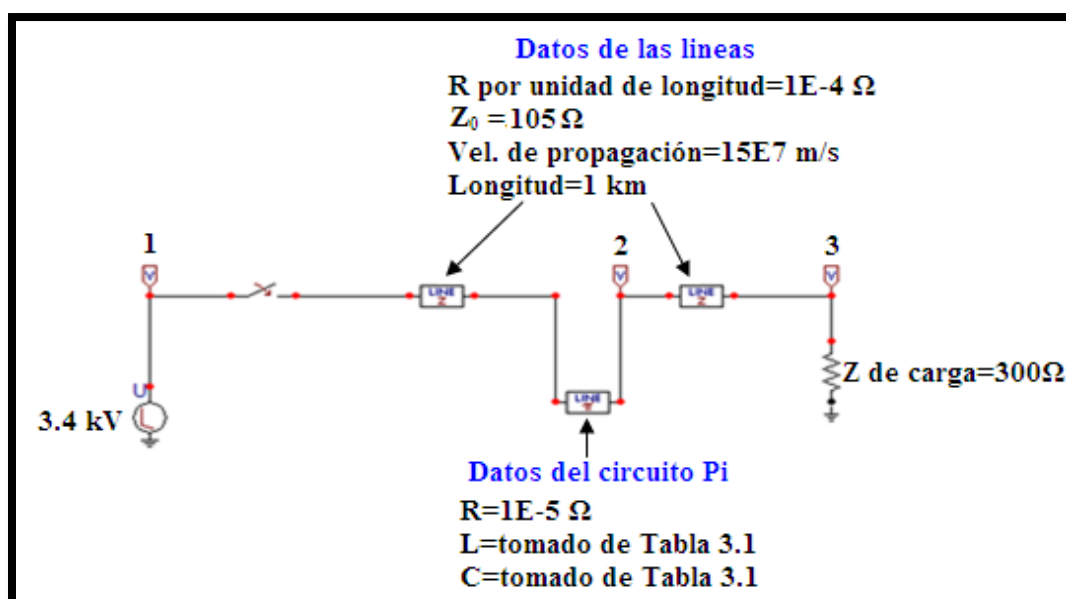


Figura 3.10. Modelado en ATP de dos cables alimentadores unidos por un empalme alimentadas con 3.4 kV con Z de carga mayor a la impedancia característica del cable.

Se consideró una impedancia de carga de 300 ohms al final del alimentador para observar las reflexiones. En la figura 3.11 se muestra la tensión en los puntos 1, 2 y 3 del circuito de la figura 3.10. Como se puede ver existen reflexiones por la impedancia de carga y estas también se observan en los empalmes. La figura 3.12 compara la tensión en el punto medio del alimentador (donde está colocado el empalme) con y sin empalme. Como se puede ver a simple vista no se modifica la tensión al colocar el empalme, sin embargo amplificando en el frente de los pulsos, figura 3.13, se puede apreciar una pequeña reflexión la cual no es significativa comparada con la reflexión en la impedancia de carga.

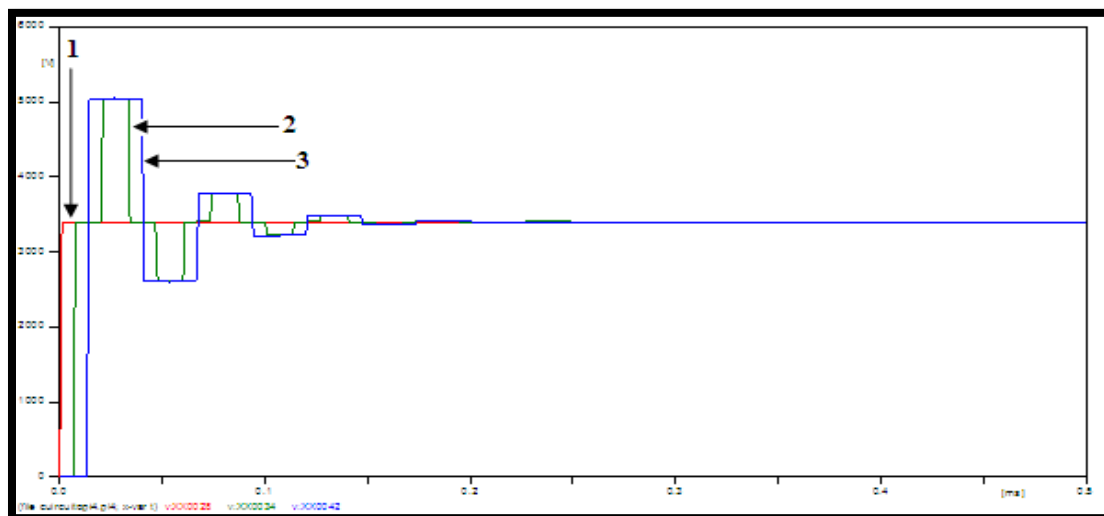


Figura 3.11. Tensiones en los puntos 1, 2 y 3 del circuito pi de la figura 3.10.

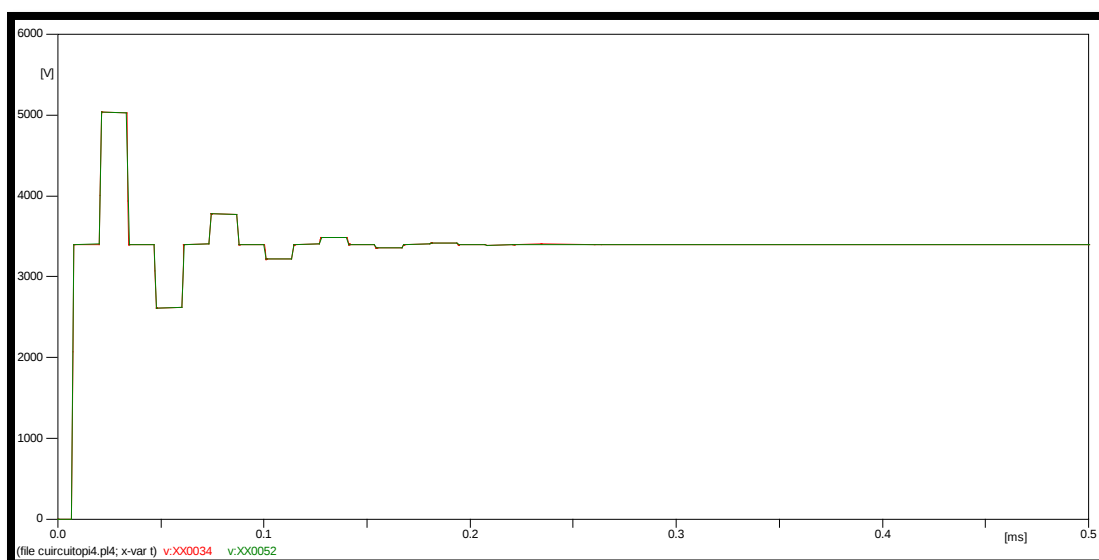


Figura 3.12. Comparación de la tensión en el punto medio del alimentador con y sin empalme.

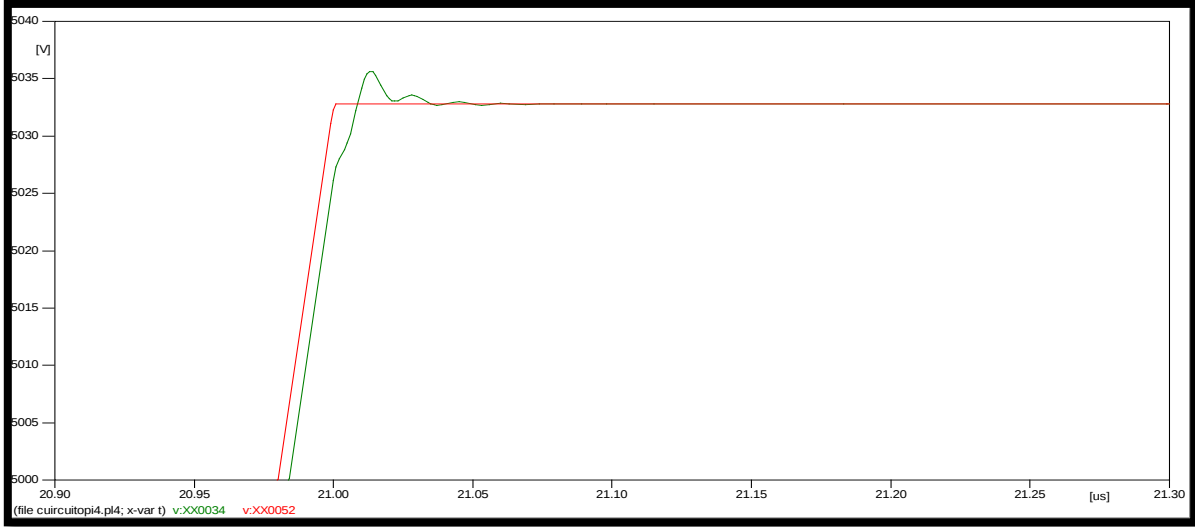


Figura 3.13. Pequeña reflexión que se presenta al colocar el empalme en el circuito de la figura 3.10.

Lo anterior muestra que aunque las reflexiones debidas al empalme no son considerables, las reflexiones debidas a la impedancia de la carga son vistas también en el empalme. Por lo anterior para determinar los esfuerzos a los que está sometido el empalme se deben de considerar también las reflexiones debidas a la impedancia de carga.

3.3. Modelado de esfuerzos en los empalmes.

Las fallas en los empalmes que cuentan con CACE pueden deberse que este recubrimiento no es capaz de atenuar el campo eléctrico a valores por debajo de la aparición de descargas o por la generación excesiva de calor. En esta sección se calcula el esfuerzo eléctrico y la generación de calor en empalmes con CACE en el dominio del tiempo considerando una forma de onda con reflexiones. Las ecuaciones utilizadas para problemas en el dominio del tiempo en donde se tienen materiales de conductividad no lineales (dependiente del campo eléctrico) se presentan en la siguiente sección.

3.3.1. Modelado del Campo Eléctrico en el Empalme en el Dominio del Tiempo y con Materiales con Conductividad No Lineal.

Partiendo de la primera ecuación de Maxwell, la ley de Ampere, se tiene que [26]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad 3.33$$

donde :

$$\vec{J}_T = \vec{J}_R + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

siendo $\vec{J}_R$ la densidad de corriente eléctrica de conducción y $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ la densidad de corriente de desplazamiento.

Aplicando la divergencia en ambos lados de la igualdad tenemos que:

$$\nabla \cdot (\nabla \times \bar{H}) = \nabla \cdot \left(\bar{J}_R + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \right) = 0$$

ó

$$\nabla \cdot \left(\bar{J}_R + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \right) = \nabla \cdot \left(\sigma \bar{E} + \frac{\partial \epsilon \bar{E}}{\partial t} \right) = 0$$

y considerando que en este tipo de problemas la inducción magnética es despreciable, es decir:

$$\bar{E} = -\nabla V \quad 3.34$$

se tiene que:

$$\nabla \cdot \left(-\sigma \nabla V - \frac{\partial \epsilon \nabla V}{\partial t} \right) = 0$$

Ecuación que podemos reescribir como:

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) + \nabla \cdot \left(\frac{\partial \epsilon \nabla V}{\partial t} \right) = 0 \quad 3.35$$

para el dominio del tiempo o:

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) + \nabla \cdot (j\omega \epsilon \nabla V) = 0 \quad 3.36$$

para el dominio de la frecuencia. Para el caso de los materiales considerados en el empalme, la conductividad eléctrica es dependiente de la intensidad del campo eléctrico, esto es $\sigma(E)$.

Las ecuaciones (3.35) y (3.36) fueron resueltas mediante el método del elemento finito. El problema del empalme fue resuelto como un problema cuasi-estacionario con geometría axial-simétrica.

3.3.2. Materiales con Conductividad No lineal para el Control del Campo Eléctrico.

Compuestos con conductividad dependiente del campo eléctrico son muchas veces fabricados usando partículas tales como carburo de silicio (SiC) u oxido de zinc (ZnO) [29]. Estos materiales muestran intrínsecamente un comportamiento no-lineal su conductividad eléctrica con respecto al campo eléctrico. Si la intensidad del campo eléctrico es menor a un límite considerado como seguro, la conductividad eléctrica será baja; sin embargo cuando el campo incrementa más allá del límite, la conductividad incrementa exponencialmente. Compuestos de carbón pueden también mostrar dependencia del campo y un comportamiento no-lineal. Sin embargo este comportamiento en compuestos de carbón es altamente dependiente del proceso de fabricación y la no-linealidad es a veces poca y de no muy fácil reproducibilidad [30, 31].

En compuestos de SiC los mecanismos de conducción son dependientes únicamente de las propiedades de contacto partícula a partícula. La conductividad y el cambio de límite de tensión pueden así ser modificados por el tamaño de la partícula de SiC; sin embargo hay un correspondiente incremento de la conductividad a bajo-campo, reduciendo así la capacidad de aislamiento del material. En los compuestos ZnO como varistores, el centro de la partícula es eléctricamente conductivo pero las fronteras son de una capa delgada altamente aislante. Además, las fronteras de estas capas se comportan como micro-varistores, llegando a conducir por encima de un límite de tensión definido. Estas propiedades nos permiten un cambio de límite de rigidez dieléctrica para que esta pueda ser ajustada de acuerdo a los valores requeridos, sin aumentar la conductividad, manteniendo así un bajo-campo en el material [30].

Para analizar algunos ejemplos de las características de los ZnO como varistores y los polvos SiC, la figura 3.14 muestra mediciones características de campo eléctrico contra densidad de corriente (E-J) de diferentes polvos, ZnO como varistores, SiC o combinaciones de ambos. Las curvas características pueden ser clasificadas de acuerdo con la expresión $J=kE^y$, donde k es una constante proporcional de la conductividad, y es una medida de la no-linealidad [30]. Todos los polvos tienen rango exponencial no-lineal y . Valores menores que 5 para los polvos desde a hasta d, y valores de 13 y 17 para los compuestos desde e hasta h. Los valores muestran que los materiales compuestos de ZnO como varistores exhiben una mayor no-linealidad que los polvos de SiC [31].

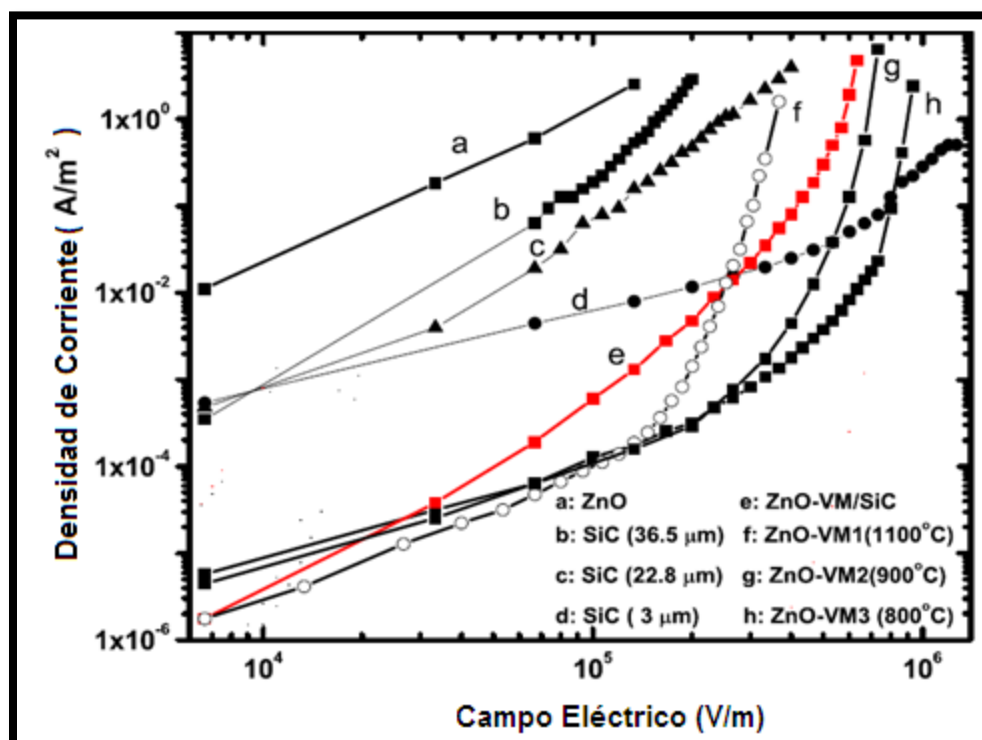


Figura 3.14. Mediciones de campo eléctrico contra densidad de corriente (E-J), para varios polvos semiconductores, usadas en la preparación de compuestos para atenuar el campo eléctrico (CACE) [6].

De acuerdo a datos experimentales la conductividad eléctrica contra campo eléctrico puede ser ajustada por una función exponencial del tipo [6]:

$$\sigma(E) = \sigma_0 \exp(\kappa * E) \quad 3.37$$

donde σ_0 y κ son constantes positivas obtenidas de datos experimentales.

Para este estudio se realizaron diferentes simulaciones con MEF variando σ_0 y κ de datos experimentales realizados en trabajos anteriores [4, 6], considerando la geometría del empalme que se muestra en la figura 3.1 para observar el control del campo eléctrico generado en el empalme.

En la figura 3.15 y figura 3.16 se muestran dos ejemplos de las simulaciones realizadas, en las cuales lo que se observan son las líneas equipotenciales en el empalme, al cual se la aplicaron diferentes valores de σ_0 y κ , manteniendo una permitividad fija con una frecuencia de 250 kHz, estas figuras solo son 2 ejemplos pero en la Tabla 3.2 se muestran otros valores del campo eléctrico, dato con el cual se puede observar su dependencia con respecto a la conductividad no-lineal dada por la ecuación (3.37).

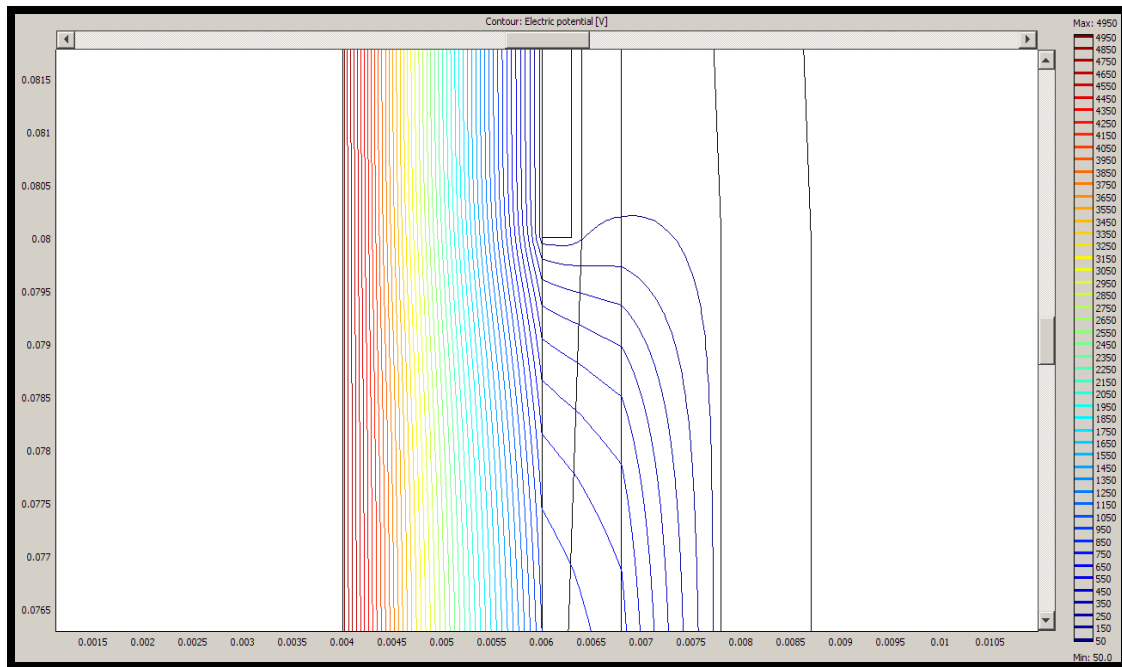


Figura 3.15. Potencial eléctrico (max = 4950 y min =50) generado con valor de $\sigma_0 = 1E-11$ y $\kappa = 3.7E-07$.

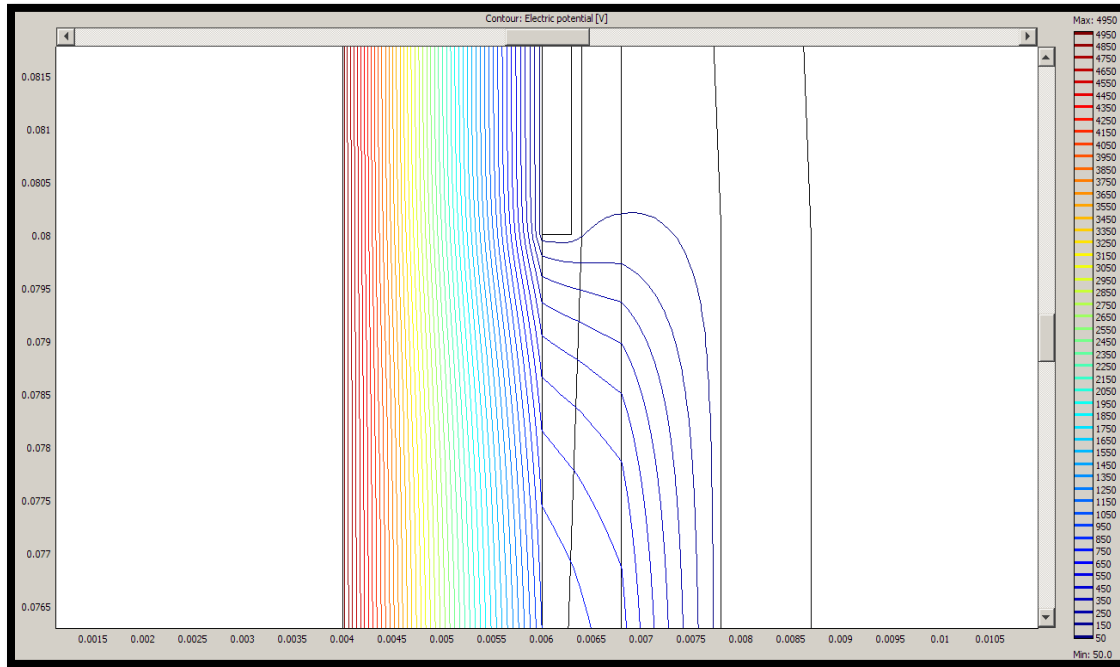


Figura 3.16. Potencial eléctrico (max = 4950 y min =50) generado con valor de $\sigma_0 = 1.75\text{E-}14$ y $\kappa = 1.07\text{E-}06$.

Tabla 3.2. Diferentes valores de σ_0 y κ , simulados en MEF (figura 3.1), fijando un valor de permitividad, alimentando con 5 kV a 250 kHz.

σ_0 [S/m]	K [m/V]	E [V/m]	ϵ_r
1.75E-14	1.07E-6	2.08E-9	20
1.5E-14	5E-7	.94E-9	20
1.75E-14	1.07E-5	4.8E-10	20
1.1E-13	8.41E-6	.94E-9	20
1E-13	5.8E-7	1.41E-9	20
1E-11	3.7E-7	.94E-9	20
2.7E-11	7.54E-6	4.8E-10	20
1.2E-10	8.50E-6	4.8E-10	20

3.3.3. Generación de Calor en los Empalmes con Recubrimientos Semiconductores.

Los recubrimientos utilizados para atenuar el campo eléctrico pueden ser diseñados para evitar la presencia de descargas superficiales, sin embargo esta propiedad es a costa de generar calor. En el caso de tensiones no sinusoidales del tipo PWM, se ha encontrado que el calor resistivo que se genera en estos recubrimientos puede llegar a ser excesivo dañando los materiales permitiendo así la aparición de descargas superficiales y con el tiempo la falla completa del aislamiento [4, 6, 22].

En el caso de los empalmes con este tipo de materiales con conductividad dependiente es de esperarse también un incremento en el calor generado que pueda causar su falla.

En la figura 3.17 (a) se muestra el equipo utilizado durante la prueba y en la figura 3.17 (b) se puede ver una imagen más detallada del cable utilizado en la prueba así como el recubrimiento semiconductor. El fenómeno de generación de calor en el CACE se muestra en la figura 3.18 se puede observar este calentamiento en el recubrimiento semiconductor de un cable coaxial de 25 kV, dicho calor fue medido mediante una cámara infrarroja a diferentes tiempos, la imagen muestra como el cable al ser alimentado con 20 kV (figura 3.17 (c)), en el lado izquierdo de la imagen se presenta el efecto corona a cuatro diferentes tiempos figura 3.18 (a) 0min (23.7°C), (b) 1min (24.2°C), (c) 2min (24.4°C) y (d) 3 min (24.5°C)) . Mientras que en el lado derecho el campo eléctrico es atenuado en el recubrimiento semiconductor, por lo que se genera calor en el recubrimiento semiconductor figura 3.18 (e) (0min (22.4°C), (f) 1min (23.8°C), (g) 2min (24.1°C) y (h) 3 min (24.3°C)) .

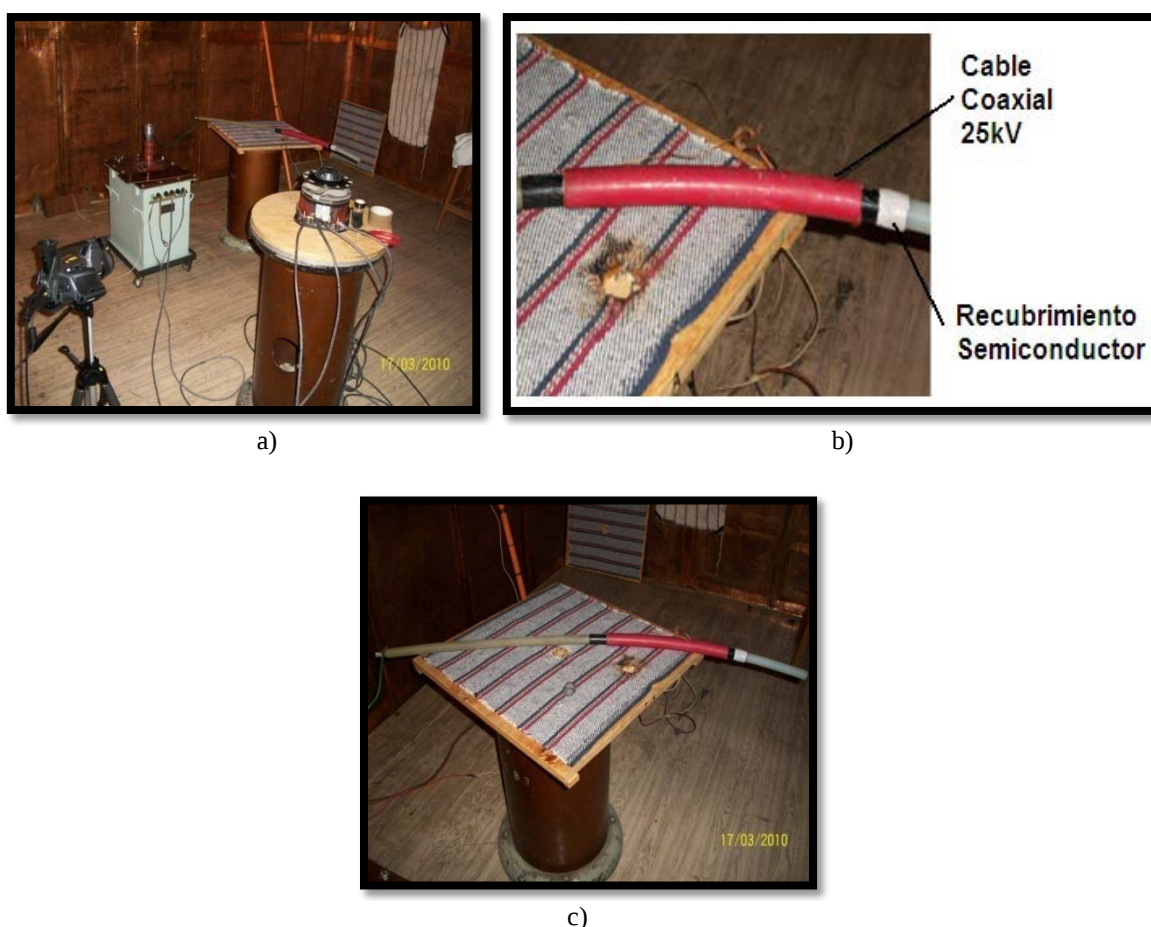


Figura 3.17. a) Equipo utilizado en la prueba, b) Cable coaxial de 25 kV con recubrimiento semiconductor, c) Vista del cable siendo alimentado con 20 kV.

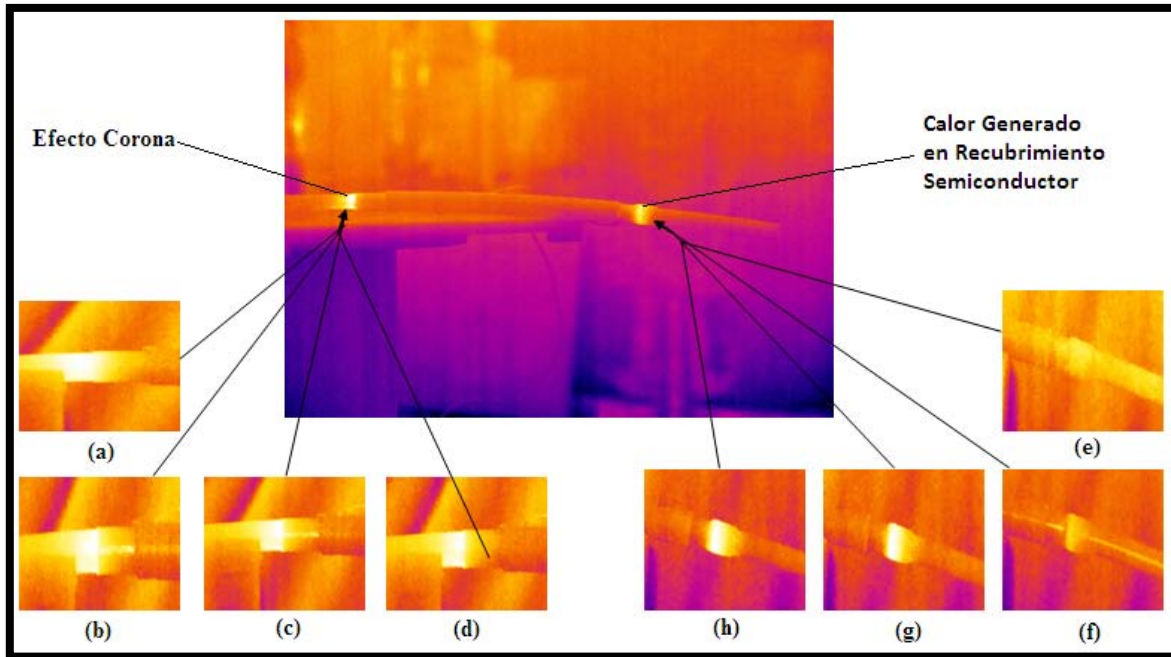


Figura 3.18. Imágenes térmicas de un cable coaxial alimentado a 20 kV, medidas a diferentes tiempos, para el efecto corona (a) 0min (23.7°C), (b) 1min (24.2°C), (c) 2min (24.4°C) y (d) 3 min (24.5°C). Calor generado en el recubrimiento semiconductor (e) 0min (22.4°C), (f) 1min (23.8°C), (g) 2min (24.1°C) y (h) 3 min (24.3°C).

Este mismo fenómeno se presenta cuando los recubrimientos semiconductores son alimentados con pulsos rápidos, sin embargo por el acoplamiento capacitivo del recubrimiento y el conductor, al aumentar la frecuencia la corriente que pasa por el recubrimiento es mucho mayor. Por lo anterior el calor generado bajo tensiones del tipo PWM puede llegar a ser el principal problema.

A continuación se presenta un ejemplo donde ya es aplicado al empalme (figura 3.1), un frente de onda como pulsos rápidos de tensión muy cercano al que presenta un frente PWM con reflexiones (figura 3.19) el cual es representado por la ecuación 3.38, en donde también se considera la no linealidad de los materiales como en la sección 3.3.2, para observar el calor generado en el recubrimiento semiconductor del empalme.

El calor generado es presentado en la figura 3.20, como se observa se genera un calor del orden de $1.348E10$, el cual es muy elevado comparándolo con la figura 3.21 en donde se muestra el calor generado en una capa de atenuador de campo hecho de hule silicón ($1.026E8$), y como se menciona esto causa una degradación del material semiconductor provocando con el tiempo fallas.

$$V(t) = 10E3 - 10E3 * \exp(-t/4E - 7) * \sin(\pi(t - (-5E - 7))/2E - 7) - 5E3 \quad 3.38$$

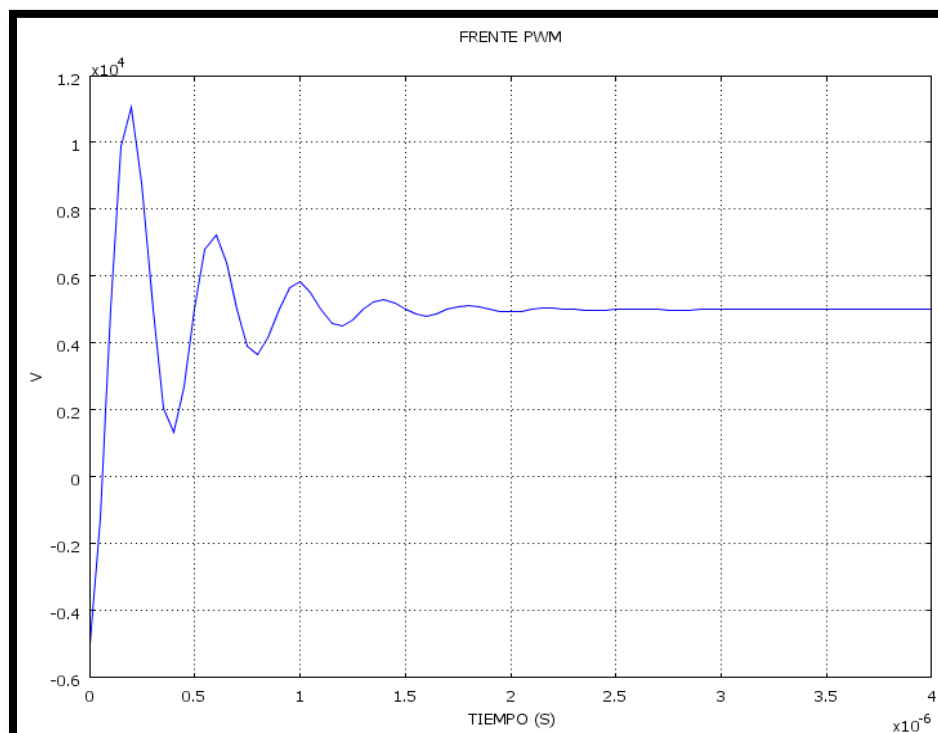


Figura 3.19. Frente de un pulso rápido aplicado al empalme (figura 3.1), regido por la ecuación (3.38).

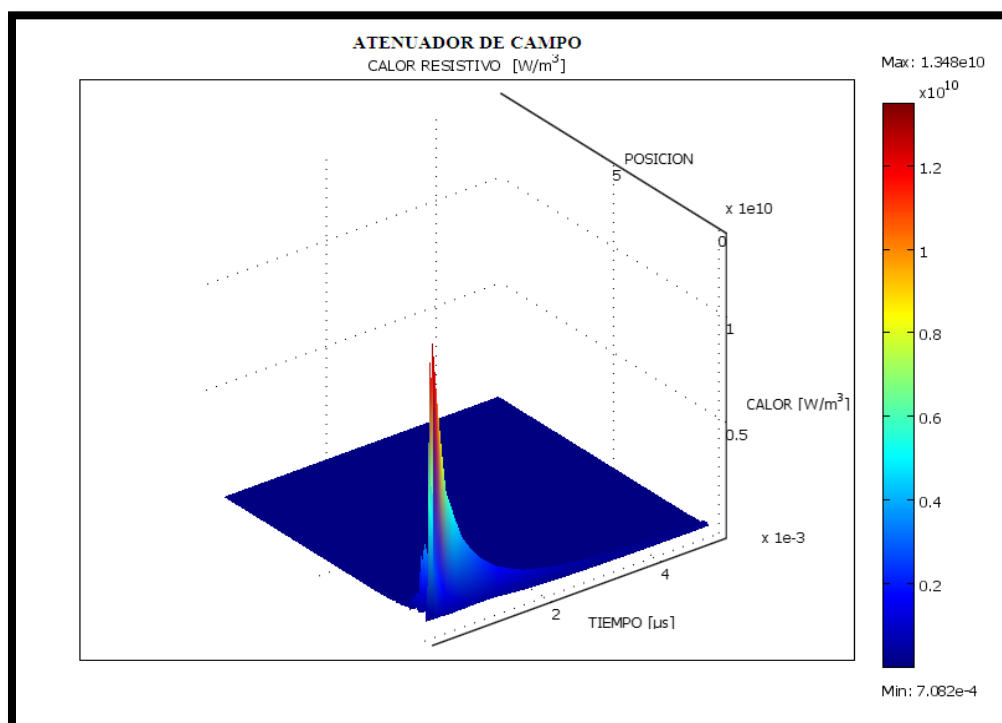


Figura 3.20. Generación de calor en la capa semiconductor de figura 3.1 alimentada con pulsos rápidos (figura 3.19).

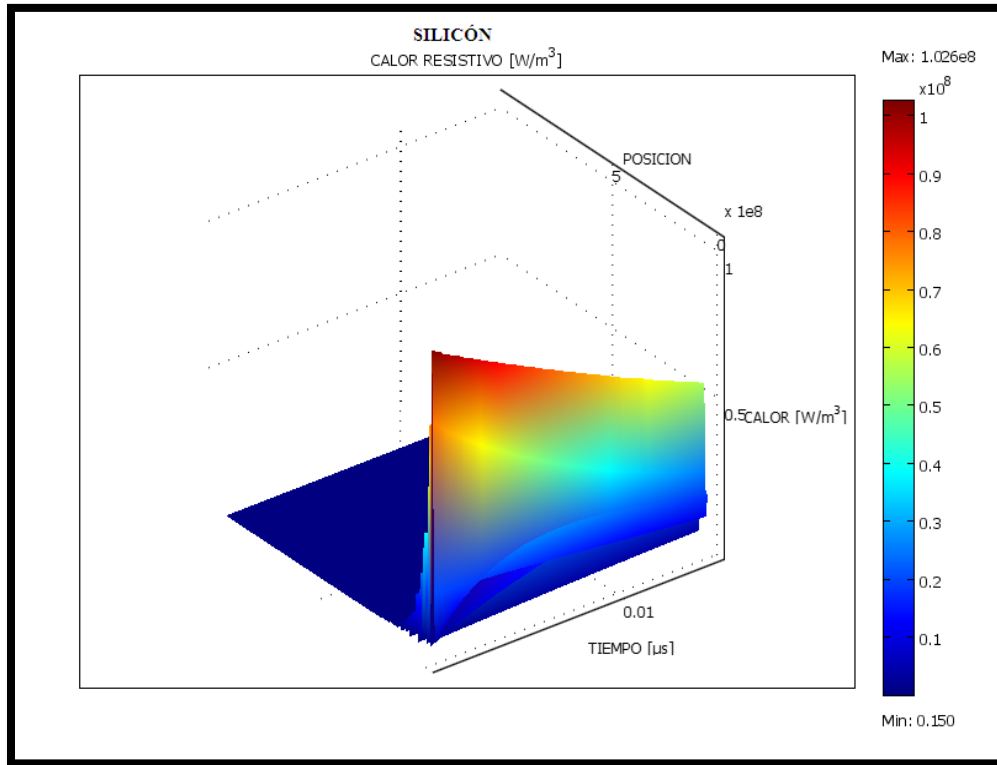


Figura 3.21. Generación de calor en la capa semiconductor de figura 3.1 (con capa atenuadora de campo hecha con hule silicón) alimentada con pulsos rápidos (figura 3.19).

Para observar como la temperatura aumenta en el empalme (figura 3.1) se simuló dicha temperatura tomando como fuente de energía, la que se genera en la figura 3.20.

La ecuación utilizada por MEF para el cálculo de la temperatura es:

$$\nabla^2 T = Q \quad 3.39$$

Siendo Q el calor resistivo generado en el empalme, el resultado fue que la gran mayoría de calor se concentró en al centro del empalme como se muestra en la figura 3.22 y se obtuvo un valor de temperatura de 2308 °K como se muestra en la figura 3.23. Este valor de temperatura alcanzado es considerando como el calor generado durante el pico del pulso, pero esto es irreal pues esto solo ocurre durante el frente del pulso. Pero se calcula la temperatura para compararla con la que se tiene cuando solo se usa un material aislante como lo es el silicón, lo cual se muestra en las figuras 3.24 y 3.25, en las que se muestra una reducción de la temperatura (1693 °K), cuando el recubrimiento se realizó con hule silicón.

Una posible solución para este problema se realiza en el siguiente capítulo donde se pretende disminuir esta generación de calor utilizando en lugar de recubrimientos semiconductores, materiales con valores de permitividad altos.

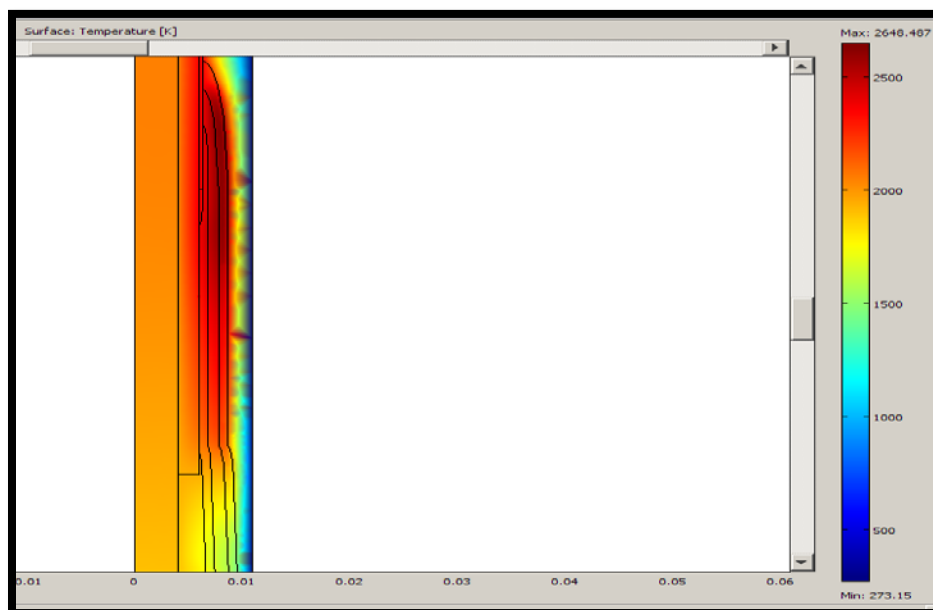


Figura 3.22. Calor generado en el empalme de la figura 3.1 bajo un impulso rápido (figura 3.19)

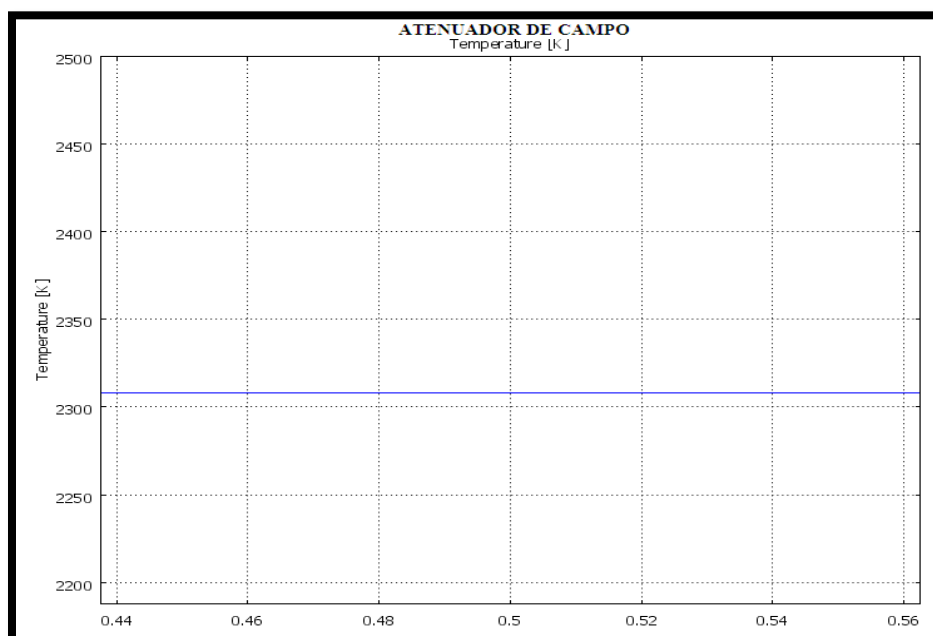


Figura 3.23. Valor de temperatura generada en el empalme de la figura 3.1 bajo un impulso rápido (figura 3.19)

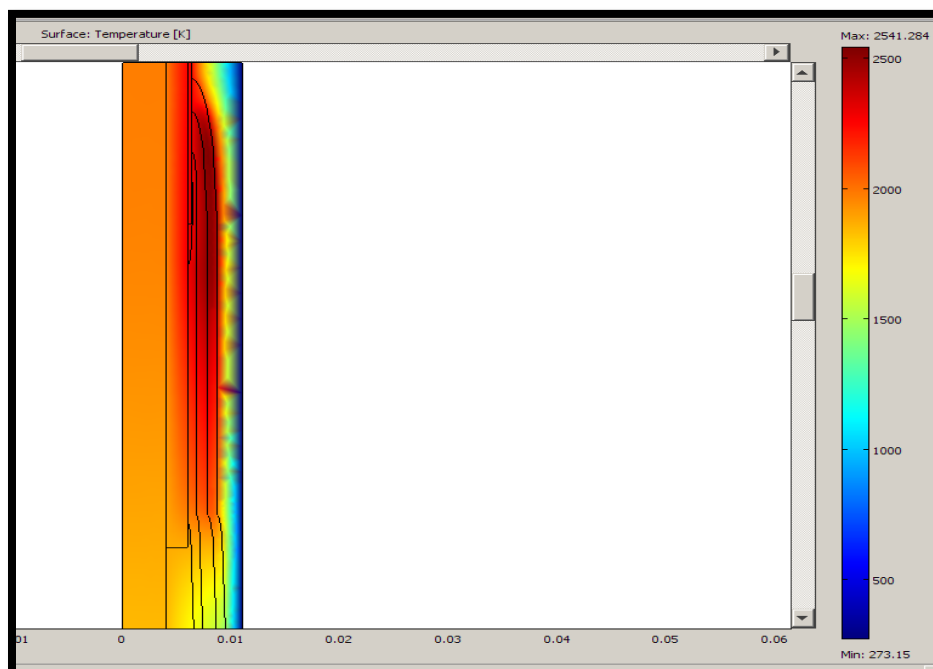


Figura 3.24 Calor generado en un recubrimiento semiconductor hecho de hule silicón bajo un impulso rápido (figura 3.19).

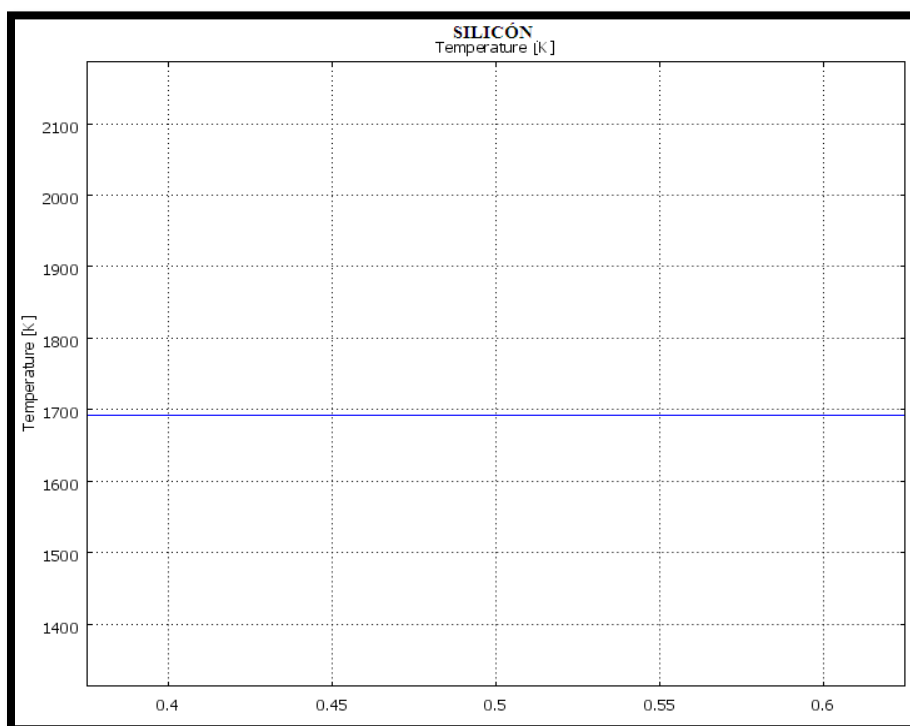


Figura 3.25. Valor de temperatura generada en el empalme de la figura 3.1 bajo un impulso rápido (figura 3.19) en un recubrimiento hecho de hule silicón.

CAPÍTULO 4: DISEÑOS DE EMPALMES EN MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES

4.1. Introducción.

En este capítulo se analizan posibles soluciones para reducir la generación de calor en los recubrimientos semiconductores (CACE). Una de las primeras opciones estudiadas es el uso de compuestos con una alta permitividad relativa. La permitividad de dichos compuestos fue medida experimentalmente con pulsos rápidos de tensión. Los valores obtenidos son comparados con aquellos previamente medidos a baja frecuencia y después fueron utilizados para modelar su efecto en el control del campo eléctrico y temperatura en un empalme. Los resultados muestran que estos compuestos pueden no ser efectivos y por lo tanto otras opciones fueron analizadas. .

4.2. Materiales con Permitividad Alta como una Solución para Reducir la Generación de Calor.

Un incremento en la permitividad relativa en los recubrimientos semiconductores puede producir una atenuación similar a la que se obtienen con materiales de conductividad no lineal, con la gran ventaja de que el calor que disipa puede ser mucho menor. Aunque existen en forma comercial materiales conocidos como de alta permitividad, estos usualmente presentan una conductividad elevada, los materiales analizados en este trabajo mantienen una conductividad baja. Incrementando ϵ_r la caída de potencial a lo largo del contorno del recubrimiento semiconductor se vuelve más lineal, reduciendo el campo eléctrico sin incrementar la temperatura en la misma región [4].

Para ejemplificar este fenómeno se consideraron dos diferentes valores de permitividad relativa, $\epsilon_r = 2.3$ y $\epsilon_r = 20$, en un empalme alimentado con 5 kV como se muestra en la figura 4.1. El tipo de fenómeno que se considero para realizar esta prueba fue cuasi-estacionario, es decir en el dominio de la frecuencia a 60 Hz, cabe mencionar que estos dos valores fueron colocados tomando en cuenta el criterio que un valor de 2.3 de permitividad relativa es el valor que presenta el hule silicón puro, y que un valor de 20 representa un valor alto que pudiera obtenerse en algunos compuestos. En la figura 4.1 (a) muestra las líneas equipotenciales las cuales se concentran más en la capa atenuadora de esfuerzos cuando el valor de $\epsilon_r = 2.3$, produciendo un mayor campo eléctrico y mayor calor en esta zona, si se considera que ambos materiales tienen la misma conductividad. Sin embargo el problema más importante en este caso sería que el material de baja permitividad no evitará la aparición de descargas parciales, acortando así el tiempo de vida del material y con el tiempo la falla en el empalme. En la figura 4.1 (b) se observa como las líneas equipotenciales se encuentran más dispersas con lo cual se comprueba que esta es una solución para reducir la intensidad del campo eléctrico sin incrementar la generación de calor.

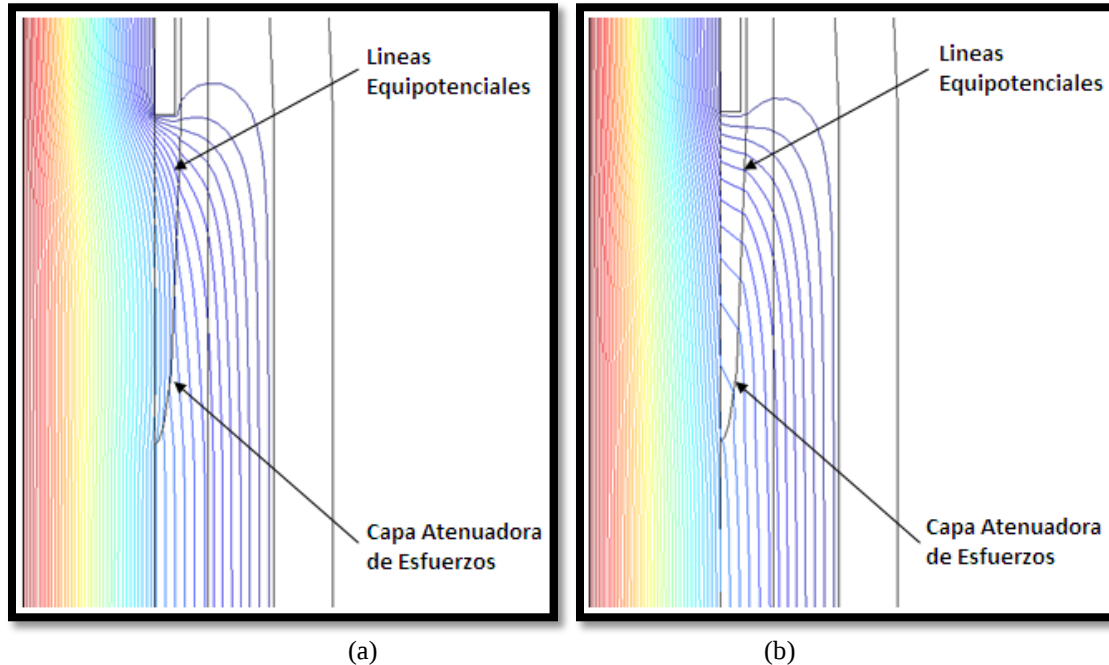


Figura 4.1. Líneas equipotenciales de un empalme con recubrimiento semiconductor con permitividad relativa 2.3 en (a) y 20 en (b).

4.3. Análisis de la Distribución del Campo Eléctrico en un Empalme con Materiales de Alta Permitividad Bajo la Aplicación de un Pulso Rápido.

Aplicando lo explicado en la sección anterior se simuló en el empalme de la figura 3.1, valores altos de permitividad para observar la disminución del calentamiento resistivo en el recubrimiento semiconductor figuras 4.2 a 4.5. En las simulaciones se consideró un pulso con un frente de onda rápido y con una sobre tensión que representa las reflexiones en los empalmes bajo este tipo de tensión PWM la cual se muestra en la figura 3.19 y definida por la ecuación 3.38, se considero una conductividad constante baja ($1E-14$) . En la Tabla 4.1 se muestra una comparación entre el valor de calentamiento resistivo que se obtiene con un material con propiedad de conductividad no lineal y materiales con una conductividad constante pero con diferentes valores de permitividad relativa, los cuales reducen la generación de calor en el empalme como se demuestra en las figuras 4.2 a la 4.5, estos se observa ya que en la figura 4.2 el calor generado es de $1.777 E10$ con una permitividad relativa de 2.3 y a medida que la permitividad relativa se fue incrementado el calor generado en el empalme fue disminuyendo como es el caso de la figura 4.5 en donde se observa que el calor llegó a ser de $4.95 E9$ cuando la permitividad relativa tuvo un valor de 100. .

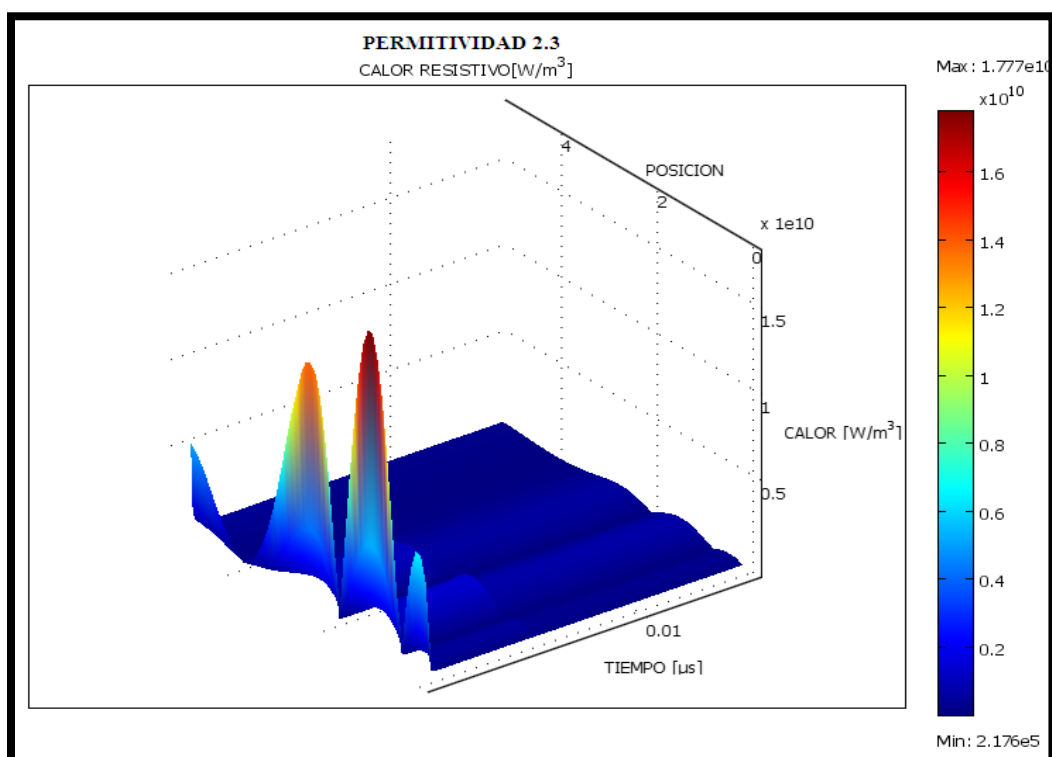


Figura 4.2. Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 2.3 de permitividad relativa.

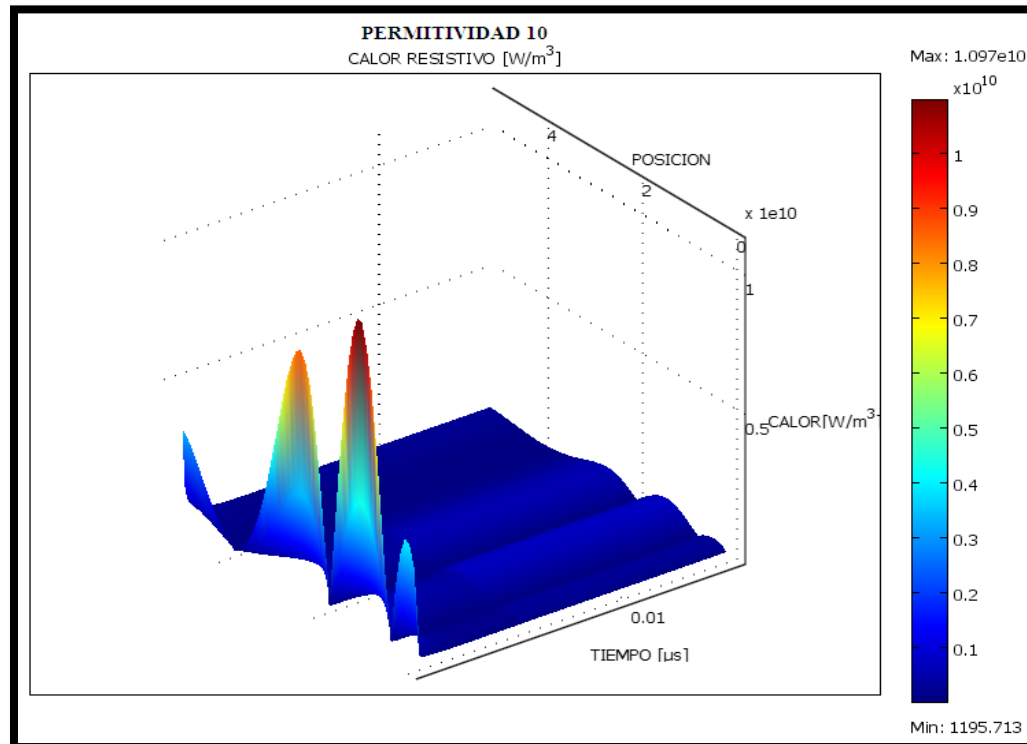


Figura 4.3. Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 10 de permitividad relativa.

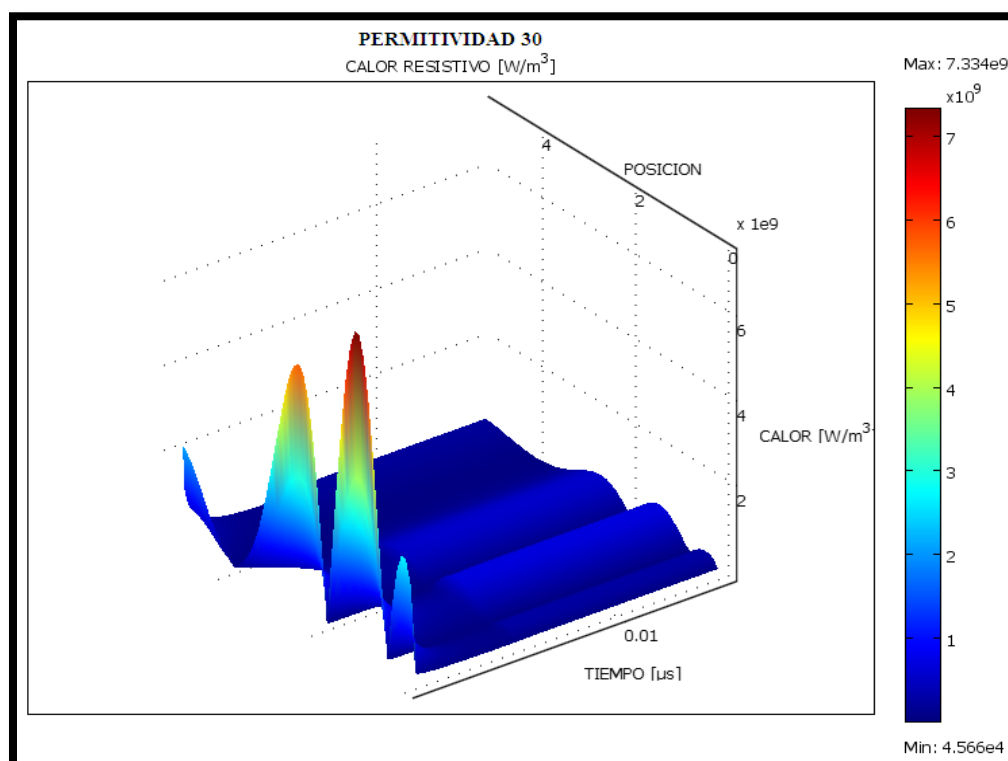


Figura 4.4. Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 30 de permitividad relativa.

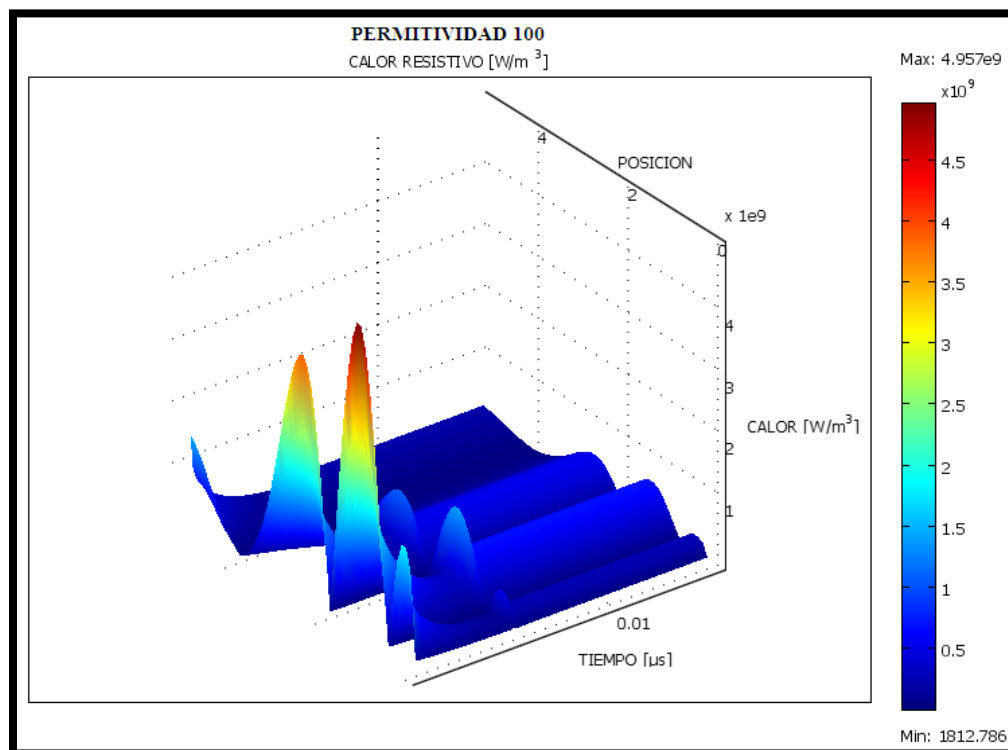


Figura 4.5. Calentamiento resistivo generado en empalme (figura 3.1), alimentado con frente PWM (figura 3.19) con 100 de permitividad relativa.

Tabla 4.1. Valores de permitividad relativa introducidos en el recubrimiento semiconductor y los valores obtenidos de calentamiento resistivo.

Conductividad no lineal	Calentamiento resistivo W/m ³	Conductividad constante	ϵ_r	Calentamiento resistivo W/m ³
$\sigma_0=1\text{E-}11$ $k=3.7\text{E-}7$	2.201E10	1E-14	2.3	1.777E10
			10	1.097E10
			30	7.334E9
			100	4.95E9

4.4. Medición de la Permitividad de Materiales Compuestos Alimentados con Pulsos Rápidos.

En esta sección se presentan mediciones realizadas a diferentes compuestos con alta permitividad, los cuales fueron proporcionados por el departamento de posgrado de ingeniería en metalurgia y materiales (ESIQIE), mostrados en la Tabla 4.2 [32]. Cabe mencionar que estos compuestos obtuvieron valores de ϵ_r altos con una frecuencia de 1kHz y a baja tensión. En esta tesis estos compuestos fueron expuestos a pulsos rápidos (780V a con el propósito de verificar sus valores de permitividad bajo estas condiciones.

Tabla 4.2. Materiales con alta permitividad proporcionados por el Departamento de Posgrado de Ingeniería en Metalurgia y Materiales (ESIQIE), los cuales poseen ϵ_r relativamente alta.

MATERIAL	DIAMETRO	ESPESOR	ϵ_r
4/0%	31mm	2mm	3
1/5%	32mm	4mm	3.4
2/15%	31mm	3.5mm	3.8
5/20%	32mm	3mm	4.2
6/30%	32mm	4mm	4.5
7/40%	31mm	1.5mm	5.7
8/50%	31mm	2mm	7.4
9/60%	31mm	2.5mm	8.2

Las siguientes ecuaciones fueron utilizadas para el cálculo de la permitividad en los diferentes materiales (Tabla 4.2).

La corriente en un arreglo capacitivo está dada por [26]:

$$I_c = C \frac{dv}{dt} \quad 4.1$$

Donde:

C= Capacitancia

I_c = Corriente del arreglo capacitivo.

dV/dt = Derivada de la tensión con respecto al tiempo

Considerando la capacitancia como una propiedad lineal con el valor de dV/dt , entonces la función se puede igualar a la de una línea recta:

$$y = mx \quad 4.2$$

es decir

$$I_c = C \frac{dv}{dt} = y = mx \quad 4.3$$

De esta manera, se puede determinar el valor de C como la pendiente de la función I_c (dV/dt).

A continuación se presentan el procedimiento utilizado para determinar la permitividad relativa de los diferentes materiales (Tabla 4.2). El arreglo experimental y los equipos utilizados para la medición se muestran en el Anexo D.

Se inicio capturando los datos de tensión y corriente obtenidos con un osciloscopio (15000 puntos). La figura 4.6 muestra los oscilogramas de tensión y de corriente obtenidos de las pruebas, la tensión aplicada fue la misma en todas las pruebas, pero la figura 4.6 (b) es solo una de las graficas (2/5%), ya que la corriente obtenida en cada una de las pruebas fue diferente. Después se obtuvo la derivada con respecto al tiempo de la señal de tensión.

Ya teniendo dV/dt se procedió a calcular la capacitancia (relación 4.3) mediante un ajuste lineal de los datos experimentales. En las figuras 4.7 y 4.8, solo se presentan dos de las gráficas, el resto se encuentran el Apéndice B.

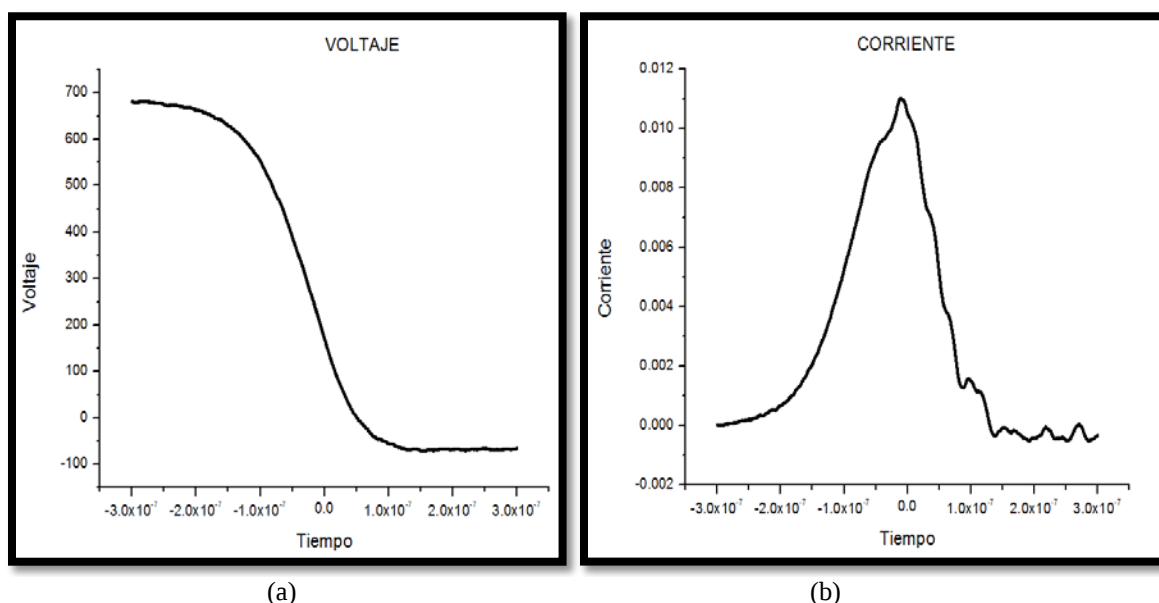


Figura 4.6. Oscilogramas de (a) Tensión, (b) Corriente, obtenidos de la prueba 2/5%.

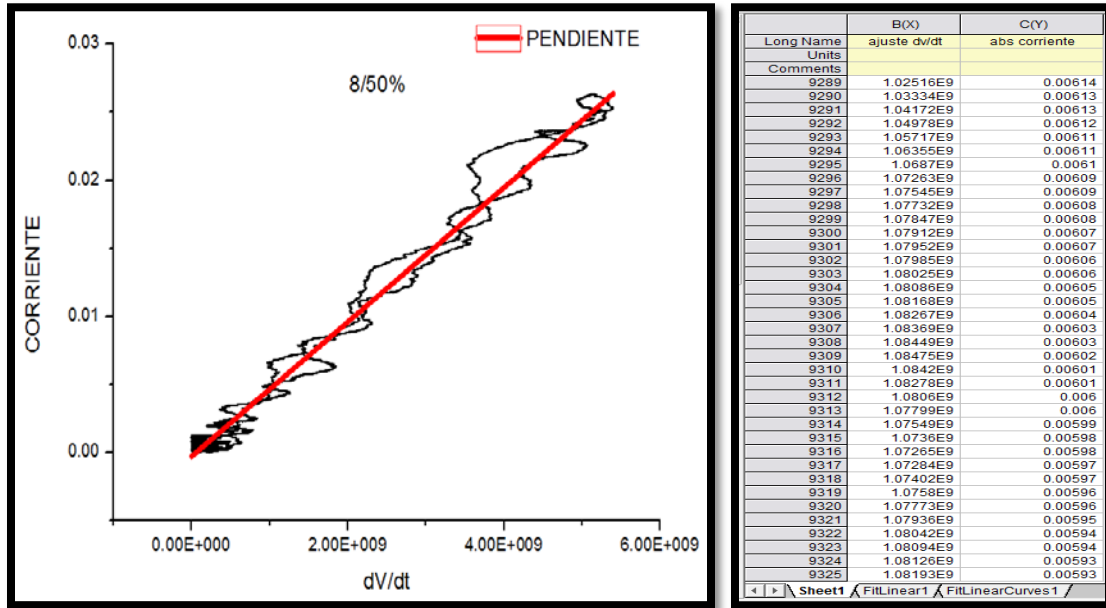


Figura 4.7. Obtención de m en el compuesto 8/50%.

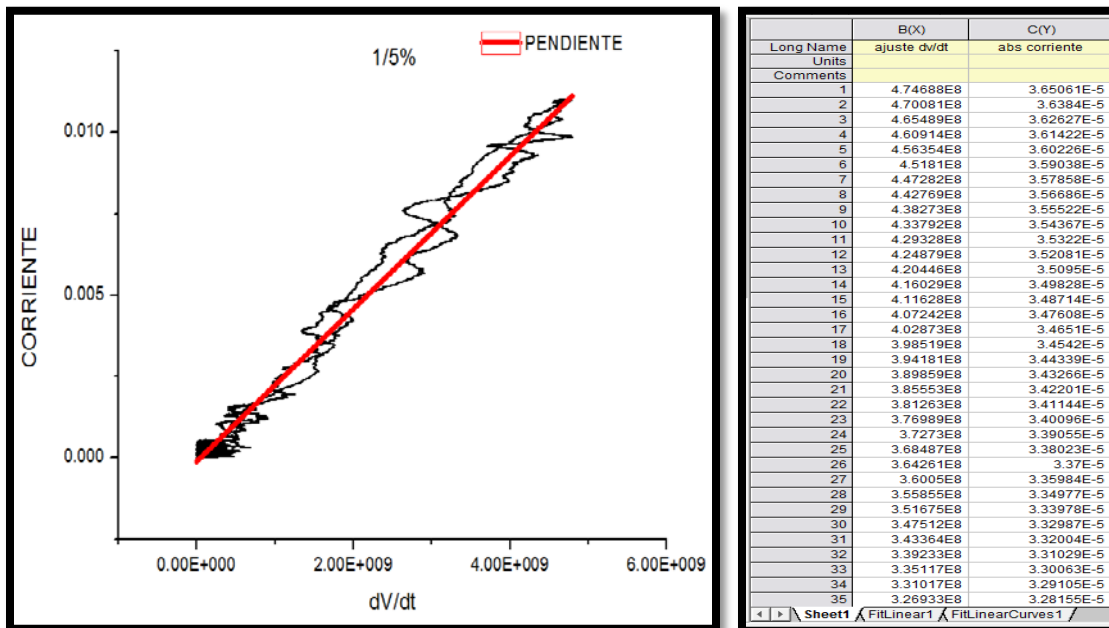


Figura 4.8. Obtención de m en el compuesto 1/5%.

Teniendo ya los valores de capacitancia, se procede a calcular el valor de la permitividad con la siguiente expresión [27].

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \quad \therefore \quad \epsilon_r = \frac{C \cdot d}{\epsilon_0 \cdot A} \quad 4.4$$

Donde:

C=Capacitancia

d= Espesor del material

A= Área de las placas utilizadas en el arreglo capacitivo

ϵ_r =Permitividad relativa

ϵ_0 =Permitividad del vacío equivalente a $8.8542\text{E-}12$

Los diferentes valores de permitividad y capacitancia obtenidos se presentan en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Valores de permitividad y capacitancia obtenidos en las simulaciones.

MATERIAL	CAPACITANCIA	ϵ_r
4/0%	3.00757E-12	.9
1/5%	2.34161E-12	1.3153
2/15%	2.59928E-12	1.361315
5/20%	3.45095E-12	1.45385
6/30%	3.06945E-12	1.7242
7/40%	6.03949E-12	1.35556
8/50%	4.94171E-12	1.47892
9/60%	8.93856E-12	3.34384

En la figura 4.9 se muestra una grafica comparativa entre los valores que se tenían de los materiales compuestos a baja frecuencia y los valores obtenidos en estos mismos materiales pero sometidos a pulsos rápidos. Como se observa en la Tabla 4.4 los valores de ϵ_r en los materiales compuestos, aplicando pulsos rápidos llegaron a ser hasta un 300% menor en el caso del silicón puro (material compuesto 4/0%) con respecto a los valores dados cuando se les fue aplicada baja frecuencia. Este fenómeno se debe a que no existe un alineamiento de los dipolos en los materiales compuestos y los grados de libertad para que estas se muevan quedan “congelados” para un pulso rápido como el aplicado dando como resultado valores bajos de permitividad [33].

Tabla 4.4. Comparación de los valores de ϵ_r .

MATERIAL	ϵ_r A BAJA FRECUENCIA	ϵ_r PULSOS RÁPIDOS (ALTA FRECUENCIA)
4/0%	3	.9
1/5%	3.4	1.3153
2/15%	3.8	1.361315
5/20%	4.2	1.45385
6/30%	4.5	1.7242
7/40%	5.7	1.35556
8/50%	7.4	1.47892
9/60%	8.2	3.34384

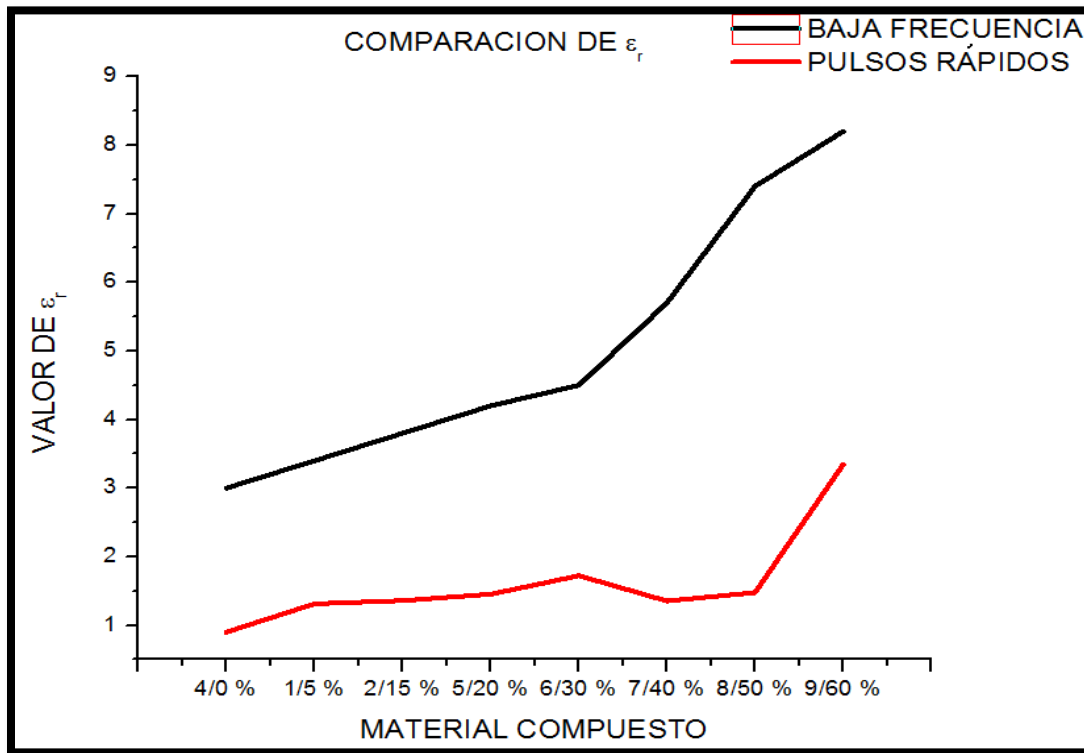


Figura 4.9. Comparación de los valores de permitividad.

4.5 Diseños para la Reducción de los Esfuerzos Eléctrico y Térmico en Empalmes.

Como se vio en la sección anterior los materiales compuestos de alta permitividad como los presentados en la sección anterior no representan una solución para el problema de calor bajo pulsos rápidos. Por lo anterior se busco una solución alterna para la reducción de los esfuerzos eléctricos sin incrementar el calor que se genera en el CACE de empalmes. Las soluciones propuestas fueron:

- Colocar un cono atenuador el cual es utilizado comúnmente en las terminales de cables.
- Colocar un sistema en base a agua des-ionizada (baja conductividad).

4.5.1. Cono Atenuador

Los conos atenuadores son un medio para prevenir fallas en el aislamiento a la terminal de un cable blindado causada por el gradiente de potencial alto, que de otro modo existiría entre la terminal del blindaje y el conductor de cable, en esta sección se verifica si resulta práctico el cono atenuador para controlar el campo eléctrico en empalmes. Este cono atenuador basa su principio de operación en el fenómeno de refracción dieléctrica, debido a la diferencia de permitividades entre los dos materiales y la forma curva de la interface (Anexo C). La tensión ahora tiene una transición gradual en la superficie del cono. Un esquema de este tipo de cono atenuador se presenta en la sección 2.2.1.1.

4.5.1.1. Diseño de Cono Atenuador con el uso de MEF.

En la figura 4.10 se presenta dos diseños de conos atenuadores realizados con MEF, para la reducción de esfuerzos térmicos y eléctricos en empales.

Las pruebas realizadas a la figura 4.10 fueron las mismas que se le realizaron a la figura 3.1 ya que en la sección 3.3.3 se demostró un excesivo calor generado en el empalme. En la figura 4.11 se muestra el campo eléctrico que se genera alrededor del cono atenuador y comparándolo con la figura 4.12 que es el obtenido en la figura 3.1 se puede observar una clara disminución de este. Para comprobar que la generación de calor también ha disminuido se muestra la figura 4.14 en donde el calor generado en el cono solo llegó a los 308 °K, siendo que en la figura 3.1 el valor de la temperatura fue de 2308 °K (figura 3.23), con lo que se demuestra la efectividad del cono atenuador. Se aclara que esta temperatura es obtenida considerando el valor de Q obtenido en el pico del pulso de tensión, por lo que no representa la temperatura real que alcanzaría el empalme pero se presenta para propósitos de comparación.

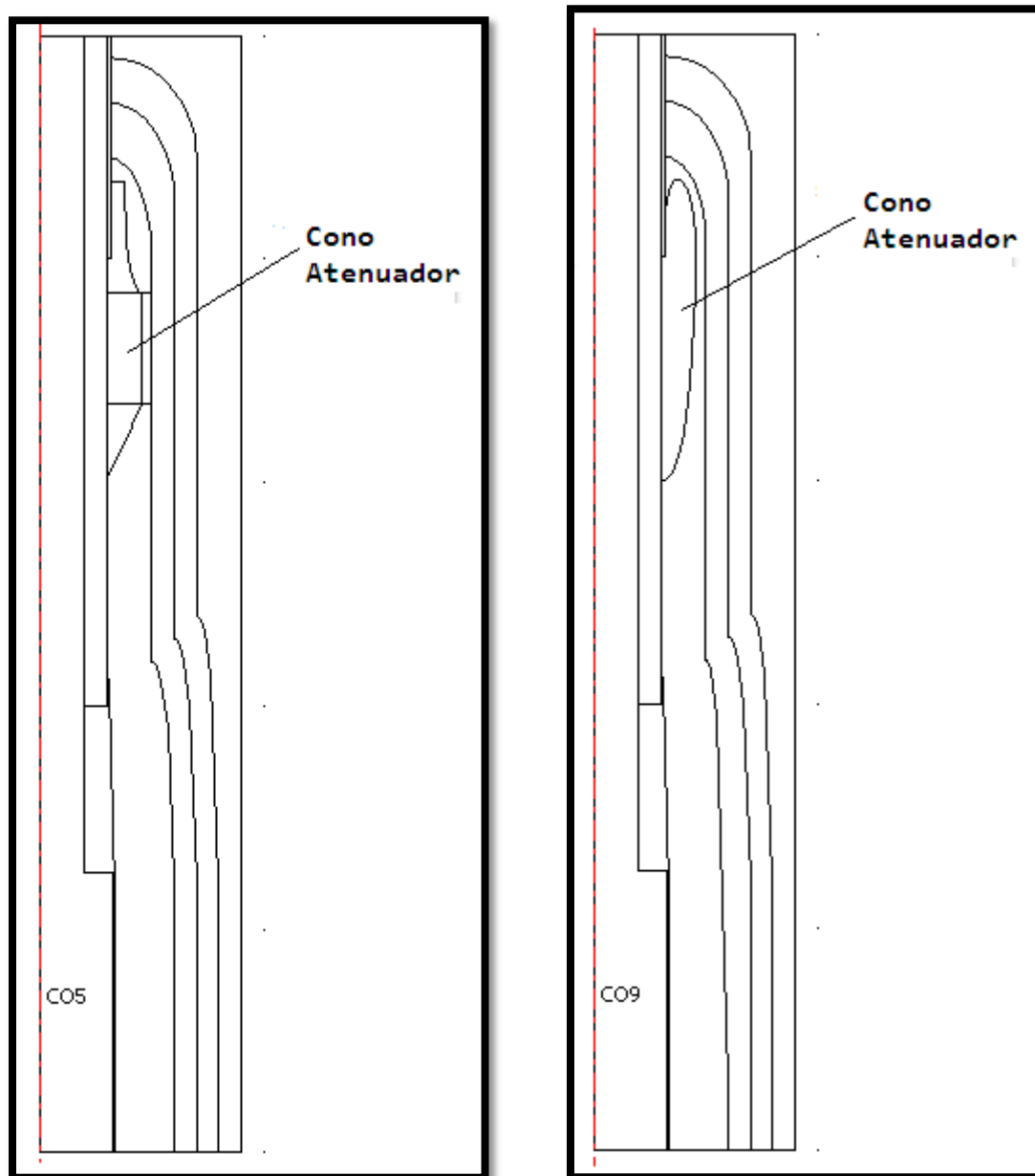


Figura 4.10. Diseños de un cono atenuador para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.

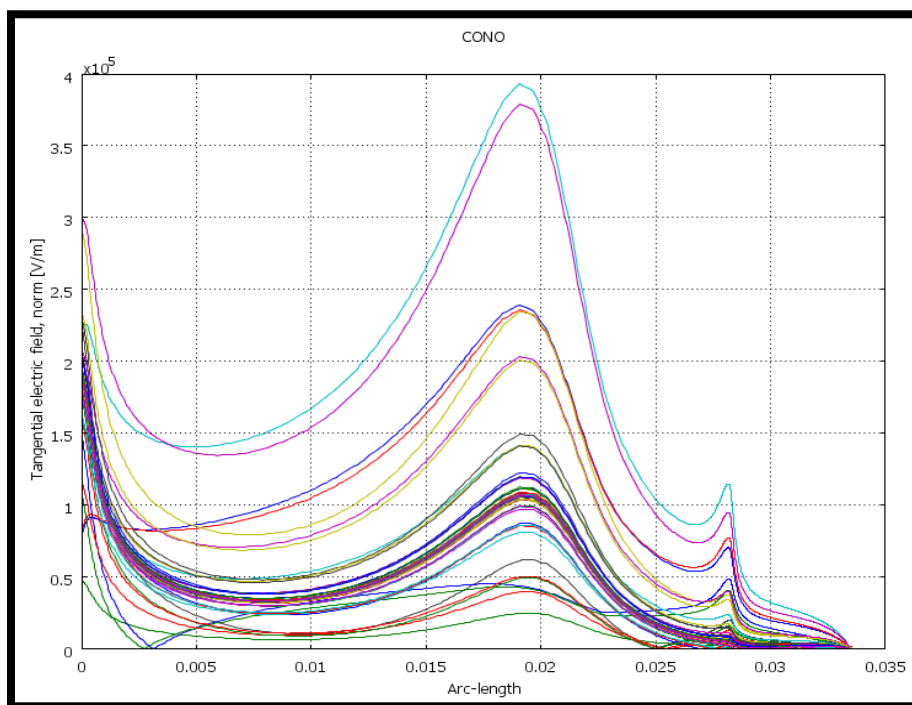


Figura 4.11. Campo Eléctrico generado en figura 4.10.

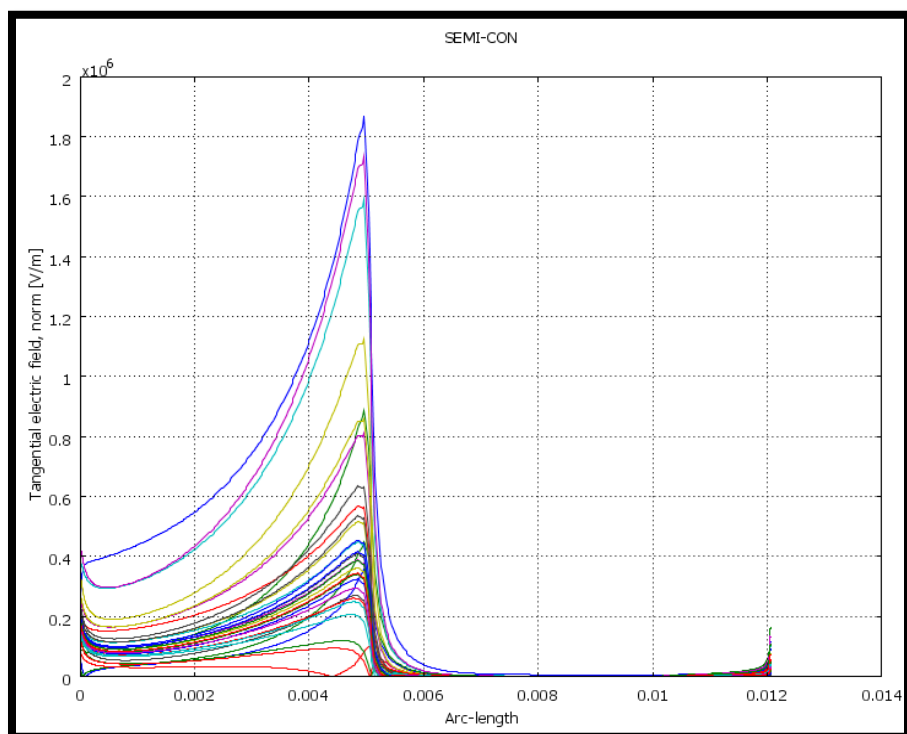


Figura 4.12. Campo Eléctrico generado en figura 3.1

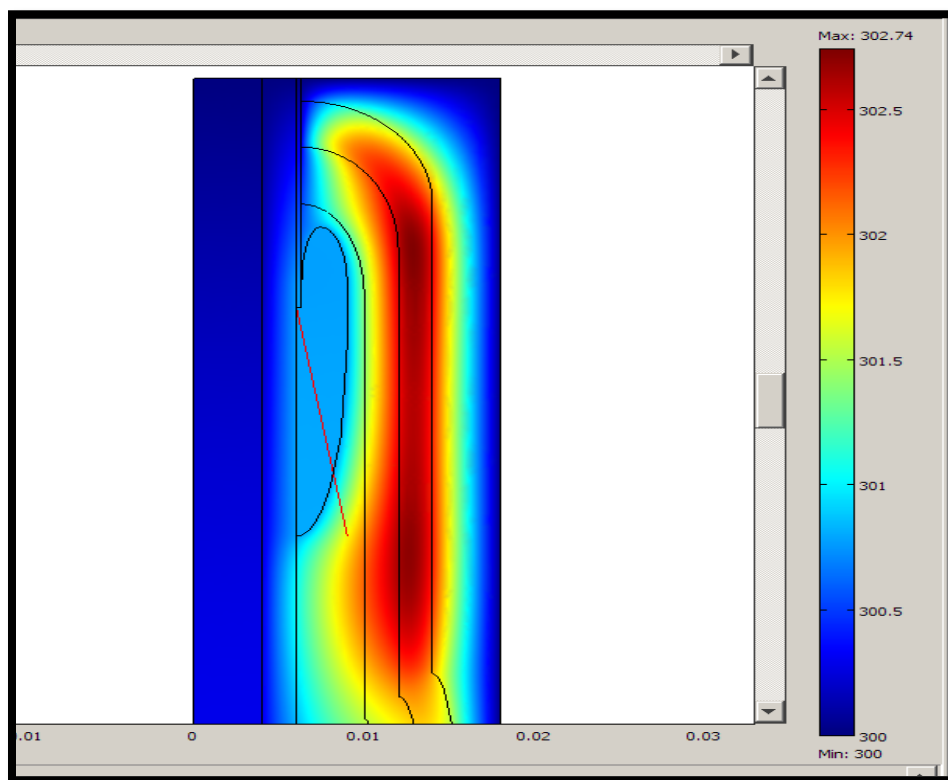


Figura 4.13. Generación de calor en figura 4.10.

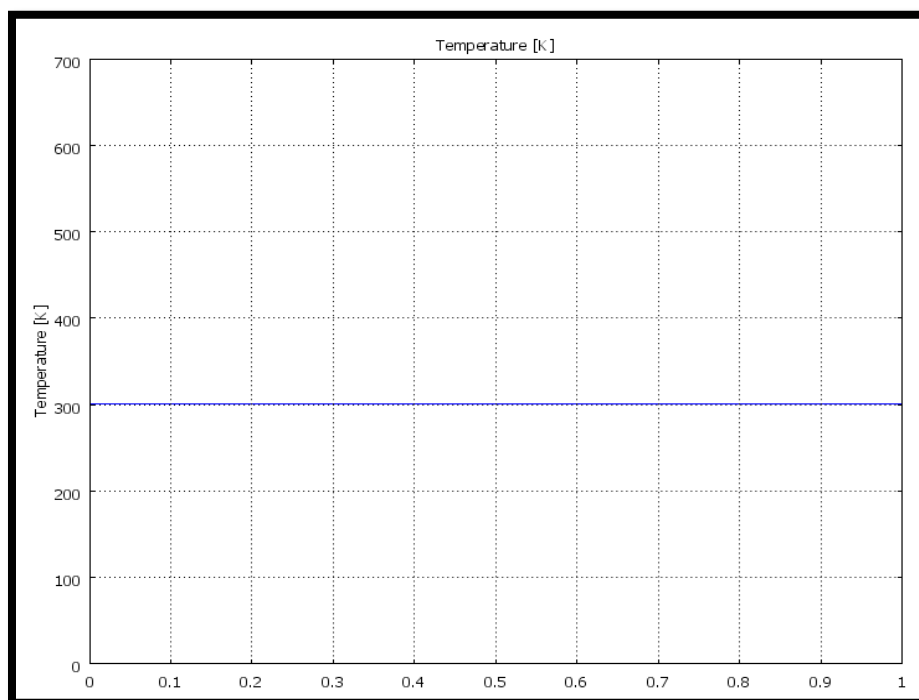


Figura 4.14. Valor de la temperatura generada en figura 4.10.

4.5.2. Contenedor de Agua Des-ionizada.

Una segunda propuesta para disminuir los esfuerzos eléctricos y térmicos en los empalmes es colocar un contenedor de agua des-ionizada figura 4.15, el cual su principal propiedad es la de poseer una permitividad relativa de 80, lo cual en teoría nos ayudara a lo mencionado en la sección 4.3. Las pruebas se realizaron bajo los mismos parámetros que con el cono atenuador y los resultados también fueron satisfactorios. Ya que como se muestra en la figura 4.16 el campo eléctrico disminuyó y la figura 4.18 se muestra la temperatura, la cual llego a un valor de 352 °K, lo cual indica que el esfuerzo eléctrico y térmico con este diseño disminuyó. Esta opción puede presentar dificultades técnicas para su implementación y aunque el agua des-ionizada es utilizada para evitar un campo eléctrico intenso en terminales bajo pulsos rápido [34], su utilización en empalmes requiere de una mayor atención y precaución para su instalación.

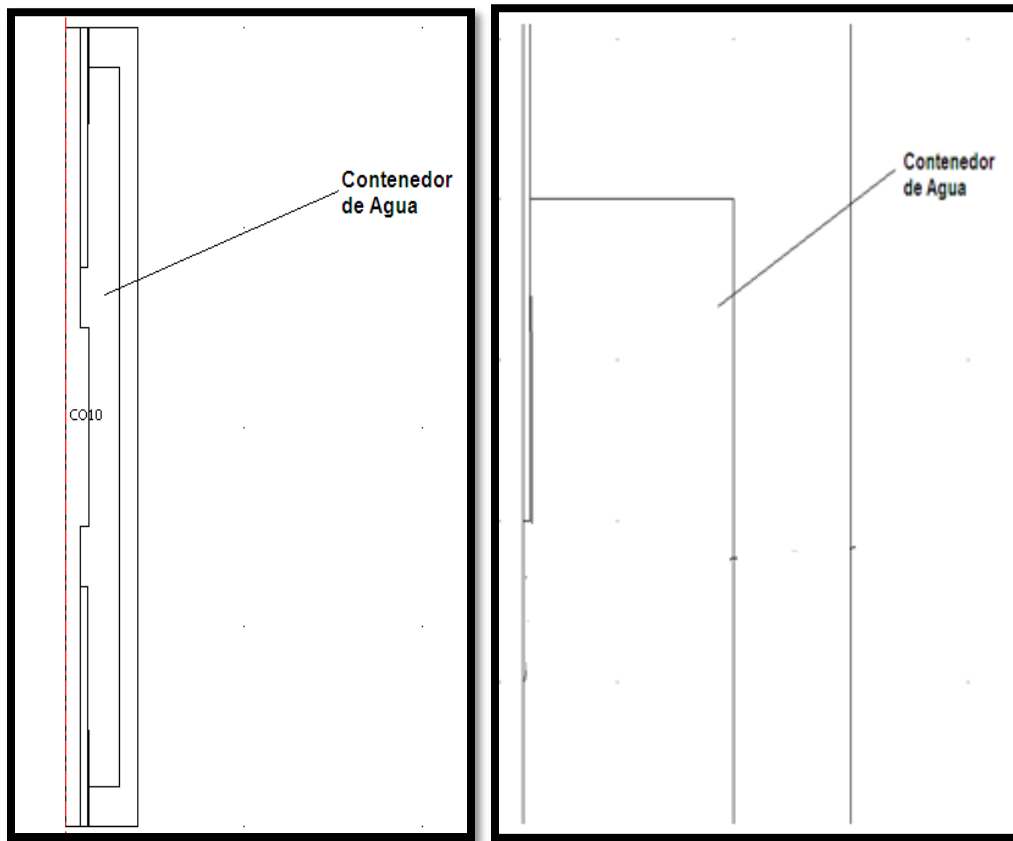


Figura 4.15. Diseño de un contenedor de agua des-ionizada para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.

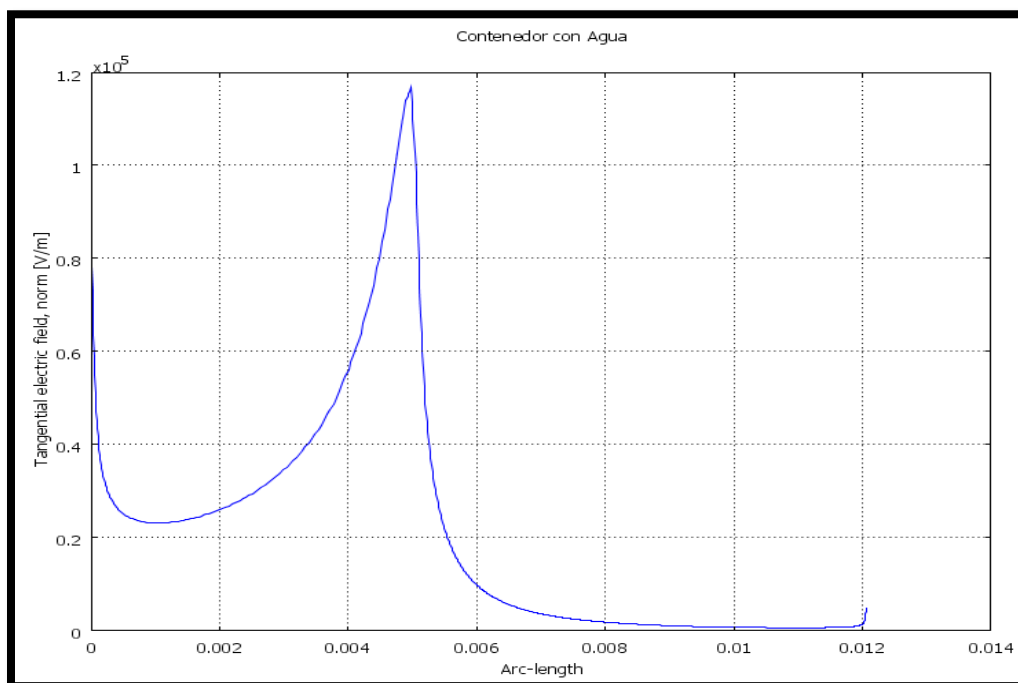


Figura 4.16. Campo eléctrico generado en figura 4.15.

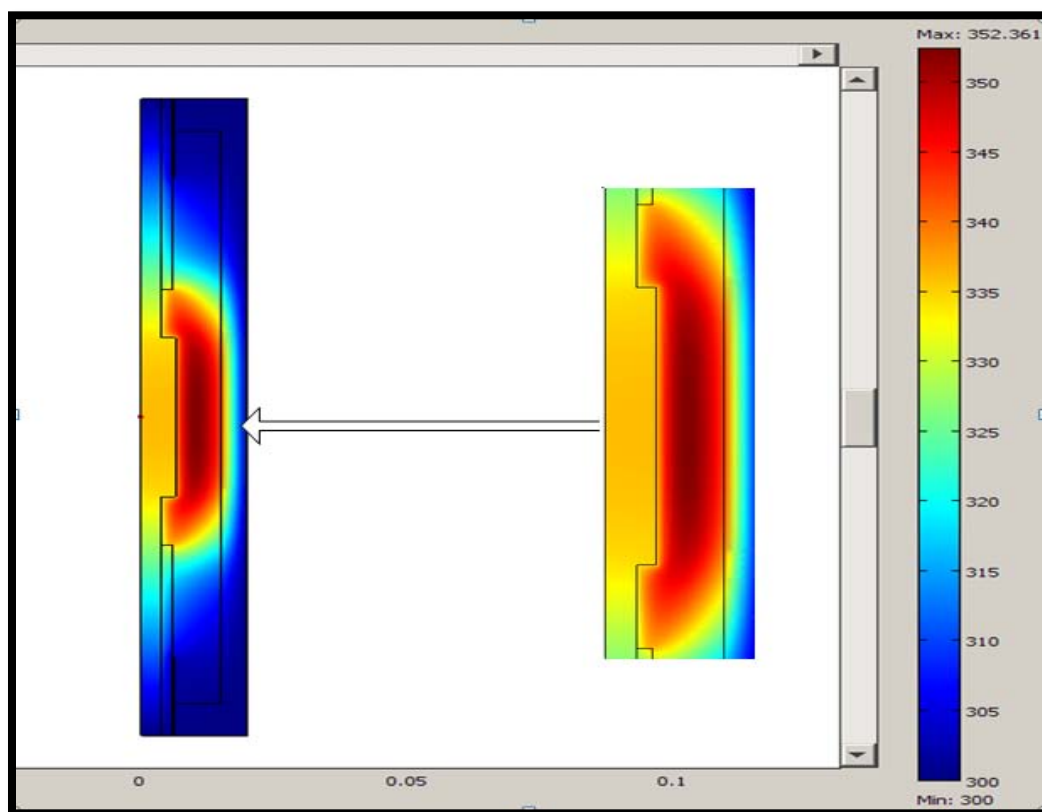


Figura 4.17. Generación de calor en figura 4.15 y detalle de la zona de mayor calor.

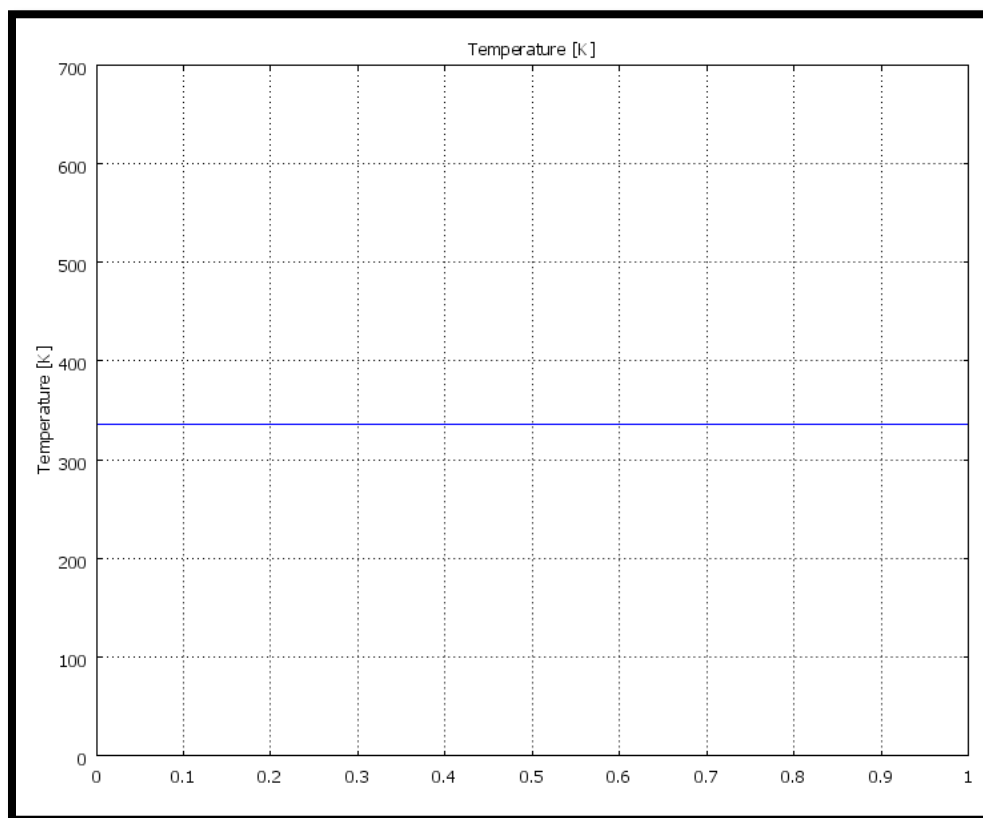


Figura 4.18. Valor de la temperatura generada en figura 4.15.

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

5.1. Conclusiones.

Empleando el MEF se calculó la capacitancia y la inductancia de un empalme de un cable alimentador. En el caso de la inductancia se consideró una alta frecuencia representativa de los pulsos rápidos de tensión que se presentan a la salida controladores de velocidad variable con modulación de ancho de pulsos. Se modelo en ATP Draw un cable alimentador con empalmes para verificar la forma de onda que se aparece en los puntos donde se tiene el empalme. De acuerdo a los resultados, en el propio empalme se presenta reflexiones, aunque estas resultan ser no significativas cuando se comparan con las reflexiones debidas a la impedancia de motor al final del cable.

Una vez determinada la tensión que se presentan en el empalme, se modelo el campo eléctrico en el empalme figura 3.1 considerando la conductividad dependiente del campo eléctrico de los materiales atenuadores. Se muestra como el calor generado en la CACE conductora, durante pulsos rápidos de tensión, es mucho mayor que cuando la tensión aplicada es sinusoidal de 60 Hz. Un incremento de temperatura en este tipo de recubrimientos se ha asociado con pérdida de sus propiedades no lineales, por lo anterior el campo eléctrico no es controlado y descargas eléctricas aparecen en esta zona. Las descargas con el tiempo van degradando el aislamiento principal del cable hasta ocasionar la falla completa.

Una alternativa para controlar el campo eléctrico es el uso de materiales de alta permitividad. Para verificar el comportamiento de la CACE con un material de alta permitividad se realizaron simulaciones considerando diferentes valores de permitividad relativa en los materiales. Se muestra como con valores altos de permitividad se disminuye el campo eléctrico en los recubrimientos sin una generación excesiva de calor. Sin embargo, de acuerdo a mediciones experimentales se mostró que compuestos de alta permitividad reducen considerablemente su permitividad relativa cuando son alimentados con pulsos rápidos en comparación a los valores obtenidos a baja frecuencia. Se obtuvieron valores de permitividad de hasta tres veces menores de los reportados en mediciones con baja frecuencia. Lo anterior sugiere que cuando este tipo de materiales compuestos son expuestos a pulsos rápidos no funcionarían para atenuar el campo eléctrico ya que su facilidad de polarización no responde a altas frecuencias.

Se analizaron dos posibles soluciones para la reducción del esfuerzo eléctrico sin incrementar la generación de calor. Una de ellas fue la de implementar un cono atenuador, el cual es regido por el principio de la refracción dieléctrica, con este cono se reduce la intensidad de campo eléctrico sin producir calor. La segunda fue eliminar la gran mayoría de los recubrimientos que poseía el empalme de la figura 3.1 y colocar sobre el empalme un contenedor de agua des-ionizada la cual tienen una permitividad relativa de 80. Con esto se redujeron los esfuerzos eléctricos manteniendo una baja generación de calor. Esta última opción puede implicar muchas dificultades técnicas para su implementación en empalmes, pero es una técnica ya utilizada en terminales de cables alimentados por pulsos rápidos con buenos resultados por lo que valdría la pena realizar trabajo experimental para verificar su desempeño.

5.2. Recomendaciones para Trabajos Futuros.

La utilización de un empalme cerámico hecho completamente de Titanato de Bario ya que este posee una permitividad de 75 y aunque disminuya en pulsos rápidos tendrá un valor aproximado de 30, valor que es considerado ya como alta permitividad y seria de una gran utilidad.

Se requieren realizar pruebas experimentales con diferentes materiales especialmente con el uso de agua des-ionizada verificando la generación de calor por medio de termografía infrarroja.

Se recomienda construir un generador de pulsos con el cual se puedan probar terminales y empalmes de cables así como también bobinas conformadas de motores de media tensión.

.

REFERENCIAS

- [1] R. Eriksson, Ruslan Papazyan, Gavita Mugala, “Localization of Insulation Degradation in Medium Voltage Distribution Cables”, Department of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH), Sweden, Industrial and Information Systems, First International Conference on, Issue Date : 8-11 Aug. 2006, On page(s): 167 – 172, 2006..
- [2] Gary Hartshorn, Benjamin Lanz, Bruce Broussard, “Medium Voltage Cable Predictive Diagnostics Technique”, Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, 2007. PCIC '07. Issue Date : 17-19 Sept. 2007, On page(s): 1 – 9, 2007.
- [3] M. Mashikian, A. Szatkowski, “Medium Voltage Cable Defects Revealed by Off-Line Partial Discharge Testing at Power Frequency”, IEEE Electrical Insulation, Magazine, July/August 2006 – Vol. 22, No. 4, p. 24-32, 2006.
- [4] Sarajit Banerjee, “A Study of High Frequency Voltage Effects in Medium Voltage Cable Terminations”, Thesis of PhD, Waterloo, Ontario, Canada, 2008.
- [5] M. Nagel, T. Leibfried., “Investigation of the high frequency, high voltage insulation properties of mineral transformer-oil”, IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, pp. 226 – 228, 2006.
- [6] Fermín Pascual Espino Cortés, “A Study of Field-Dependent Stress Grading Systems Working under Fast Rise Time Pulses”, Thesis of PhD, Waterloo, Ontario, Canada, 2006.
- [7] José Antonio de León Brito, “Estudio del Efecto de las Tensiones Tipo PWM en los Sistemas de Aislamiento de los Dispositivos de Media Tensión Alimentados por Controladores de Velocidad”, Tesis, México DF, México, 2009.
- [8] W. Pfeiffer, “High-Frequency Voltage Stress of Insulation”, Electrical Insulation, IEEE Transactions on, Issue Date: Apr 1991, Vol. 26, Issue: 2, On page(s): 239 – 246, 1991..
- [9] V.K. Sood, “HVDC and FACTS Controllers: Applications of Static Converters in Power Systems” Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2004, page(s): 215-222, 2004.
- [10] F. Guastavino, L. Centurioni, A. Dardano, E. Torello, “Electrical treeing inception and growth in XLPE in presence of harmonics”, IEEE International Conference on Solid Dielectrics, 2004, page(s): 112-118, 2004.
- [11] L. Paulsson, B. Ekehov, S. Halen, T. Larsson, L. Palmqvist, A.-A. Edris, D. Kidd, A.J.F. Keri and B. Mehraban, “High-frequency impacts in a converter-based back-to back tie; the Eagle Pass installation”, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 18, pp.1410 – 1415, 2003.
- [12] R. A. Jongen, P.H.F. Morshuis, J.J. Smit, A.L.J. Janssen, “Influence of ambient temperature on the failure behavior of cable joints”, IEEE 2007 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, pp. 643-646, 2007.
- [13] Sponsor, “IEEE Guide for Field Testing and Evaluation of the Insulation of Shielded Power Cable Systems”, Insulated Conductors Committee of the IEEE Power Engineering Society, Approved 29 April 2002.

- [14] G. Cerri, R. De Leo, L. Della Nebbia, S. Pennesi, V. Mariani Primiani and P. Russo, “Fault location on shielded cables: Electromagnetic modelling and improved measurement data processing”, Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings, Issue Date : 9 Sept. 2005, Vol. 152, Issue: 5, On page(s): 217 – 226, 2005.
- [15] Ki-Seok Kwak¹, Tae Sung Yoon² and Jin Bae Park¹, “Load Impedance Measurement on a Coaxial Cable via Time-Frequency Domain Reflectometry”. SICE-ICASE International Joint Conference 2006, Bexco, Busan, Korea, page(s): 74-781, 2006.
- [16] Compañía condumex, “Manual técnico de cables de energía, sector cables de grupo condumex”, tercera edición, www.condumex.com.
- [17] Alex Pokryvailo, “Comparative Testing of Simple Terminations of High-Voltage Cables”, Electrical Insulation Magazine, IEEE, Issue Date: January-February 2010, Vol. 26, Issue: 1, On page(s): 7 – 14, 2010.
- [18] Harold Kirby, Rick Paes and Janet Flores, “Speed Control of Electric Submersible Pumps the Current Approach”, Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, Issue Date: 2-6 Oct. 2005, Vol. 3, On page(s): 1908 – 1918, 2005.
- [19] R. Bartnikas, K. D. Srivastava, “Power cable engineering”, Sandford Educational Press, First Edition, 1987.
- [20] Hansjoachim Bluhm Forschungszentrum Karlsruhe, “Pulsed Power Systems”, Berlin Heidelberg, First Edition. 2006.
- [21] Fermin Espino, Pablo Gomez, Dario Betanzos, “Modeling of the heat generation on the stress grading coatings of motors fed by high speed drives”. SEPI ESIME, IPN, Electrical Deparment, Mexico City, Mexico, 2010.
- [22] Li Ming, Fredrik Sahlen, Stefan Halen, Gerhard Brosig and Lars Palmqvist, “Impacts of High-frequency Voltage on Cable-terminations with Resistive Stressgrading”, ABB Corporate Research, S-721 78 Västerås, Sweden, 2004.
- [23] Keith H. Sueker, “Travelling Waves on Transmission Line” Advances in Power System Control, Operation and Management, 2000. APSCOM-00. 2000 International Conference on, Issue Date: 30 Oct.-1 2000, Vol. 2, On page(s): 349 – 353, 2000.
- [24] J. Rodriguez, C. Silva, R. Musalem, P. Newman, “Resonances and Overvoltages in a Médium Voltaje Fan Motor Drive with Long Cables in an Underground Mine”, Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE Issue Date: 3-7 Oct. 2004 Vol. 2, On page(s): 1101 – 1107, 2004.
- [25] Francisco de León, “Manual de teoría electromagnética”, apuntes de la sección de estudio de posgrado de Ingeniería Electica SEPI ESIME Zacatenco.
- [26] William H. Hayt. Jr , ”Teoria Electromagnetica” , Mc Graw Hill, Quinta Edición, 1991.
- [27] Luis L. Cantu, “Electricidad y Magnetismo para Estudiantes de Ciencias e Ingeniería, Limusa, Quinta Edición, 1985.

- [28] Hansjoachim Bluhm. “Pulsed Power Systems, Principles and Applications”, Springer, Second Edition, 2006.
- [29] M. Ostendorp “Electrical and Mechanical Performance of Conductor Connections” Technical Progress, EPRI Project Manager, December 2000, page(s): 435-444, 2000.
- [30] R. Strobl, W. Haverkamp, G. Malin, F. Fitzgerald, “Evolution of Stress Control Systems in Medium Voltage Cable Accessories”, IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, pp. 843-848, 2001.
- [31] S. Nakamura, K. Saito, G. Sawa, and K. Kitagawa, “Percolation Threshold of Carbon Black-Polyethylene Composites”, Japan Journal of App. Phys. Vol. 36, pp. 5163-5168, 1997.
- [32] Myriam Paredes O, Fermín P Espino C, Carlos Gómez Y, “Materiales Compuestos de Alta Permittividad para Atenuar el Campo Electrico en Aisladores Polimericos”, Departamento de Ingeniería en Metalurgia y Materiales, ESIQIE, IPN, Zacatenco, México d.f, 2 departamento de ingeniería eléctrica SEPI-ESIME IPN Zacatenco, México d.f, 2009.
- [33] E. A. Cherney, “Silicone Rubber Dielectrics Modified by Inorganic Fillers for Outdoor High Voltage Insulation Applications”, University of Waterloo, 200 University Avenue West, Waterloo, N2L 3G1, Ontario, Canada, 2005.
- [34] Adam Lindblom, “Inductive Pulse Generation”, Acta Universitatis Upsaliensis Uppsala, First Edition, 2006.
- [35] Saeed Moaveni, “Finite Element Analysis Theory and Application With ANSYS”, Second Edition, 2003.
- [36] Matthew N.O. Sadiku “Numerical Techniques in Electromagnetics”, Pearson Education, Second Edition, CRC Press, ISBN 0-8493-1395-3, 2001.
- [37] E. Kuffel, W. S. Zaengl, J. Kuffel, “High Voltaje Engineering: Fundamentals”, Newnes, Second Edition, 2002.
- [38] <http://www.bergoz.com/products/CT/CT.html>.
- [39] http://es.wikipedia.org/wiki/Cable_coaxial.
- [40] http://es.wikipedia.org/wiki/Punta_de_prueba.

I. ANEXO A: MÉTODO DEL ELEMENTO FINITO

INTRODUCCIÓN [35].

El método del elemento finito (MEF) tiene su origen en el campo del análisis estructural. Aunque el trato en matemáticas fue proporcionado por Courant en 1943, el método no fue aplicado a problemas electromagnéticos hasta 1968. Desde entonces el método ha sido empleado en diversas áreas tales como problemas de dirección de ondas, maquinas eléctricas, dispositivos semiconductores y absorción de radiación electromagnética por cuerpos biológicos.

Aunque el método de diferencias finitas y el método de momentos son conceptualmente más fáciles y simples de programas que el método del elemento finito, este es más poderoso y versátil en sus técnicas numéricas para el manejo de problemas más complejos.

El análisis del elemento finito de cualquier problema posee básicamente 4 pasos.

1. Discretizar la región de solución en un número finito de *subregiones o elementos*.
2. Ecuaciones diferenciales que gobiernan el sistema por cada elemento típico.
3. Ensamblar todos los elementos en la región de solución.
4. Solucionar el sistema de ecuaciones diferenciales parciales obtenido.

La Figura I.1. Muestra algunos elementos típicos para problemas de una, dos y tres dimensiones.

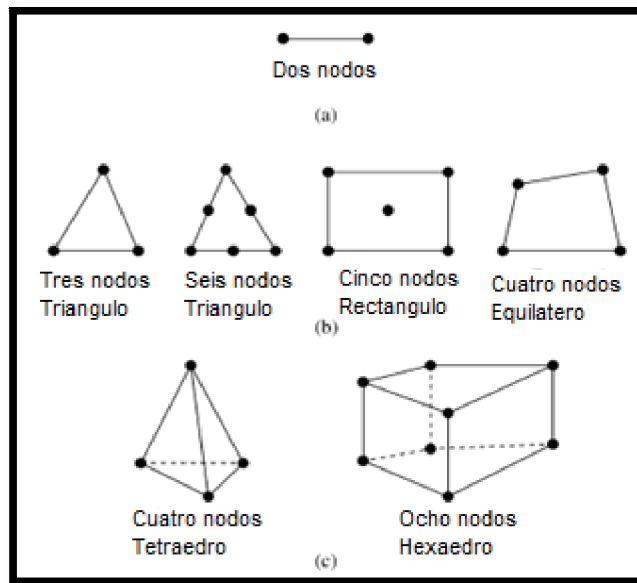


Figura I.1. Elementos finitos: (a) una dimensión (b) dos dimensiones (c) tres dimensiones [35].

APLICACIÓN DEL MÉTODO [35].

La forma más intuitiva de comprender el método, al tiempo que la más extendida, es la aplicación a una placa sometida a tensión plana. El MEF se puede entender, desde un punto estructural como una generalización del cálculo matricial de estructuras al análisis de

sistemas continuos. De hecho el método nació por evolución de aplicaciones a sistemas estructurales.

Un elemento finito e viene definido por sus nodos (i, j, m) Figura I.2 y su contorno formado por líneas que los unen. Los desplazamientos $\mathbf{u}$ de cualquier punto del elemento se aproximan por un vector columna $\bar{\mathbf{u}}$.

$$\bar{\mathbf{u}} = \sum N_i \mathbf{a}_i^e = \begin{bmatrix} N_i & N_j & \dots \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{a}}_i \\ \bar{\mathbf{a}}_j \\ \dots \end{pmatrix}^e = \mathbf{N} \mathbf{a}^e \quad \text{A.1}$$

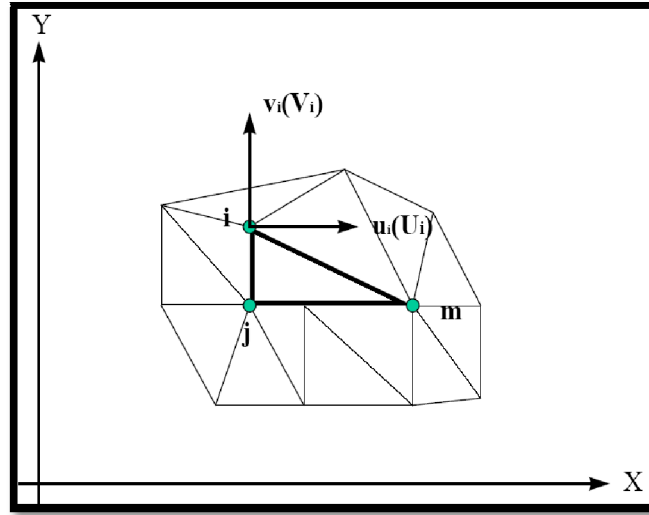


Figura I.2. Coordenadas nodales (i, j, m) y desplazamientos de los nodos [35].

$\mathbf{N}$ son funciones de posición dadas (funciones de forma) y $\mathbf{a}^e$ es un vector formado por los desplazamientos nodales de los elementos considerados. Para el caso de la tensión plana

$$\mathbf{u} = \begin{Bmatrix} u(x, y) \\ v(x, y) \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{a}_i = \begin{Bmatrix} u_i \\ v_i \end{Bmatrix}$$

- $\mathbf{u}$: son los movimientos horizontal y vertical en un punto cualquiera del elemento.
- $\mathbf{a}_i$: son los desplazamientos del nodo i

Las funciones $\mathbf{N}_i, \mathbf{N}_j, \mathbf{N}_m$, han de escogerse de tal forma que al sustituir en (A.1), las coordenadas nodales, se obtengan los desplazamiento nodales.

Conocidos los desplazamientos de todos los puntos del elemento, se pueden determinar las deformaciones (ϵ) en cualquier punto. Que vendrán dadas por una relación del tipo siguiente:

$$\epsilon = \mathbf{S} \mathbf{u} \quad \text{A.2}$$

ANEXO A

Siendo $\mathbf{S}$ un operador lineal adecuado. Sustituyendo, la expresión A.1 en A.2 se obtiene las siguientes expresiones:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{B}\mathbf{a} \quad \text{A.3}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{S}\mathbf{N} \quad \text{A.4}$$

Suponiendo que el cuerpo este sometido a deformaciones iniciales $\boldsymbol{\varepsilon}_0$ debido a cambios térmicos, cristalizaciones, etc. y que tienen tensiones internas residuales $\boldsymbol{\sigma}_0$ la relación entre tensiones y deformaciones en el cuerpo viene dada por:

$$\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{D}(\boldsymbol{\varepsilon} - \boldsymbol{\varepsilon}_0) + \boldsymbol{\sigma}_0 \quad \text{A.5}$$

Siendo $\mathbf{D}$ una matriz de elasticidad que contiene las propiedades del material o materiales, se define:

$$\mathbf{q}^e = \begin{Bmatrix} q_i^e \\ q_j^e \\ \dots \end{Bmatrix}$$

Como las fuerzas que actúan como los nodos, que son estáticamente equivalentes a las tensiones en el contorno y a las fuerzas distribuidas que actúan sobre el elemento. Cada fuerza $\mathbf{q}_i^e$ tiene que tener el mismo número de componentes que el desplazamiento nodal $\mathbf{a}_i$ correspondiente y debe ordenarse en las direcciones adecuadas. En el caso particular de tensión plana las fuerzas nodales son:

$$\mathbf{q}_i^e = \begin{Bmatrix} U_i \\ V_i \end{Bmatrix}$$

Las fuerzas distribuidas son las que **(b)** actúan por unidad de volumen en direcciones correspondientes a los desplazamientos $\mathbf{u}$ en ese punto. La relación entre las fuerzas nodales y tensiones en el contorno y fuerzas distribuidas se determinan mediante el método de los trabajos virtuales. El resultado es el siguiente:

$$\mathbf{q}^e = \int_{V^e} \mathbf{B}^T \boldsymbol{\sigma} \cdot dV - \int_{V^e} \mathbf{N}^T \mathbf{b} \cdot dV \quad \text{A.6}$$

Esta expresión es válida con carácter general cualesquiera que sean las relaciones entre tensiones y deformaciones. Si las tensiones siguen una ley lineal como (A.5), se puede describir la ecuación en la forma siguiente.

$$\boxed{\mathbf{q}^e = \mathbf{K}^e \mathbf{a}^e + \mathbf{f}^e} \quad \text{A.7}$$

$$\mathbf{K}^e = \int_{V^e} \mathbf{B}^T \mathbf{D} \mathbf{B} \cdot dV$$

ANEXO A

$$f^e = - \int_{V^e} N^T b \cdot dV - \int_{V^e} B^T D \varepsilon_0 \cdot dV + \int_{V^e} B^T \sigma_0 \cdot dV$$

En la expresión de f^e aparecen, por este orden, las fuerzas debido a las fuerzas distribuidas, las deformaciones lineales y las tensiones iniciales. k es la matriz de rigidez. Si existiesen fuerzas distribuidas por unidad de superficie (t) se tendría que agregar un término adicional a las fuerzas nodales del elemento cuyo contorno posee una superficie A^e el término adicional sería:

$$- \int_{A^e} N^T t \cdot dA$$

t tendrá que tener el mismo número de componentes que u para que la expresión anterior sea válida. Una vez obtenidos los desplazamientos nodales por resolución de ecuaciones, se pueden calcular las tensiones en cualquier punto del elemento.

$$\sigma = DBa^e - D\varepsilon_0 + \sigma_0$$

El MEF aplicado al electromagnetismo [35].

Ecuaciones de partida

Las ecuaciones que rigen el comportamiento de los campos electromagnéticos son las 4 Ecuaciones de Maxwell.

$$\nabla \times \vec{H} = J + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{J}_s + \vec{J}_e + \vec{J}_v + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad A.8$$

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad A.9$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad A.10$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad A.11$$

Donde

$\nabla \times$:	Operador rotacional.
$\nabla \cdot$:	Operador divergencia.
$\vec{H}$:	Vector intensidad de campo magnético.
$\vec{J}$:	Vector densidad de corriente.

ANEXO A

$\vec{J}_s$:	Vector densidad de corriente fuente.
$\vec{J}_e$:	Vector densidad de corriente de pérdidas inducidas.
$\vec{J}_v$:	Vector densidad de corriente de velocidad.
$\vec{D}$:	Vector desplazamiento o densidad de flujo eléctrico.
t:	Tiempo
$\vec{E}$:	Vector intensidad de campo eléctrico.
$\vec{B}$:	Vector densidad de flujo magnético.
ρ :	Densidad de carga eléctrica.

La ecuación de continuidad $\nabla \cdot \left[\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right] = 0$, se deriva de (A.8) y debe cumplir cualquier conjunto de ecuaciones de Maxwell.

La relación entre los vectores de densidad e intensidad de campo magnético viene dada por:

$$\vec{B} = [\mu] \cdot \vec{H} \quad \text{A.12}$$

Donde $[\mu]$ es la matriz de permeabilidad magnética que es, generalmente función de $\vec{H}$ y/o de la temperatura. Si es únicamente función de la temperatura, viene dada en la forma:

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{rx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{ry} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{rz} \end{bmatrix} \quad \text{A.13}$$

μ_0 = permeabilidad del vacío

μ_{rx} = permeabilidad relativa en la dirección x

Si es únicamente función del campo, la expresión es:

$$[\mu] = \mu_h \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{A.14}$$

μ_h = permeabilidad obtenida de la curva B-H

Cuando se incluye en el análisis imanes permanentes, la relación (A.12) se convierte en la (A.15)

$$\vec{B} = [\mu] \cdot \vec{H} + \mu_0 \vec{M}_0 \quad \text{A.15}$$

ANEXO A

$\vec{M}_0$ = vector magnetización remanente.

El vector intensidad de campo se puede obtener despejándolo de la ecuación anterior.

$$\vec{H} = [\nu] \cdot \vec{B} - \frac{1}{\nu_0} [\nu] \cdot \vec{M}_0 \quad \text{A.16}$$

$[\nu]$ = Matriz de la reluctividad $[\mu]^{-1}$

ν_0 = reluctividad del vacío $1/\mu_0$

Las relaciones equivalentes para el campo eléctrico son las que se muestran a continuación,

$$\vec{J} = [\sigma] \cdot \vec{E} + \vec{v} \times \vec{B} \quad \text{A.17}$$

$\vec{v}$ = vector velocidad

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{zz} \end{bmatrix} \quad \text{Matriz de conductividad eléctrica.}$$

σ_{xx} = conductividad en la dirección de x

$$\vec{D} = [\varepsilon] \cdot \vec{E} \quad \text{A.18}$$

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad \text{Matriz de permitividades.}$$

ε_{rr} = Permitividad en la dirección de x.

DISCRETIZACIÓN DE LA REGIÓN DE SOLUCIÓN [36].

En este caso los elementos son triangulares los cuales se interconectan a través de puntos llamados nodos. Para cada uno de estos nodos se define una función de potencial, para el caso de la inductancia es el Potencial Vectorial Magnético $\mathbf{A}$, y para el cálculo de la capacitancia fue el Potencial Escalar Eléctrico V_0 .

Si tomamos el caso del cálculo de la capacitancia el cual es un problema electrostático el software resuelve la ecuación de Laplace dada por $\nabla^2 V = 0$ y para encontrar la distribución de potencial total $V(x, y)$ en la región de dos dimensiones de la Figura I.3, buscamos una aproximación del potencial en cada elemento V_e , la cual puede ser una aproximación polinomial con la condición de que sea derivable en la región que comprende el elemento, como se define a continuación:

$$V_e(x, y) = a + bx + cy \quad \text{A.19}$$

Por lo que para calcular el potencial total en la región discretizada puede hacerse:

$$v(x, y) = \sum_{e=1}^N V_e(x, y) \quad \text{A.20}$$

Donde N es el número de elementos triangulares que divide a la región del medio continuo

Calculando el gradiente de V_e se tiene como resultado que la variación del potencial dentro de la región del elemento es lineal como se aprecia en la ecuación (A.21)

$$E_e = -\nabla V_e = -(b\mathbf{i} + c\mathbf{j}) \quad \text{A.21}$$

OBTENCIÓN DE LAS ECUACIONES QUE GOBIERNAN LOS ELEMENTOS TRIANGULARES QUE DISCRETIZAN EL MEDIO CONTINUO [36].

Los potenciales V_{e1} , V_{e2} y V_{e3} que corresponden a cada uno de los nodos de los elementos triangulares son obtenidos empelando la ecuación A.19, la que matricialmente puede expresarse como:

$$\begin{bmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ V_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \text{A.22}$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ V_{e3} \end{bmatrix} \quad \text{A.23}$$

Sustituyendo (A.23) en la ecuación A.19 se tiene:

$$V_e = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} (x_2y_3 - x_3y_2) & (x_3y_1 - x_1y_3) & (x_1y_2 - x_2y_1) \\ (y_2 - y_3) & (y_3 - y_1) & (y_1 - y_2) \\ (x_3 - x_2) & (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ V_{e3} \end{bmatrix} \quad \text{A.24}$$

Donde la ecuación matricial (A.24), puede expresarse como:

ANEXO A

$$V_e = \sum_{i=1}^3 \alpha_i(x, y) V_{ei} \quad \text{A.25}$$

Donde A es el área del elemento triangular y los α_i son las funciones de forma.

El funcional lineal que corresponde a la ecuación de Laplace el cual físicamente representa la energía por unidad de longitud asociada al elemento “e” es:

$$W_e = \frac{1}{2} \int \varepsilon \|E_e\|^2 ds = \frac{1}{2} \int \varepsilon \|\nabla V_e\|^2 ds \quad \text{A.26}$$

Así mismo existe un funcional lineal para encontrar el valor del Potencial Vectorial Magnético $\mathbf{A}$, como se muestra en el apartado 3.2.1.1.

De la ecuación (A.25) se obtiene:

$$\nabla V_e = \sum_{i=1}^3 V_{ei} \nabla \alpha_i \quad \text{A.27}$$

Sustituyendo (A.27) en el funcional (A.26) se tiene:

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \varepsilon V_{ei} \left[\int \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j ds \right] V_{ej} \quad \text{A.28}$$

Si se define lo que está entre corchetes como:

$$C_{i,j}^{(e)} = \int \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j ds \quad \text{A.29}$$

La ecuación (A.28). Puede reescribirse como:

$$W_e = \frac{1}{2} \varepsilon [V_e]^T [C^{(e)}] [V^{(e)}] \quad \text{A.30}$$

Donde:

$[V_e]^T$ Es la matriz transpuesta de los potenciales en los nodos.

$[C^{(e)}]$ Es la Matriz de coeficientes del elemento.

ENSAMBLADO DE TODOS LOS ELEMENTOS Y OBTENCIÓN DE LOS POTENCIALES EN LOS NODOS [36].

Mediante las funciones de energía obtenidas para cada elemento con la ecuación (A.30), las cuales están asociadas a la función de potencial para obtener la energía total de la malla se realiza un ensamblaje efectuando la suma individual de las energías de cada elemento, de la siguiente manera:

$$W = \sum_{e=1}^N W_e = \frac{1}{2} \varepsilon [V]^T [C] [V] \quad \text{A.31}$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}$$

Donde V es el vector de potencial de todos los nodos y N es el número de elementos, [C] es la matriz global de coeficientes la cual se encarga de ensamblar todos los elementos.

Finalmente la ecuación de Laplace se satisface cuando la energía total en la región de solución es mínima, esto requiere que la variación de cambio en la energía con respecto de cada potencial en cada nodo sea cero i.e.,

$$\frac{\partial W}{\partial V_1} = \frac{\partial W}{\partial V_2} = \dots = \frac{\partial W}{\partial V_n} = 0 \quad \text{A.32}$$

O bien:

$$\frac{\partial W}{\partial V_K} = \sum_{e=1}^N \frac{\partial W_e}{\partial V_K} = \frac{\partial}{\partial V_K} \left(\frac{1}{2} \varepsilon [V_K]^T [C] [V_K] \right) = 0 \quad \text{A.33}$$

Donde n es el número de nodos de la malla, k=1,2,..., n; se obtiene un sistema de ecuaciones simultáneas de las cuales pueden obtenerse la solución de los potenciales en los nodos $[V]^T = [V_1 \ V_2 \ \dots \ V_n]$. Donde para el caso de estudio del presente trabajo se concluye que el potencial V serían tanto el Potencial Vectorial Magnético **A** para el caso del cálculo de la inductancia como el Potencial Escalar Eléctrico V_0 para el caso de la capacitancia.

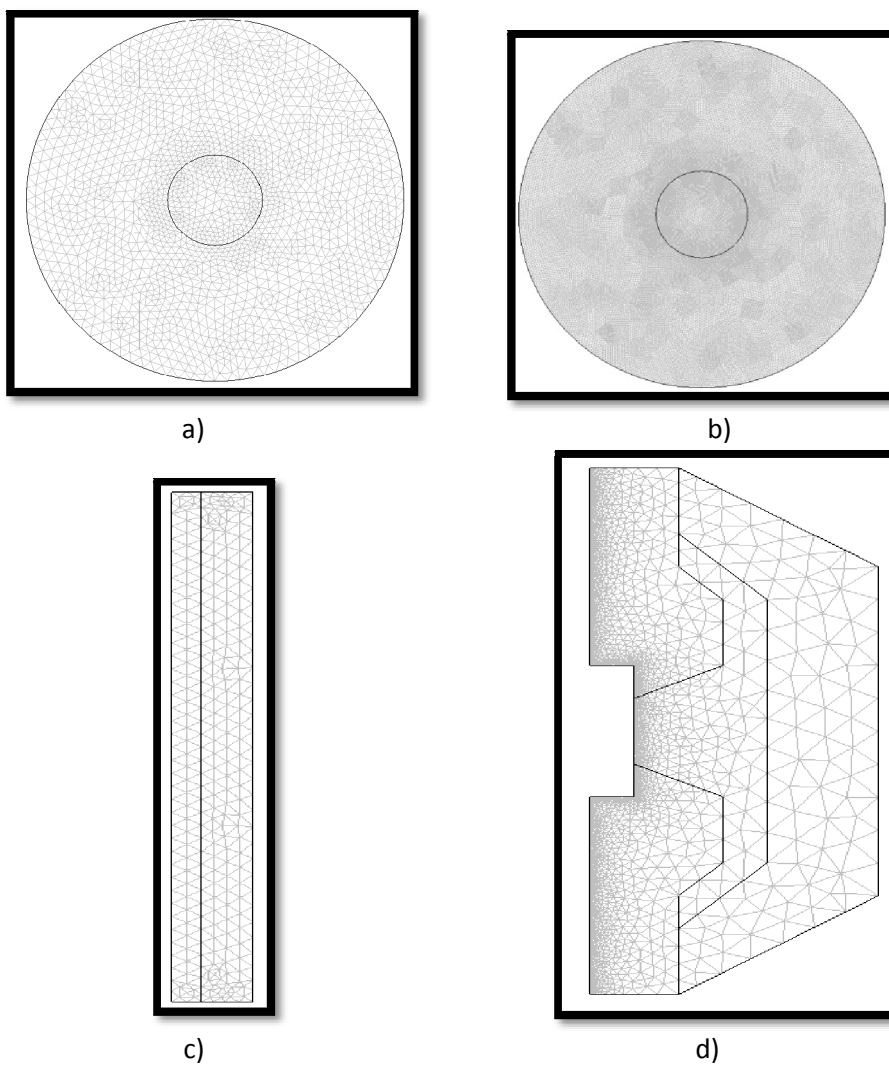


Figura I.3. Ejemplos de mallado utilizado en MEF, a) conductor con 3544 nodos, b) conductor con 56704 nodos, c) corte axial de un conductor con 540 nodos, d) empalme erétrico con 8889 nodos.

II. ANEXO B: FIGURAS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS A LOS MATERIALES COMPUESTOS OBTENIDAS CON EL SOFTWARE ORIGIN 8.0.

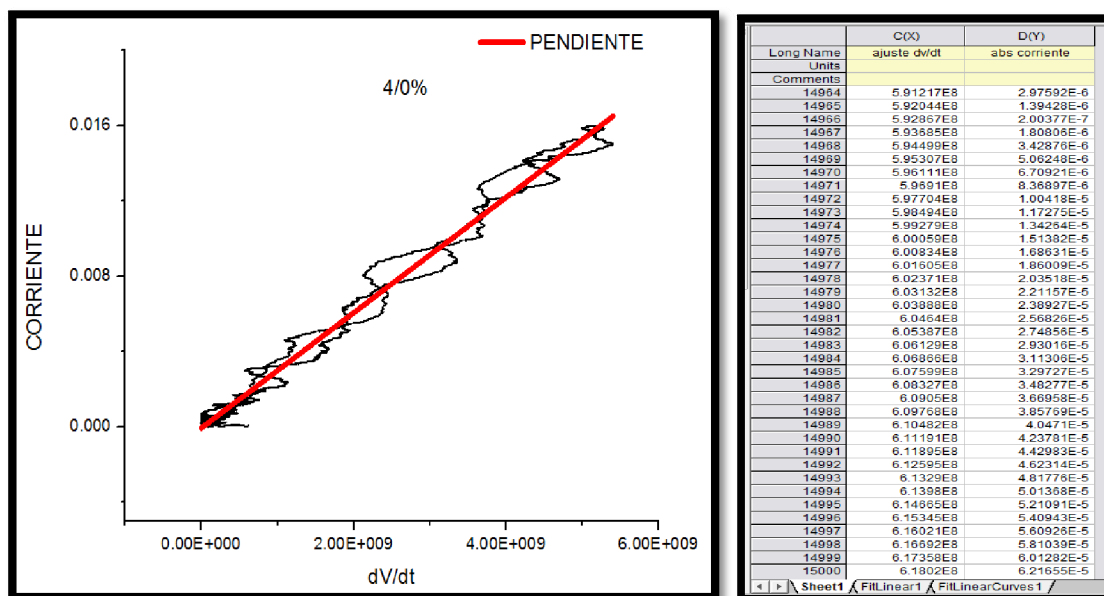


Figura II.1. Obtención de m en el compuesto 4/0%.

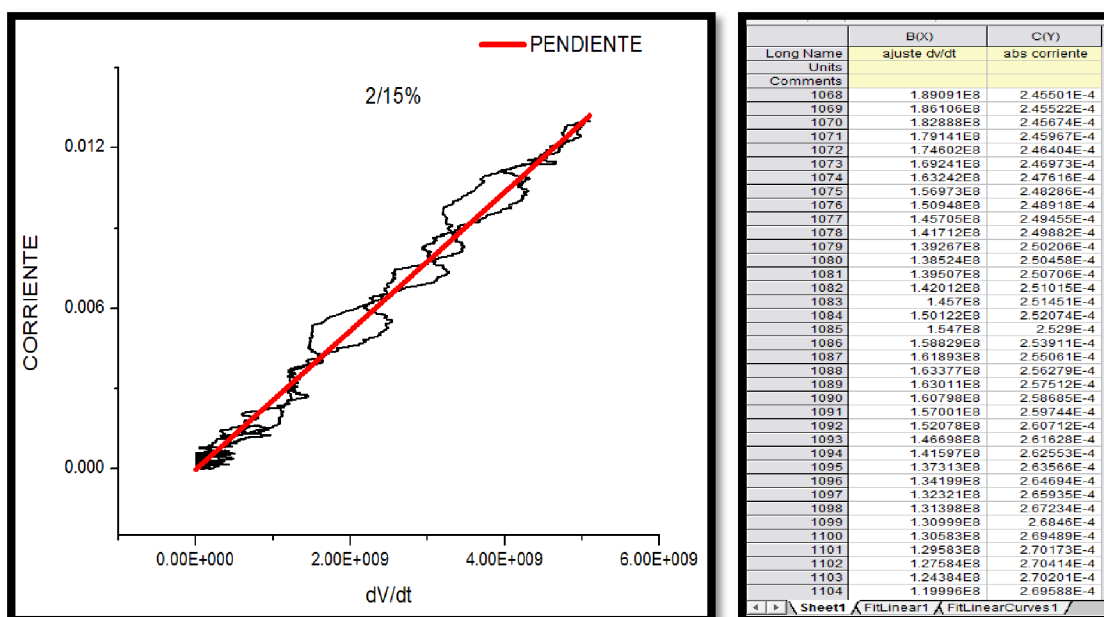
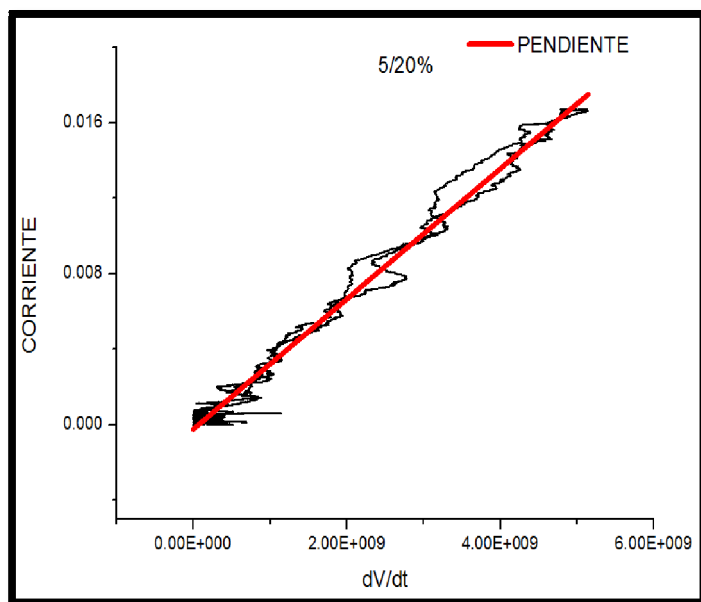


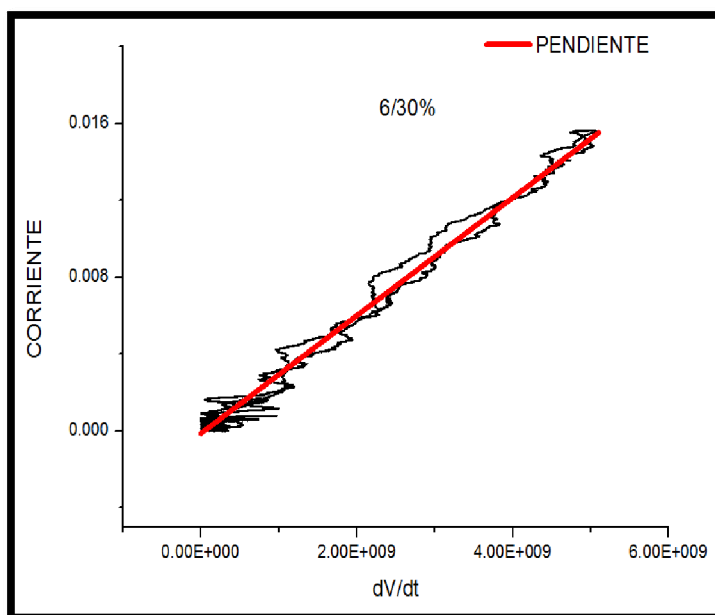
Figura II.2. Obtención de m en el compuesto 2/15%.

ANEXO B



	B(X)	C(Y)
Long Name	ajuste dv/dt	abs corriente
Units		
Comments		
1	6.97E8	1.28831E-4
2	6.92749E8	1.28955E-4
3	6.89508E8	1.29079E-4
4	6.84277E8	1.29202E-4
5	6.80055E8	1.29326E-4
6	6.75844E8	1.2945E-4
7	6.71642E8	1.29574E-4
8	6.67449E8	1.29698E-4
9	6.63266E8	1.29823E-4
10	6.59093E8	1.29947E-4
11	6.5493E8	1.30071E-4
12	6.50776E8	1.30196E-4
13	6.46632E8	1.3032E-4
14	6.42498E8	1.30445E-4
15	6.38373E8	1.3057E-4
16	6.34258E8	1.30695E-4
17	6.30153E8	1.30819E-4
18	6.26057E8	1.30944E-4
19	6.21972E8	1.31069E-4
20	6.17895E8	1.31195E-4
21	6.13829E8	1.3132E-4
22	6.09772E8	1.31445E-4
23	6.05725E8	1.3157E-4
24	6.01687E8	1.31696E-4
25	5.9766E8	1.31821E-4
26	5.93642E8	1.31947E-4
27	5.89633E8	1.32073E-4
28	5.85634E8	1.32199E-4
29	5.81645E8	1.32324E-4
30	5.77666E8	1.3245E-4
31	5.73696E8	1.32578E-4
32	5.69736E8	1.32703E-4
33	5.65786E8	1.32829E-4
34	5.61845E8	1.32955E-4
35	5.57915E8	1.33081E-4

Figura II.3. Obtención de m en el compuesto 5/20%.



	B(X)	C(Y)
Long Name	ajuste dv/dt	abs corriente
Units		
Comments		
1	2.98483E8	1.1788E-4
2	2.95879E8	1.17771E-4
3	2.93284E8	1.17643E-4
4	2.90696E8	1.17377E-4
5	2.88115E8	1.17213E-4
6	2.85544E8	1.17051E-4
7	2.8298E8	1.16891E-4
8	2.80423E8	1.16732E-4
9	2.77875E8	1.16576E-4
10	2.75334E8	1.16421E-4
11	2.72802E8	1.16269E-4
12	2.70277E8	1.16118E-4
13	2.6776E8	1.15969E-4
14	2.65251E8	1.15822E-4
15	2.6275E8	1.15677E-4
16	2.60256E8	1.15533E-4
17	2.57771E8	1.15392E-4
18	2.55294E8	1.15252E-4
19	2.52824E8	1.15115E-4
20	2.50362E8	1.14979E-4
21	2.47908E8	1.14845E-4
22	2.45462E8	1.14713E-4
23	2.43024E8	1.14583E-4
24	2.40594E8	1.14455E-4
25	2.38171E8	1.14328E-4
26	2.35757E8	1.14204E-4
27	2.3335E8	1.14081E-4
28	2.30951E8	1.13961E-4
29	2.2856E8	1.13842E-4
30	2.26177E8	1.13725E-4
31	2.23802E8	1.1361E-4
32	2.21435E8	1.13496E-4
33	2.19075E8	1.13385E-4
34	2.16724E8	1.13276E-4
35	2.1438E8	1.13169E-4

Figura II.4. Obtención de m en el compuesto 6/30%.

ANEXO B

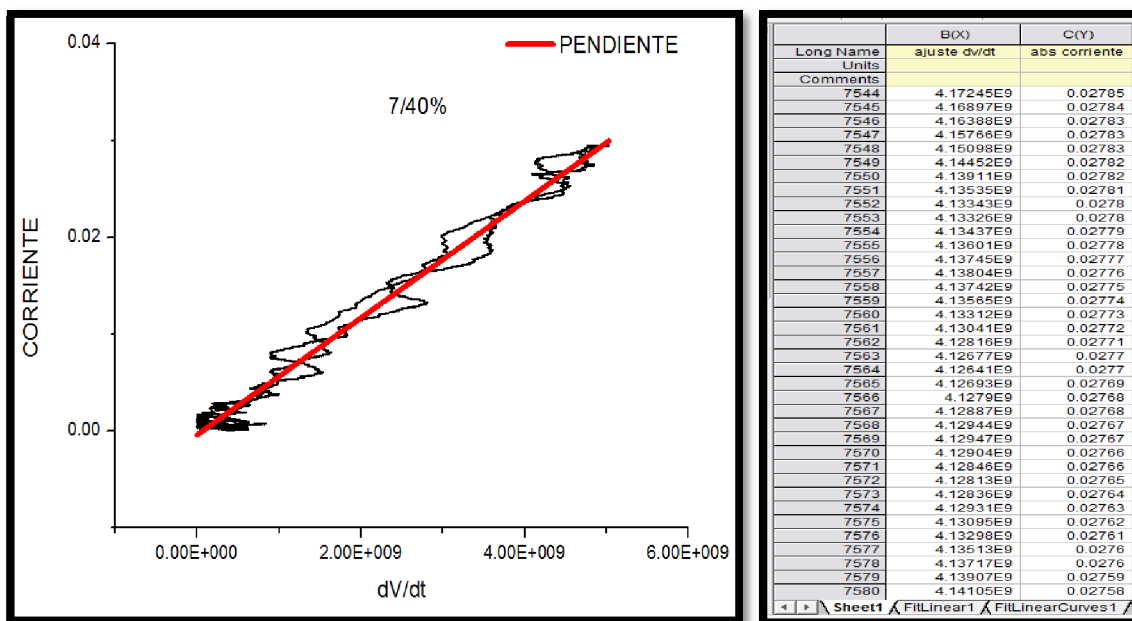


Figura II.5. Obtención de m en el compuesto 7/40%.

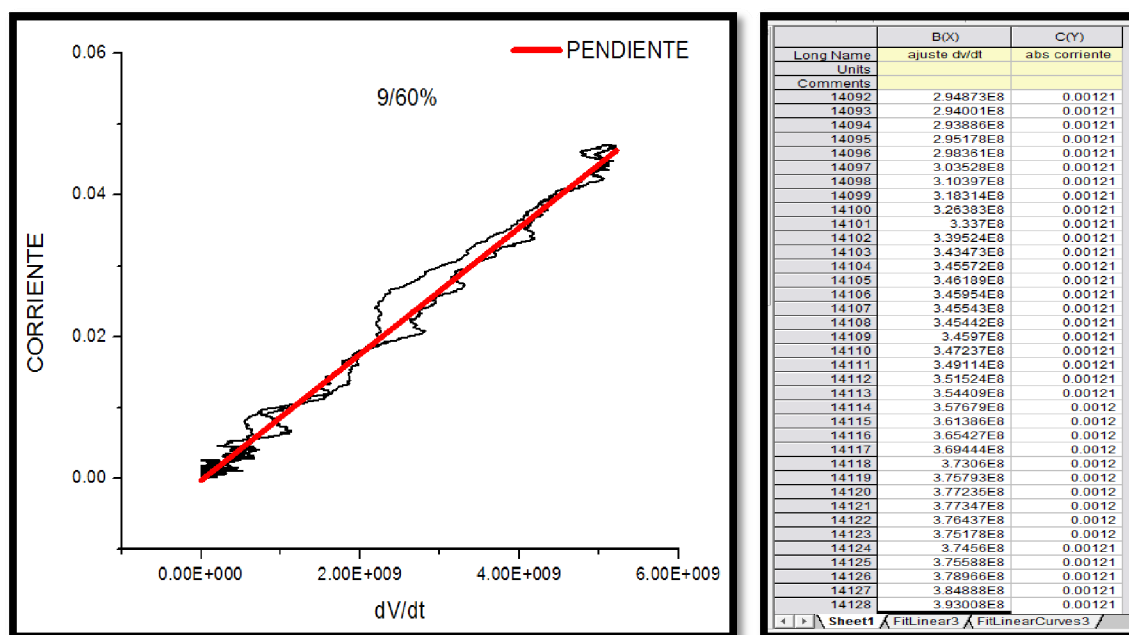


Figura II.6. Obtención de m en el compuesto 9/60%.

III. ANEXO C: REFRACCIÓN DIELECTRICA [37].

En el caso cuando el desplazamiento eléctrico del vector $\vec{D}$ ($\vec{D} = \epsilon \vec{E}$) conoce la interface entre dos medios con diferentes permitividades con un ángulo diferente de 90° , la dirección de este vector cambiara en el segundo dieléctrico. En general, puede suponerse que no hay cargas libres en la interface y únicamente cambios de polarización (bipolar) definen los límites. Luego los ángulos de incidencia y refracción son relacionados como sigue:

$$\frac{\tan \alpha_1}{\tan \alpha_2} = \frac{E_{t1}/E_{n1}}{E_{t2}/E_{n2}} = \frac{E_{n2}}{E_{n1}} = \frac{D_{n2}/\epsilon_2}{D_{n1}/\epsilon_1} = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}. \quad \text{C.1}$$

Estas cantidades son ilustradas en la Figura III.1 para condición $\epsilon_1 > \epsilon_2$.

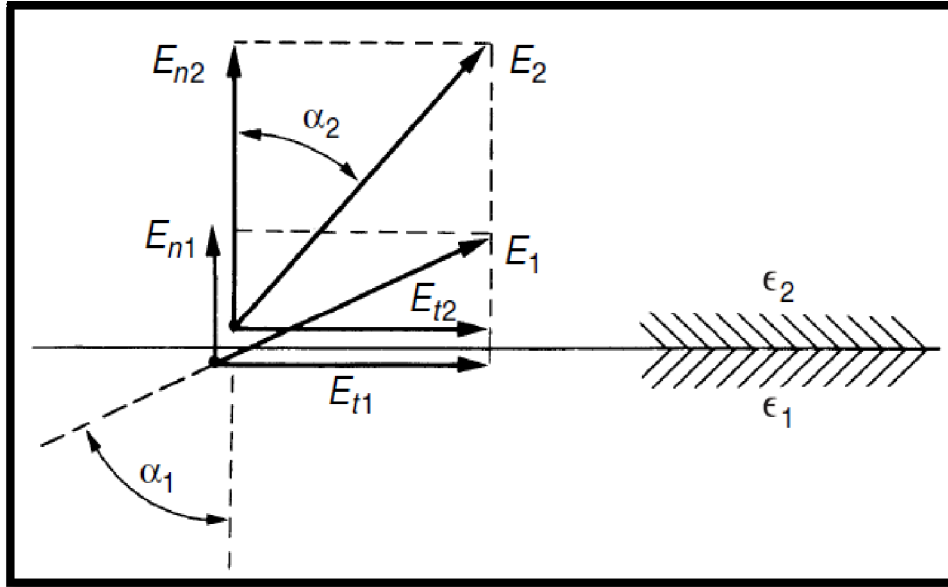


Figura III.1. La ley de refracción aplicada a intensidades de campo $\vec{E}$ para $\epsilon_1 > \epsilon_2$ [37].

La Figura III.2 muestra el caso cuando dos diferentes dieléctricos son colocados entre dos electrodos, la interface la cual no es perpendicular a la superficie del electrodo. Se observa una compresión de líneas equipotenciales en la esquina P incrementando la fuerza del campo eléctrico en ese punto.

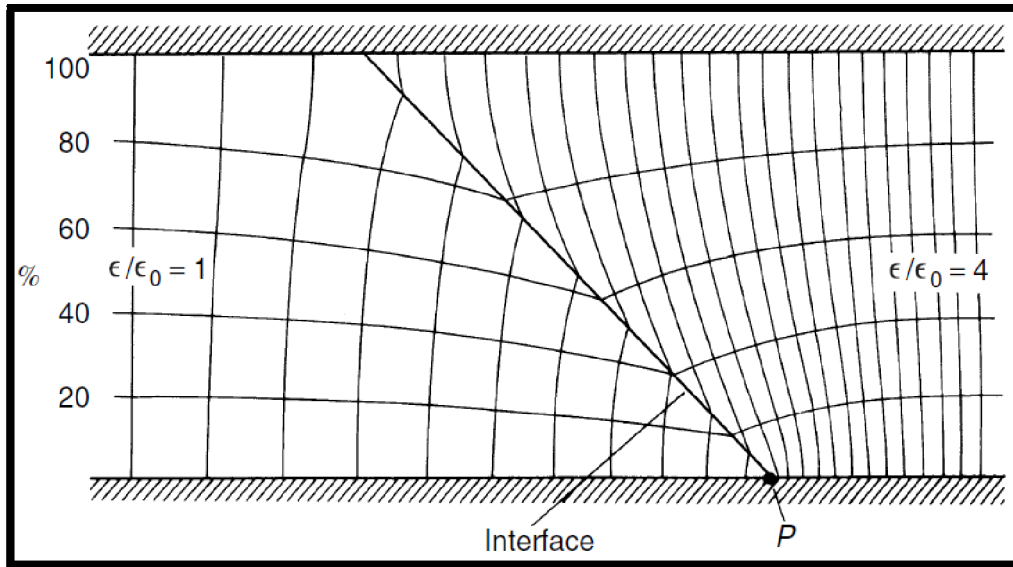


Figura III.2. Dos diferentes materiales dieléctricos entre electrodos [37].

Si el ángulo entre la interface y el electrodo en la esquina es $< 90^\circ$, la intensidad del campo eléctrico en el punto P llegará a ser teóricamente infinito. Esto podría corresponder al caso cuando solo una parte de un dieléctrico sólido es fijada al electrodo, dejando un relleno vacío con materiales dieléctricos de inadecuada fuerza de ruptura.

IV. ANEXO D: EQUIPO UTILIZADO PARA LA MEDICIÓN DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DE LOS MATERIALES COMPUESTOS, ALIMENTADOS CON PULSOS RÁPIDOS

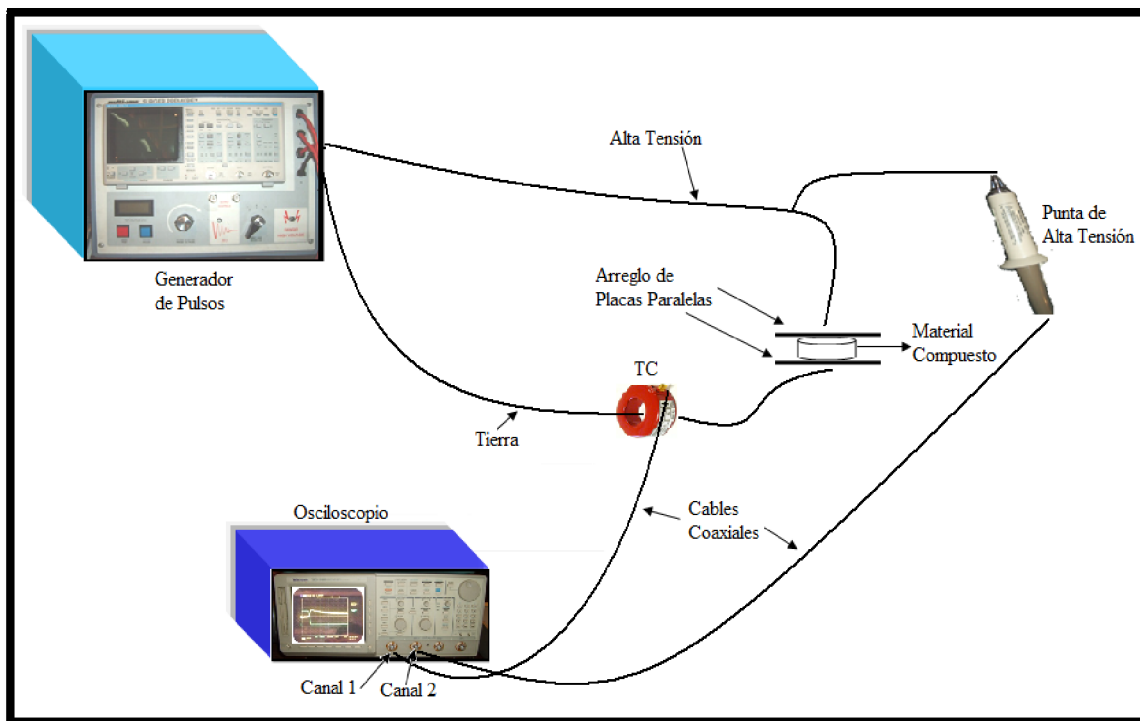


Figura IV.1. Arreglo experimental para la medición de la permitividad relativa de los materiales compuestos, alimentados con pulsos rápidos.

EQUIPO DE MEDICIÓN.

GENERADOR DE PULSOS RÁPIDOS DE TENSIÓN

El generador de impulsos es un equipo que genera intencionalmente transitorios de alto nivel de tensión para simular sobretensiones, con la finalidad de verificar la capacidad que posee un determinado dispositivo o máquina de soportar dicho impulso sin que ocurra ruptura dieléctrica en su aislamiento.

Su aplicación principal es la realización de pruebas de aislamiento (prueba de impulso) en equipos y maquinaria eléctrica en general.

El generador de pulsos es de la marca BEKER-Modelo DS-13-E (Figura IV.2), los datos de placa se muestran en la Tabla IV.1, este cuenta con una serie de interruptores de fácil manejo para la realización de la prueba de pulsos rápidos de tensión, lo complicado en éste caso es el manejo del osciloscopio para la recolección de las muestras y almacenamiento de los datos para la obtención de las gráficas de corriente y tensión de cada uno de los materiales compuestos.

ANEXO D

Tabla IV.1 Datos de placa del Generador de Pulsos

EQUIPO	CARACTERÍSTICAS
Avo. Multi-Ampers Modelo DS-13-E Serial N° 923-001/1	INPUT 115 50/60Hz



Figura IV.2. Imagen frontal del Generador de Pulsos.

OSCILOSCOPIO

El osciloscopio (Figura IV.3) es una de las herramientas indispensables en este tipo de pruebas ya que ayuda a visualizar las formas de onda de cada una de las fases, almacenando la información en discos para después poder analizarlos con la ayuda del programa Origin 8. Sus características principales se encuentran en la Tabla IV.2.

Tabla IV.2 Características del osciloscopio.

EQUIPO	CARACTERÍSTICAS
Osciloscopio Tektronix, Modelo TDS684B	Ancho de Banda: 1 GHz Número de canales: 4 Canales simultáneos: 4 Máxima velocidad de muestreo simultaneo por canal: 5 GSa/s Máximo número de muestras por canal: 15000 pt/sec Mínima sensibilidad vertical: 1 mV/div Máxima sensibilidad vertical: 10 V/div Tiempo de frente: 350 ps Número de Bits: 8 bits Impedancia de entrada: 1 MOhm ó 50 Ohm. Máxima tensión de entrada: 400 Vrms Base de tiempo principal – menor: 200 ps/div Base de tiempo principal – mayor: 10 s/div Exactitud de la base de tiempo: 0.0001 %

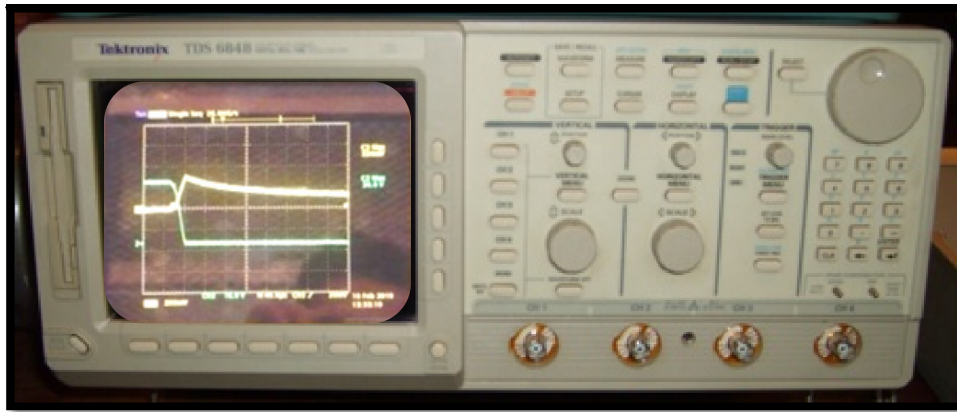


Figura IV.3. Imagen frontal del Osciloscopio Tektronix.

BOBINA DE PRECISI3N.

Es un transformador de corriente (Figura IV.4) de precisi3n que mide la sensibilidad de corriente en frecuencias en los lmites de 0.5 Hz a 500 MHz [38].

La tensi3n de salida de transformador es una representaci3n de forma de onda de tensi3n exacta de la corriente medida, que puede ser analizada sobre un osciloscopio, el rango de poder de RF, el analizador de espectro o el trazado de circuito de interfaz. Sirve para medir corriente, la cual conectada al osciloscopio muestra la grfica respectiva en uno de sus canales; esta se coloca en la fase que va automticamente a tierra cuando se realiza la prueba en el generador de pulsos. Sus especificaciones tcnicas se muestran en la Tabla IV.3.

Tabla IV.3 Bobina de precisi3n [38].

Bobina de Precisi3n Marca Bergoz Modelo: CT-E0.05	Salida (V/A): 0.05 (en 1 Mohm), 0.025 (en 50 ohms) Max rms : 71 A Max Peak: 20 kA Tiempo de frente: 17.5 ns
--	--



Figura IV.4. Transformador de corriente de precisi3n marca Bergoz [38].

CABLES COAXIALES

El cable coaxial (Figura IV.5) fue creado en la década de los 30, y es un cable utilizado para transportar señales eléctricas de alta frecuencia que posee dos conductores concéntricos, uno central, llamado vivo, encargado de llevar la información, y uno exterior, de aspecto tubular, llamado malla o blindaje, que sirve como referencia de tierra y retorno de las corrientes. Entre ambos se encuentra una capa aislante llamada dieléctrico, de cuyas características dependerá principalmente la calidad del cable. Todo el conjunto suele estar protegido por una cubierta aislante [39].

Los cables se conectan directamente del comparador de pulsos al osciloscopio, y del osciloscopio a la bobina de corriente. Datos de placa del cable coaxial se presentan en la Tabla IV.4

Tabla IV.4 Cable Coaxial [39].

Cables coaxiales RG58	Impedancia característica: 50 Ohm Tensión máxima tolerada: 1900 V Blindaje: 95 %
----------------------------------	---



Figura IV.5. Cable Coaxial [39].

PUNTA ATENUADORA DE ALTA TENSIÓN

Una punta de prueba es un dispositivo que permite realizar una conexión física entre una fuente de señal o punto de prueba (DUT-Dispositivo bajo prueba) y un instrumento de medición electrónico, como por ejemplo un osciloscopio [40].

Esta punta (Figura IV.6) fue requerida con la finalidad de conocer la relación de tensión que alimentaba a los materiales compuestos y las lecturas observadas en la pantalla del osciloscopio (Figura IV.3) y así poder tener una idea más clara del análisis de la totalidad de los puntos de muestra adquiridos dentro de las pruebas. Datos de placa de la punta atenuadora de tensión se muestran en la Tabla IV.5.

Tabla IV.5 Punta Atenuadora de Tensión [40].

EQUIPO	CARACTERÍSTICAS
Punta Atenuadora de Alta Tensión Tektronix PC015A 1000X 3.0pF 100MΩ	Maximum Voltage Ratings: See Manual for Voltage de-Ratings 20 kV DC, 40kVpK Pulse-100ms Max. Duración



Figura IV.6. Punta Atenuadora de Alta Tensión [40].