



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. Junio 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



SECCION DE ESTUDIOS D...

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

El uso de controladores de velocidad variable (CVV) en sistemas industriales de gran potencia ha ido en aumento en los últimos años, esto motivado por el considerable ahorro en energía que se puede llegar a obtener. En una gran mayoría estos controladores utilizan convertidores fuente de tensión (CFT) con modulación de anchos de pulsos (PWM). Las tensiones del tipo PWM han causado problemas significativos en el sistema de aislamiento de los 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. Por tal motivo este trabajo estudia los efectos de pulsos rápidos de tensión en los esfuerzos eléctricos y térmicos en empalmes de cables. El modelado en elemento finito fue utilizado para analizar el campo eléctrico y la generación de calor en empalmes.

Inicialmente se obtuvieron los parámetros eléctricos (L y C), para verificar la presencia de reflexiones en un empalme modelado como un circuito Pi. Posteriormente se modeló el campo eléctrico en un empalme considerando la no linealidad de materiales. 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 consideraron valores de permitividad elevados, para poder reducir el campo eléctrico en los empalmes sin incrementar el calor, al obtener buenos resultados se prosiguió a probar diferentes materiales compuestos, los cuales presentaban valores de permitividad altos pero a baja frecuencia. Las pruebas realizadas a estos materiales compuestos bajo pulsos rápidos dieron como resultado 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 destilada 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

Variable Speed Drivers (VSD) in high power industrial systems have become very popular in the last years, mainly due to the energy savings that can be obtained with these use of these systems. Most of these drivers use Voltage Sourced Converters (VSC) with Pulse 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 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 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 compounds 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 distillate 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.

ÍNDICE

RESUMEN	I
ABSTRACT	II
LISTA DE FIGURAS	III
LISTA DE TABLAS	VII
SIMBOLOGIA	VIII
GLOSARIO DE TERMINOS	IX
CAPÍTULO 1 : INTRODUCCIÓN	10
1.1 Generalidades.	10
1.2 Planteamiento del Problema.	11
1.3 Objetivos.	14
1.3.1 Objetivo General.	14
1.3.2 Objetivos Particulares.	14
1.4 Justificación.	14
1.5 Estado del Arte.	15
1.6 Aportaciones.	17
1.7 Limitaciones y Alcances.	17
1.8 Estructura de la Tesis.	17
CAPÍTULO 2 : EMPALMES DE MEDIA TENSION	18
2.1. Introducción.	18
2.2. Terminales de Cables en Media Tensión.	19
2.2.1. Principio de operación.	19
2.2.1.1. Método geométrico (cono de alivio).	20
2.2.1.2. Método de la resistividad variable.	20
2.2.1.3. Método capacitivo.	20
2.2.2. Tipos de Terminales.	21
2.2.2.1. Terminal clase 1.	21
2.2.2.2. Terminal clase 2.	22

2.2.2.3. Terminal clase 3.	23
2.3. Empalmes de Cables en Media Tensión.	24
2.3.1. Principios de Operación.	24
2.3.2. Clasificación y Tipos.	26
2.3.2.1. Encintados.	27
2.3.2.2. Moldeados en fábrica.	27
2.3.2.3. Moldeados en el campo.	28
2.3.2.4. Termo-contráctiles.	29
2.4. Sistemas Eléctricos de Media Tensión con Formas de Onda no Sinusoidales.	29
2.5. Efecto de Tensiones No-Sinusoidales en Terminales y Empalmes.	31
2.5.1. Reflexión de Onda	31
2.5.2. Diferentes casos.	32
CAPÍTULO 3: MODELADO DE EMPALMES EN MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES.	35
3.1. Introducción.	35
3.2. Cálculo de los Parámetros del Empalme.	35
3.2.1. Cálculo de la inductancia de un empalme.	36
3.2.1.1. Cálculo del Potencial Vectorial Magnético (A).	36
3.2.1.2. Cálculo de la Energía Magnética en el Empalme Empleando el Potencial Vectorial Magnético (A).	38
3.2.1.3. Inductancia Propia del Empalme.	39
3.2.2. Cálculo de la capacitancia de un empalme.	42
3.2.2.1. Calculo del Potencial Escalar Eléctrico	42
3.2.2.2. Calculo de la Energía en el Empalme empleando el Potencial Escalar Eléctrico	43
3.2.2.3. Capacitancia del Empalme	44
3.2.3. Modelado en ATP de las reflexiones en los empalmes.	47
3.3. Modelado de esfuerzos en los empalmes.	50
3.3.1. Modelado del Campo Eléctrico en el Empalme	50
3.3.2. Materiales con conductividad no lineal para el control del campo eléctrico.	51
3.3.3. Generación de calor en los empalmes con recubrimientos semiconductores.	54
CAPÍTULO 4: DISEÑO DE EMPALMES EN MEDIA TENSIÓN ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES	59
4.1. Introducción.	59
4.2. Materiales con permitividad alta como una solución para la generación de calor.	59
4.3. Análisis de la Distribución del Campo Eléctrico en Empalme con Materiales de alta Permitividad Bajo la Aplicación de un Pulso Rápido.	60
4.4. Medición de la permitividad de materiales compuestos con pulsos rápidos.	63
4.5. Diseños para la reducción de los esfuerzos eléctricos y térmicos en empalmes.	68
4.5.1. Cono Atenuador	68
4.5.1.1. Diseño de Cono Atenuador con el uso de MEF.	68
4.5.2. Contenedor de Agua Destilada.	72
	75

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

5.1.- Conclusiones. 75

5.2.- Recomendaciones para Trabajos Futuros. 76

REFERENCIAS 77

I. ANEXO A: MÉTODO DEL ELEMENTO FINITO 80

Introducción 80
Aplicación del método. 80
Discretización de la región de solución. 85
Obtención de las ecuaciones que gobiernan los elementos triangulares que discretizan el medio continuo. 86
Ensamblado de todos los elementos y obtención de los potenciales en los nodos. 87
Resultados del MEF. 88

II. ANEXO B: FIGURAS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS A LOS MATERIALES COMPUESTOS OBTENIDAS CON EL SOFTWARE ORIGIN 8.0. 90

III. ANEXO C: REFRACCIÓN DIELECTRICA. 93

IV. ANEXO D: EQUIPO UTILIZADO PARA LA MEDICIÓN DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DE LOS MATERIALES COMPUESTOS, BAJO PULSOS RÁPIDOS. 96

Generador de pulsos rápidos de tensión. 96
Osciloscopio. 97
Bobina de precisión. 98
Cables coaxiales 99
Punta atenuadora de alta tensión. 99

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1.1.- Formas de onda de voltaje en la terminal de una conexión estrella de un motor alimentado con un convertidor de dos niveles. (a) Voltaje fase a fase, (b) Voltaje de fase a tierra, (c) sobretensiones en la terminal del motor [6].....</i>	13
<i>Figura 1.2.- Reflexiones en línea de transmisión alimentada por un generador de pulsos [10].....</i>	13
<i>Figura 1.3.- Eagle Pass VSC BtB. Diagrama simple donde se muestra los convertidores, capacitores dc, fase del reactor, filtros para armónicos, transformador, y líneas con interruptores automáticos. Dentro del interruptor principal se incluyen cargas resistivas lo cual se muestra en las líneas punteadas. Cables de media tensión se muestran con las líneas en negritas [11].....</i>	15
<i>Figura 1.4.- Promedio de la temperatura ambiente por mes y el número promedio de fallas en el periodo 2002-2006 [12].....</i>	16
<i>Figura 2.1.- Esfuerzos eléctricos en la terminación de la pantalla sin usar ningún método de alivio. [19].....</i>	20
<i>Figura 2.2.- Control de esfuerzos eléctricos por medio del cono de alivio. [18].....</i>	20
<i>Figura 2.3.- Control de esfuerzos eléctricos por los métodos de resistividad variable y capacitivo. [18]..</i>	21
<i>Figura 2.4.- Detalle constructivo de la terminal tipo bayoneta instalada en cable con aislamiento extruido [20].....</i>	22
<i>Figura 2.5.- Arreglo descriptivo de la terminal modular para intemperie [21].....</i>	23
<i>Figura 2.6.- Detalle constructivo de la terminal para uso en interiores [21].....</i>	24
<i>Figura 2.7.- Líneas de flujo en cables blindados [18].....</i>	25
<i>Figura 2.8.- Líneas equipotenciales en empalme encintado [22].....</i>	25
<i>Figura 2.9.- Líneas equipotenciales en una unión premoldeada [22].....</i>	26
<i>Figura 2.10.- Detalles constructivos de empalmes encintados en cable monofásico con aislamiento extruido [21].....</i>	27
<i>Figura 2.11.- Empalme premoldeado [21].....</i>	28
<i>Figura 2.12.- Empalme premoldeado para cable con aislamiento laminar [21].....</i>	28
<i>Figura 2.13.- (a) Forma de onda del voltaje de línea a la salida de un VSI, y (b) voltaje de fase a tierra aplicado a una capa de SG de un circuito equivalente [21].....</i>	30
<i>Figura 2.14.- Modelado en ATP de una Línea de transmisión alimentada con 3400V con variación de la impedancia de carga.....</i>	32
<i>Figura 2.15.- (a)Z de carga igual que Z de línea, (b) Z de carga mayor ($Z=300\Omega$) que Z de línea.....</i>	32

<i>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.....</i>	33
<i>Figura 2.17.- Z de carga 2.5 menor ($Z=80\Omega$) que Z de línea.....</i>	33
<i>Figura 2.18.- Demostración de la generación de calor.....</i>	34
<i>Figura 3.1.- Corte axial del empalme utilizado en las simulaciones.....</i>	36
<i>Figura 3.2.- Densidad de energía total en un conductor recto alimentado con 5000V a 60Hz.....</i>	40
<i>Figura 3.3.- Densidad de energía total en un conductor recto alimentado con 5000V a 250kHz.....</i>	40
<i>Figura 3.4.- Densidad de energía total en empalme (Figura 3-1), alimentado con 5000V a 60Hz.....</i>	41
<i>Figura 3.5.- Densidad de energía total en empalme (Figura 3-1), alimentado con 5000V a 250kHz.....</i>	41
<i>Figura 3.6.- Líneas equipotenciales de un conductor recto alimentado con 5000V, a 60Hz.....</i>	45
<i>Figura 3.7.- Líneas equipotenciales de un conductor recto alimentado con 5000V, a 250kHz.....</i>	45
<i>Figura 3.8.- Líneas equipotenciales en empalme (Figura 3-1) alimentado con 5000V a 60Hz.....</i>	46
<i>Figura 3.9.- Líneas equipotenciales en empalme (Figura 3.1) alimentado con 5000V a 250kHz.....</i>	46
<i>Figura 3.10.- Modelado en ATP de dos cables alimentadores unidos por un empalme, alimentadas con 3400V con variación de la impedancia de cargas.....</i>	47
<i>Figura 3.11.- Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del conductor recto a 60Hz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.....</i>	48
<i>Figura 3.12.- Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del conductor recto a 250kHz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.....</i>	48
<i>Figura 3.13.- Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del empalme (Figura 3-1) a 60Hz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.....</i>	49
<i>Figura 3.14.- Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del empalme (Figura 3.1) a 250kHz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.....</i>	49
<i>Figura 3.15.- 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 [6].....</i>	52
<i>Figura 3.16.- Potencial eléctrico (max = 4950 y min =50) generado con valor de $\sigma_0 = 1E^{-11}$ y $\kappa = 3.7E^{-07}$.....</i>	53
<i>Figura 3.17.- Potencial eléctrico (max = 9900 y min =100) generado con valor de $\sigma_0 = 1.75E^{-14}$ y $\kappa = 1.07E^{-05}$.....</i>	53
<i>Figura 3.18.- a) Equipo utilizado en la prueba, b)Cable coaxial de 25kV con recubrimiento semiconductor, c)Generación de calor en la capa semiconductor del cable (26.7°C), d)Vista del cable siendo alimentado con 15kV.....</i>	55

<i>Figura 3.19.- Frente de un pulso rápido aplicado al empalme (Figura 3-1), regido por la ecuación (3.29).....</i>	56
<i>Figura 3.20.- Generación de calor en la capa semiconductor de Figura 3.1, alimentada con pulsos rápidos (Figura 3.19).....</i>	57
<i>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).....</i>	57
<i>Figura 3.22.- Calor generado en Figura 3.1.....</i>	58
<i>Figura 3.23.- Valor de temperatura generada en Figura 3.1.....</i>	58
<i>Figura 4.1.- Líneas equipotenciales de un empalme con recubrimiento semiconductor con permitividad relativa 2.3 en (a) y 20 en (b).....</i>	60
<i>Figura 4.2.- Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 4-2) con 2.3 de permitividad relativa.....</i>	61
<i>Figura 4.3.- Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 4-2) con 10 de permitividad relativa.....</i>	61
<i>Figura 4.4.- Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 4.2) con 30 de permitividad relativa.....</i>	62
<i>Figura 4.5.- Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 4.2) con 100 de permitividad relativa.....</i>	62
<i>Figura 4.6.- Oscilogramas de (a) Tensión, (b) Corriente, obtenidos de la prueba.....</i>	64
<i>Figura 4.7.- Obtención de m en el compuesto 8/50%.....</i>	65
<i>Figura 4.8.- Obtención de m en el compuesto 1/5%.....</i>	65
<i>Figura 4.9.- Comparación de los valores de permitividad.....</i>	67
<i>Figura 4.10.- Diseños de un cono atenuador para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.....</i>	69
<i>Figura 4.11.- Campo Eléctrico generado en Figura 4.10.....</i>	70
<i>Figura 4.12.- Campo Eléctrico generado en Figura 3.1.....</i>	70
<i>Figura 4.13.- Generación de calor en Figura 4.10.....</i>	71
<i>Figura 4.14.- Valor de la temperatura generada en Figura 4.10.....</i>	71
<i>Figura 4.15.- Diseño de un contenedor de agua destilada para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.....</i>	72
<i>Figura 4.16.- Campo eléctrico generado en Figura 4.15.....</i>	73
<i>Figura 4.17.- Generación de calor en Figura 4.15.....</i>	73

<i>Figura 4.18.- Valor de la temperatura generada en Figura 4.15.....</i>	<i>74</i>
<i>Figura I.1.- Elementos finitos: (a) una dimensión (b) dos dimensiones (c) tres dimensiones [32].....</i>	<i>80</i>
<i>Figura I.2.- Coordenadas nodales (i, j, m) y desplazamientos de los nodos [32].....</i>	<i>81</i>
<i>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.....</i>	<i>89</i>
<i>Figura II.1.- Obtención de m en el compuesto 4/0%.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura II.2.- Obtención de m en el compuesto 2/15%.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura II.3.- Obtención de m en el compuesto 5/20%.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura II.4.- Obtención de m en el compuesto 6/30%.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura II.5.- Obtención de m en el compuesto 7/40%.....</i>	<i>92</i>
<i>Figura II.6.- Obtención de m en el compuesto 9/60%.....</i>	<i>92</i>
<i>Figura III.1.- La ley de refracción aplicada a intensidades de campo E para $\epsilon_1 > \epsilon_2$ [34].....</i>	<i>93</i>
<i>Figura III.2.- Dos diferentes materiales dieléctricos entre electrodos [34].....</i>	<i>94</i>
<i>Figura III.3.- Prueba de ruptura sobre una placa de materiales dieléctricos sólidos $(2), \uparrow$: localizados en un alta región del campo eléctrico para $\epsilon_1 < \epsilon_2$ [34].....</i>	<i>94</i>
<i>Figura IV.1.- Arreglo experimental para la medición de la pemirtividad relativa de los materiales compuestos, bajo pulsos rápidos.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura IV.2.- Imagen frontal del Generador de Pulsos.....</i>	<i>97</i>
<i>Figura IV.3.- Imagen frontal del Osciloscopio Tektronix.....</i>	<i>98</i>
<i>Figura IV.4.- Transformador de corriente de precesión marca Bergoz [35].....</i>	<i>98</i>
<i>Figura IV.5.- Cable Coaxial [36].....</i>	<i>99</i>
<i>Figura IV.6.- Punta Atenuadora de Alta Tensión [37].....</i>	<i>100</i>

LISTA DE TABLAS

<i>Tabla 2.1.- Gradientes de tensión en cables con aislamiento extruido. [18].....</i>	<i>25</i>
<i>Tabla 3.1.- Valores de capacitancia e inductancia a diferentes frecuencias (60Hz y 250kHz) obtenidos mediante MEF (COMSOL 3.5). Aplicados en empalme (figura 3.1) y conductor recto.....</i>	<i>47</i>
<i>Tabla 3.2.- Diferentes valores de σ_0 y κ, simulados en COMSOL 3.5 (Figura 3-1), fijando un valor de permitividad, alimentando con 5000V a 250kHz.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabla 4.1.- Valores de permitividad relativa introducidos en el recubrimiento semiconductor y los valores obtenidos de calentamiento resistivo.....</i>	<i>60</i>
<i>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 alta.....</i>	<i>63</i>
<i>Tabla 4.3.- Valores de permitividad y capacitancia obtenidos en las simulaciones.....</i>	<i>66</i>
<i>Tabla 4.4.- Comparación de los valores de ϵ_r.....</i>	<i>66</i>
<i>Tabla IV.1.- Datos de placa del Generador de Pulsos.....</i>	<i>97</i>
<i>Tabla IV.2.- Características del osciloscopio.....</i>	<i>97</i>
<i>Tabla IV.3.- Bobina de precisión [35].....</i>	<i>98</i>
<i>Tabla IV.4.- Cable Coaxial [36].....</i>	<i>99</i>
<i>Tabla IV.5.- Punta Atenuadora de Tensión [37].....</i>	<i>100</i>

SIMBOLOGÍA

\bar{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.
\emptyset	Flujo magnético.
PD	Descarga parcial.
V_e	Función de potencial de un elemento finito.
W_e	Energía del elemento finito.
\pounds	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.

GLOSARIO DE TERMINOS

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 vertical a la sección transversal del empalme.

Corriente de Conducción. Corriente que predomina a altas frecuencias y fluye por los aislamientos.

cd. Corriente directa

ca. Corriente alterna

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

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.

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

SG. Siglas en inglés de atenuador de esfuerzo.

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

CVV. Controlador de Velocidad Variable.

CFT. Convertidor Fuente de Tensión.

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 la principal causa de interrupciones de 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]. Para estas técnicas de diagnóstico es de bastante ayuda conocer los puntos débiles de cables alimentadores, de acuerdo a sus condiciones de operación, con lo cual se puede reducir significativamente los tiempos requeridos en las pruebas.

Existe una demanda creciente por mejorar la confiabilidad y seguridad en las instalaciones eléctricas de refinерías y petroquímicas pero al mismo tiempo se desea mantener el ciclo de mantenimiento tradicional. Las redes eléctricas por medio de cables son un enlace vital por lo que se requiere que su operación se mantenga con el más alto nivel de confiabilidad para así maximizar la producción.

La mayoría de los sistemas de potencia de mediana tensión en instalaciones industriales utilizan cables con capas de aislamiento sólido, tales como polietileno (XLPE), hule etileno-propileno (EPR) o aislamiento de tipo laminar [2].

En plantas petroquímicas los cables son instalados bajo tierra y/o en canaletas industriales. Los sistemas de cables con rango de tensión de 5 kV a 35 kV, son diseñados típicamente con capas de cinta de cobre para su blindaje. 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 obtenida con la evaluación de 12 000 km de cable, mediante diagnóstico preventivo, se demostró que el deterioro del cable se manifestó a través de defectos en puntos discretos. Algunos ejemplos de defectos discretos en aislamiento de cables son impurezas, de-laminación de la pantalla semiconductora, 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.

Por otro lado a los problemas típicos antes mencionados se agregan nuevos problemas ocasionados por la alimentación con una tensión con modulación de ancho de pulsos (PWM, Pulse Width Modulation). 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).

Las terminales de los cables han sido identificadas como uno de los puntos más propensos a sufrir fallas cuando son alimentados con tensiones tipo PWM [4]. 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 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 para atenuar el campo eléctrico el calor generado en estos recubrimientos puede ser la causa de su rápido deterioro, por lo que el calor generado por la tensión PWM es también analizado. Para lo anterior se empleó el Método del Elemento Finito (MEF), mientras que para verificar la presencia de reflexiones en los empalmes se utilizó el paquete para análisis de transitorios electromagnéticos ATP Draw. En las siguientes secciones se presentan los antecedentes, objetivos y justificación de este trabajo.

1.2 Planteamiento del Problema.

A finales de la década de 1990, armónicos en el orden kHz, rara vez se presentaban en los sistemas eléctricos de potencia. Además de la frecuencia del sistema operativo en equipos 50/60Hz, sistemas de alta tensión de corriente directa (HVDC) estuvieron totalmente basados en línea-conmutación, en convertidores fuente corriente (CSC's), con cualquiera de las dos válvulas de arco de mercurio o como tiristores de conmutación. Estos convertidores de línea-conmutación producen armónicos en el rango de frecuencia, ya que la conexión o conmutación se produce sólo una vez por ciclo [5].

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 IGBTs, o IGCTs ya que estos presentan ventajas con relación a la alta frecuencia de conmutación, bajo costo y una tecnología mas madura, los IGBTs son comúnmente usados en alta tensión.

Los IGBTs tienen un rango de 3.3kV y 6.5kV con corrientes alrededor de 1000 A [6] y una frecuencia de conmutación de 1-2 kHz.

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

Las altas frecuencias asociadas a 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 pierde conductividad. Fuera del empalme las DPs aparecen debido al aumento del campo eléctrico [6]. La actividad de DPs gradualmente destruye la CACE y eventualmente el aislamiento falla.

El problema no solo son los frentes rápidos de los pulsos si no 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 mas empalmes que terminales, no se ha investigado sobre la distribución de los esfuerzos en estos elementos cuando la tensión es del tipo PWM.

Fenómeno que complica el problema de los pulsos rápidos en el aislamiento es la presencia de reflexiones (Figura 1.2), es bien conocida en las terminales de cables, 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.

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

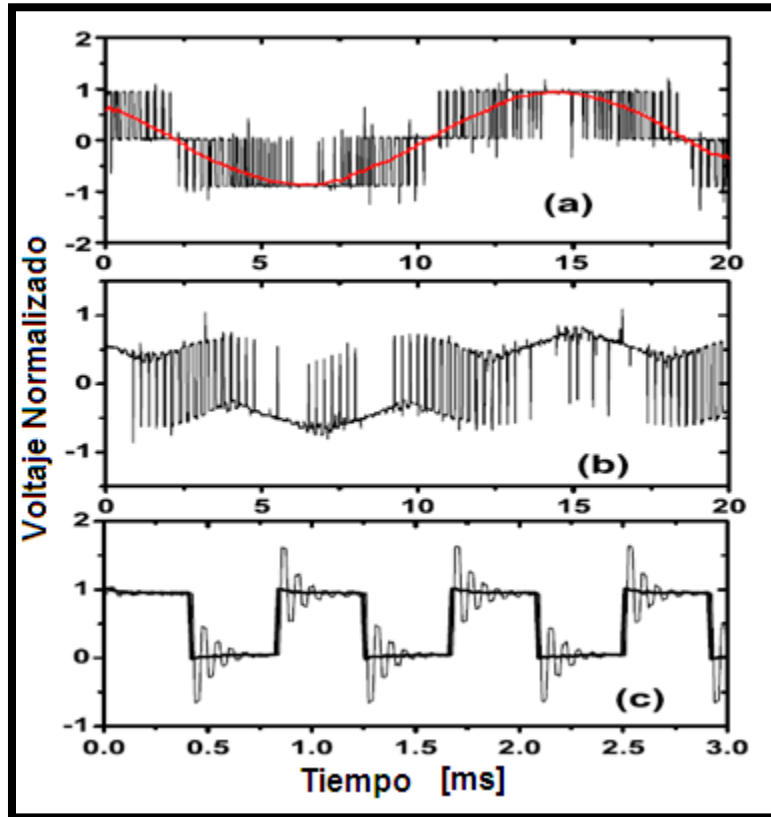


Figura 1.1. Formas de onda de voltaje en la terminal de una conexión estrella de un motor alimentado con un convertidor de dos niveles. (a) Voltaje fase a fase, (b) Voltaje de fase a tierra, (c) sobretensiones en la terminal del motor [6].

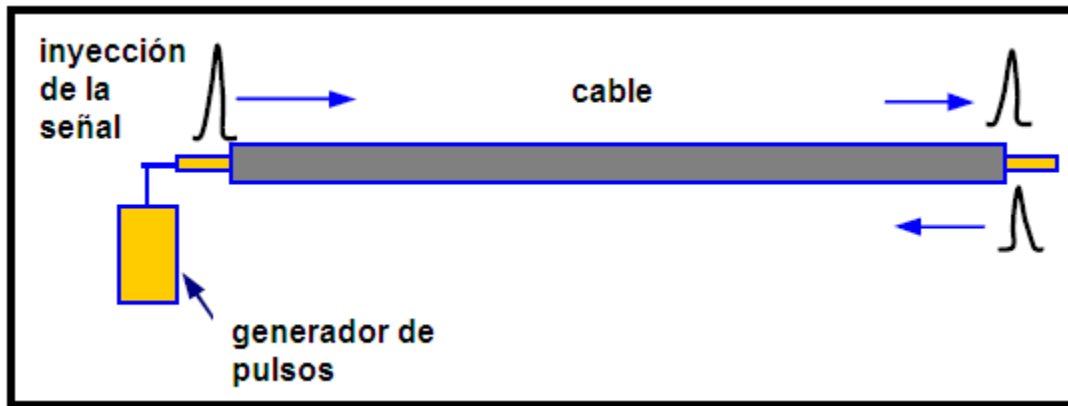


Figura 1.2. Reflexiones en línea de transmisión alimentada por un generador de pulsos [10].

1.3 Objetivos.

1.3.1. Objetivo General.

Determinar el esfuerzo eléctrico y el calor generado en empalmes de cables de mediana 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 pulsos rápidos.

1.4 Justificación.

Trabajos de investigación recientes han analizado los mecanismos que llevan al deterioro del aislamiento en dispositivos de mediana tensión alimentados con formas de onda no sinusoidales. La mayoría de estos trabajos han sido relacionados con los problemas asociados con el 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 excesiva de calor resistivo. 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 se presentan en las áreas de mayor concentración de esfuerzo eléctrico, lo cual requiere de estudios que consideren las condiciones reales de tensión aplicada, de manera que se puedan determinar la magnitud y distribución de estos esfuerzos.

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 bobinado de esta capacidad representa pérdidas considerables por lo que cualquier mejora que pueda sugerirse para reducir posibles fallas resultará de gran interés.

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 voltaje (siglas en ingles VSC) 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 trabajo 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 era relaciona 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, la cual también ocurrió dentro de la terminal del cable, iniciando así una minuciosa investigación [11].

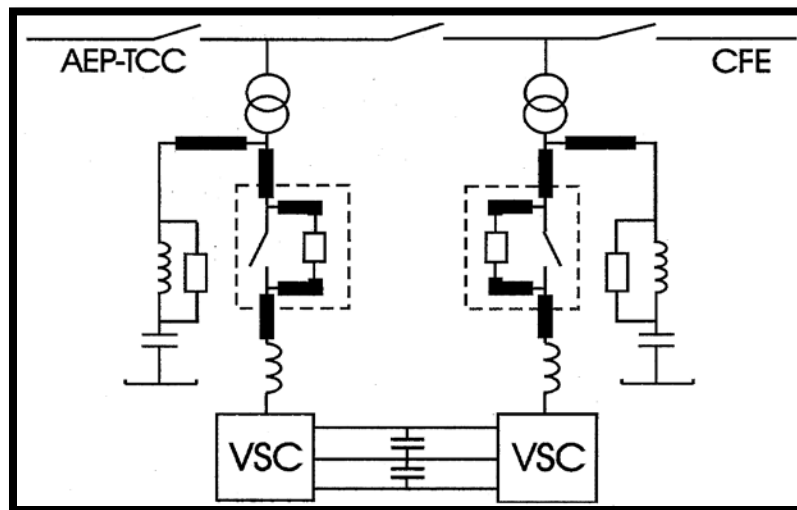


Fig.1.3 Eagle Pass VSC BtB. Diagrama simple donde se muestra los convertidores, capacitores dc, fase del reactor, filtros para armónicos, transformador, y líneas con interruptores automáticos. Dentro del interruptor principal se incluyen cargas resistivas lo cual se muestra en las líneas punteadas. Cables de media tensión se muestran como las líneas en negritas [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 una CACE.

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 temperatura del medio ambiente y las fallas en empalmes.

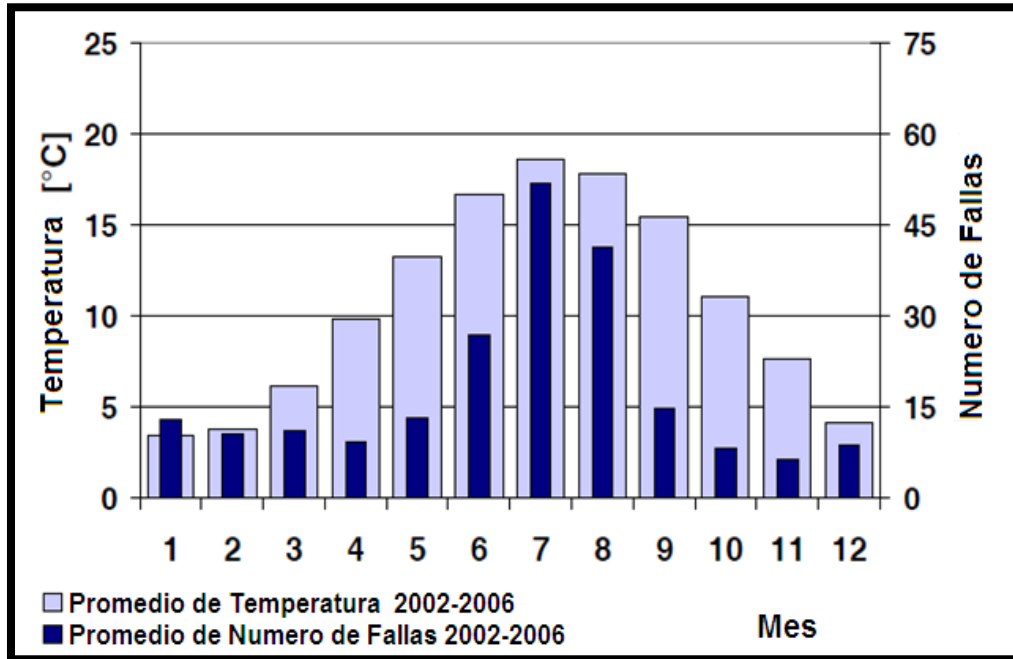


Figura 1.4. Promedio de la temperatura ambiente por mes y el número promedio de fallas en el periodo 2002-2006 [12].

Se han realizado diferentes trabajos que atienden este problema una de ellas fue realizada por el M en C Sarajit Banerjet la cual habla sobre el estudio de las altas frecuencias 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].

Otro de los trabajos es el realizado por el Dr. Fermín P. Espino Cortés que habla sobre la dependencia del campo eléctrico en sistemas con atenuador de campo en bobinas trabajando bajo pulsos rápidos [6].

Uno de los más recientes sobre este tema fue el realizado por el M en C José Antonio De León Brito (Sección de Estudio de Posgrado de Ingeniería Eléctrica) en la cual también trabaja en los sistemas de aislamiento de media tensión alimentados con tensiones PWM [7], en la cual fue enfocado el transformador el cual fue modelado en MEF y efectuó la simulación de este modelo utilizando el software PSCAD. Donde una de sus principales conclusiones fue que los esfuerzos de mayor magnitud se presentaban en el secundario del transformador [7].

Como se menciona ya existen diferentes trabajos que hablan sobre los efectos de AF pero como se observa ninguno ha puesto atención al área de empalmes por tal motivo el enfoque de la tesis es sobre estos.

1.6 Aportaciones.

Comprobar que los materiales compuestos por Titanato de Bario y hule silicón no funcionan a altas frecuencias ya que su capacidad de dopaje no responde a estas velocidades.

Calculo del calor generado.

1.7 Limitaciones y Alcances.

Mediante el uso de modelos basados en circuitos equivalentes y mediante el método del elemento finito, considerando la no-linealidad de los materiales, se calculará la generación de calor y el reforzamiento del campo eléctrico buscando proponer nuevos diseños que ayuden a reducir la posibilidad de fallas.

- No se realizó trabajo experimental que pudiera comprobar el efecto de los pulsos rápidos en empalmes, por no contar con un generador de pulsos de alta tensión.

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. El segundo capítulo además de comprender la base teórica sobre las terminales y empalmes en media tensión se explica cómo funcionan los sistemas eléctricos en media tensión alimentados con ondas sinusoidales así como los efectos que estos producen en las terminales y empalmes. En el capítulo 3 se presenta la presencia de reflexiones y el modelado en empalmes de media tensión así como el análisis de esfuerzo eléctrico y generación de calor en estos. En el capítulo 4 es la realización del diseño de empalmes alimentados con fuentes de tensión no sinusoidales para la reducción de los esfuerzos eléctricos y térmicos además del análisis de nuestros resultados, posteriormente en el capítulo 5 se escriben las conclusiones a las que se llegaron, y finalmente las recomendaciones para trabajos futuros.

CAPÍTULO 2: EMPALMES DE MEDIA TENSION

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 harán 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 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 cada vez más frecuentes de fallas en terminales y empalmes son originadas por su envejecimiento. Pero también se espera que estos problemas aumenten con el tiempo debido a las mayores cargas de las líneas. 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 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. Cada una de estas afecta directamente a las ecuaciones de envejecimiento, dando lugar a un problema especial para la predicción precisa [15].

Debido a la magnitud de este problema, 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

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:

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 o elastomérico o encintado [16].

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 [16].

a) 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 [16].

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.

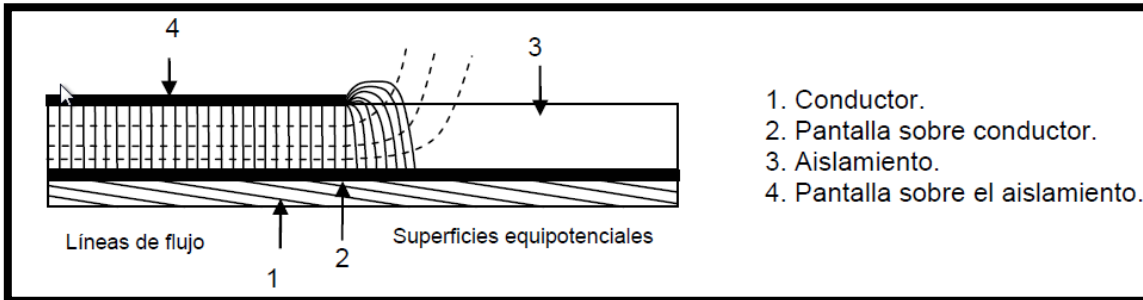


Figura 2.1. Esfuerzos eléctricos en la terminación de la pantalla sin usar ningún método de alivio. [17].

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:

2.2.1.1 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.

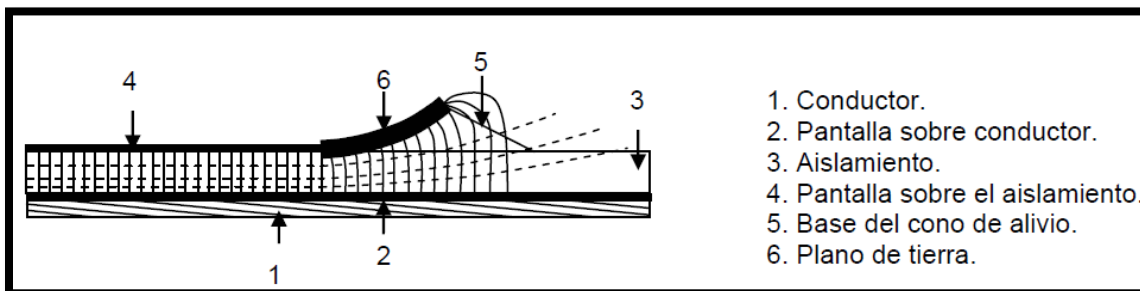


Figura 2.2. Control de esfuerzos eléctricos por medio del cono de alivio. [16]

2.2.1.2 Método de la resistividad variable

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: cintas, pastas o materiales termo-contráctiles [16]. La Figura 2.3 muestra la distribución de los esfuerzos eléctricos utilizando este método.

2.2.1.3 Método capacitivo

El método capacitivo consiste en el control de esfuerzos por medio de materiales aislantes con una alta constante dieléctrica 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: cintas y elastómero moldeado. La Figura 2.3 muestra la distribución de los esfuerzos eléctricos utilizando este medio de control [16]

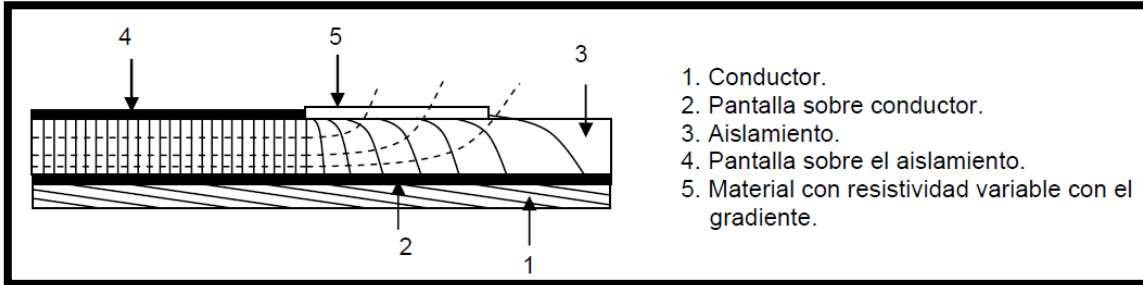


Figura 2.3. Control de esfuerzos eléctricos por los métodos de resistividad variable y capacitivo [16].

2.2.2. 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.

2.2.2.1 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]. En la Figura 2.4 se describen con todo detalle todos los compuestos con los cuales se integra la terminal en cuestión.

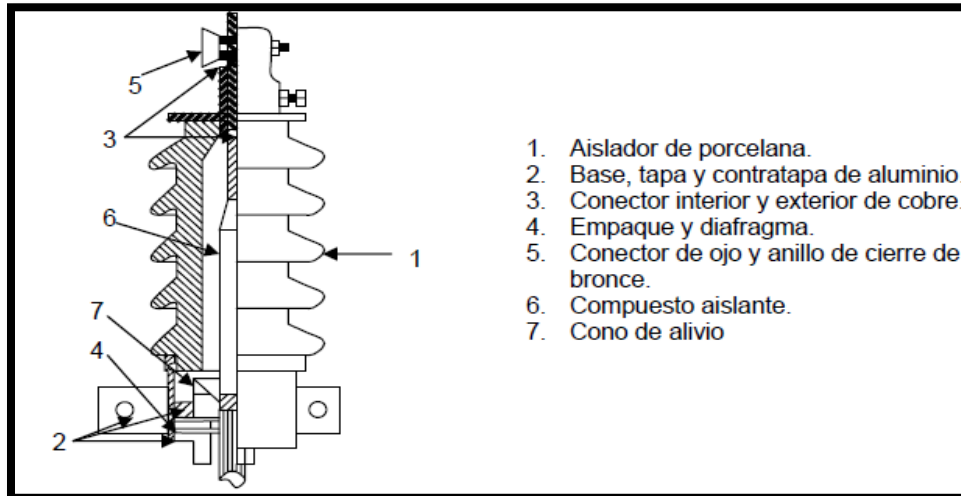


Figura 2.4. Detalle constructivo de la terminal tipo bayoneta instalada en cable con aislamiento extruido [18].

2.2.2.2. Terminal clase 2

En la figura 2.5 se muestran los detalles constructivos de una terminal pre-moldeada para utilización a la intemperie; 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 kV, 15 kV, 25 kV 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 interfase 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.

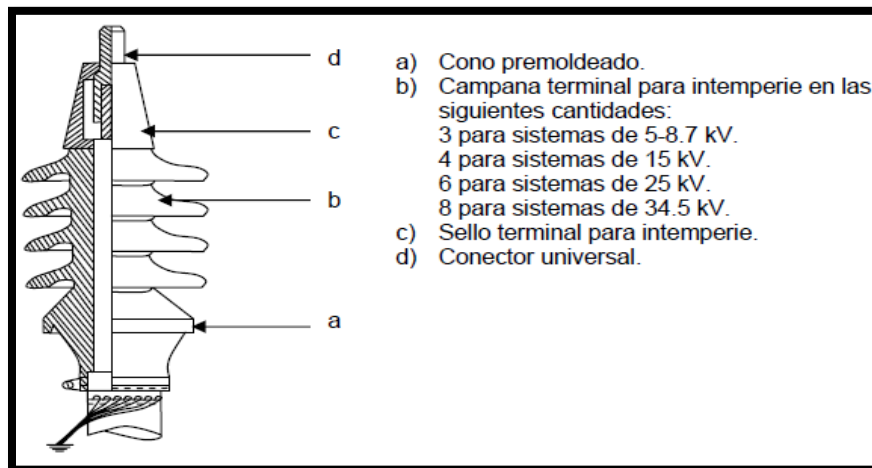


Figura 2.5. Arreglo descriptivo de la terminal modular para intemperie [19].

2.2.2.3. 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].

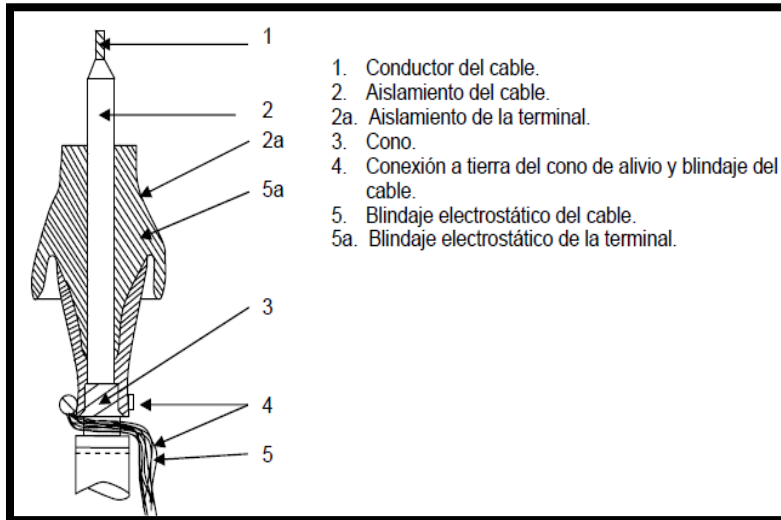


Figura 2.6. Detalle constructivo de la terminal para uso en interiores [19].

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	25kV	35kV
			(t=4.45mm)	(t=6.60mm)	(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	25kV	35kV
			(t=4.45mm)	(t=6.60mm)	(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.

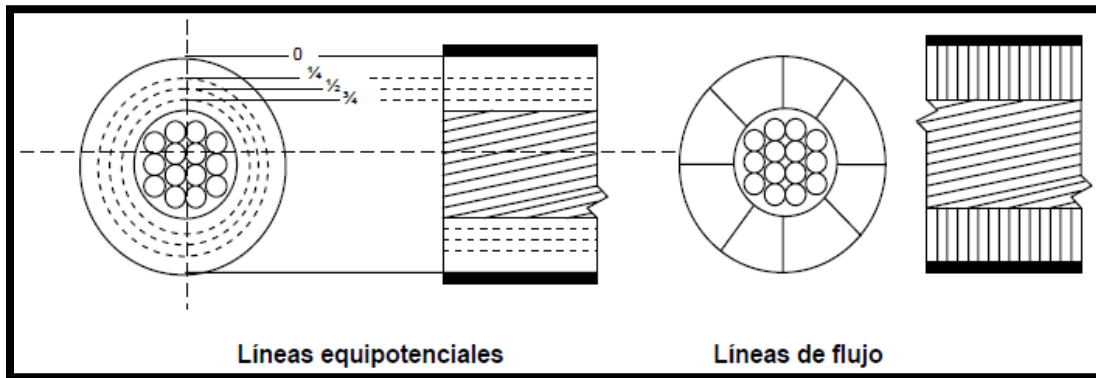


Figura 2.7. Líneas de flujo en cables blindados [19].

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.

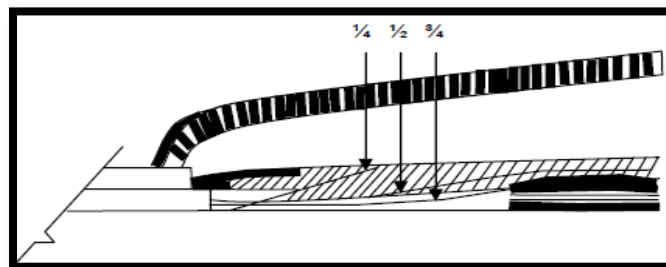


Figura 2.8. Líneas equipotenciales en empalme encintado [21].

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.

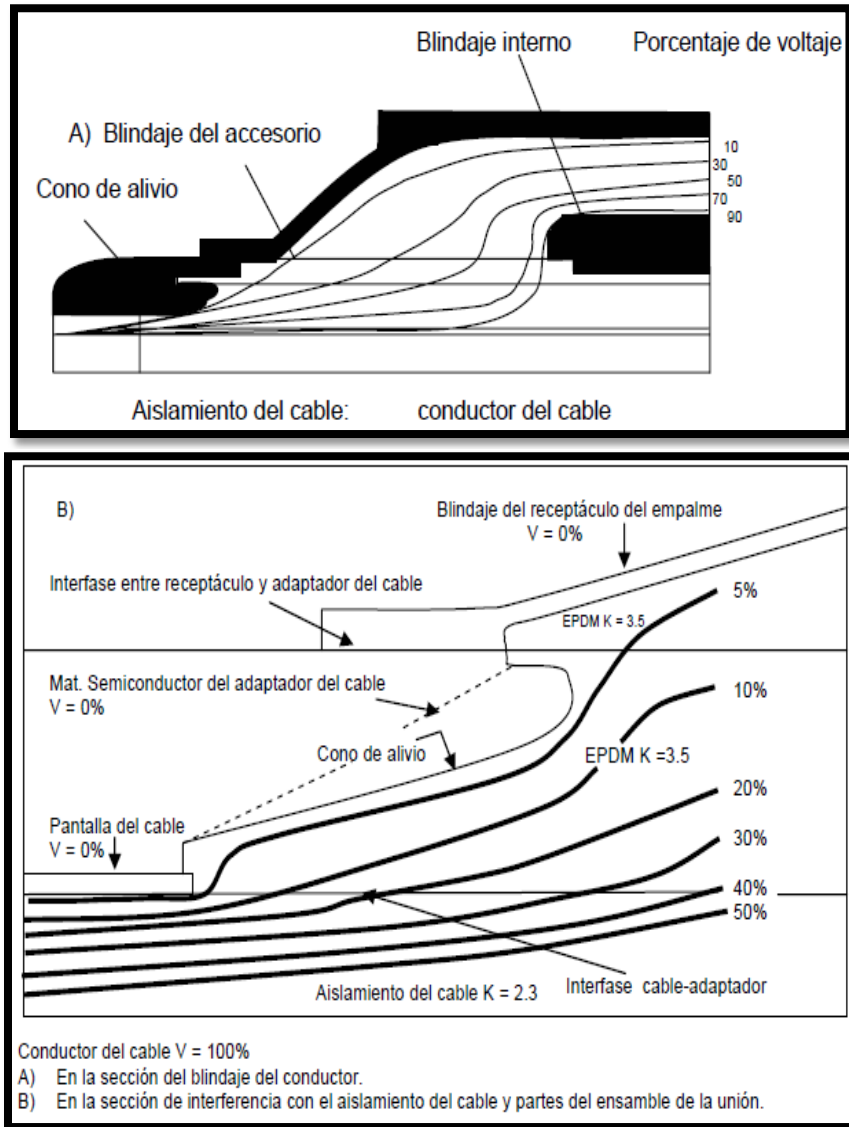


Figura 2.9. Líneas equipotenciales en una unión pre-moldeada [21].

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.

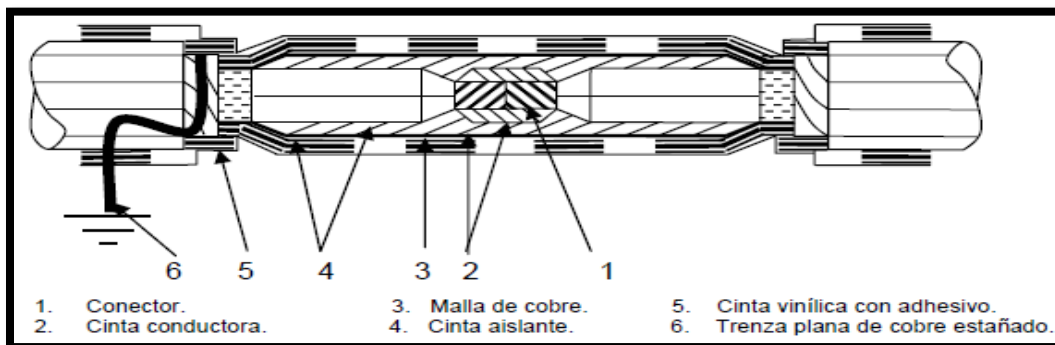


Figura 2.10. Detalles constructivos de empalmes encintados en cable monofásico con aislamiento extruido [21].

2.3.2.2. Moldeados en fábrica

Son aquellos en que los componentes son moldeados por el fabricante utilizando materiales elastoméricos. 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.

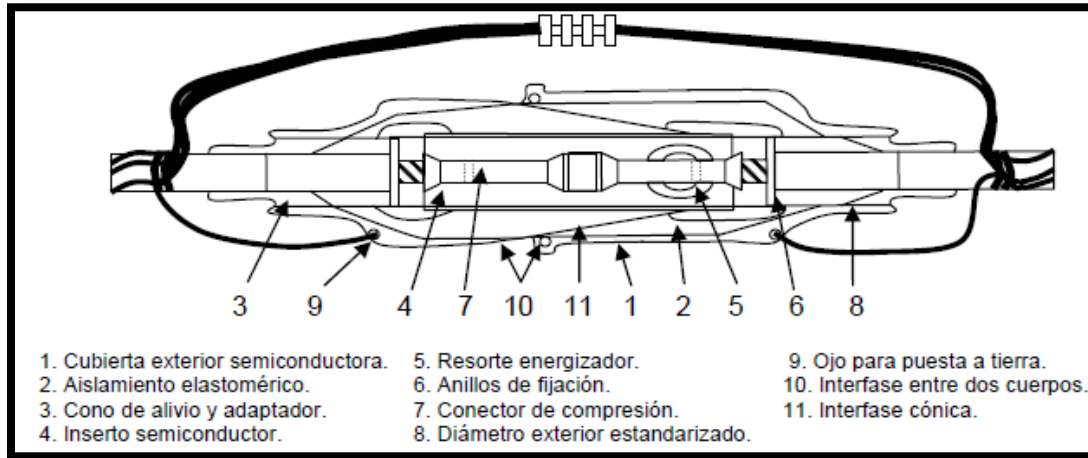


Figura 2.11. Empalme pre-moldeado [20].

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.

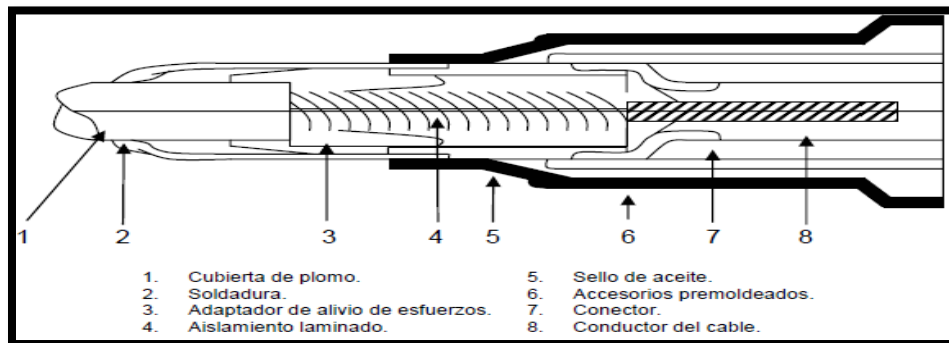


Figura 2.12. Empalme pre-moldeado para cable con aislamiento laminar [20].

2.3.2.3. Moldeados en el 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 [25].

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.

Con la creciente aplicación de los inversores fuente de tensión (IFT) con modulación de ancho de pulsos (siglas en inglés PWM) sea convertido en una de las topologías de convertidores más usadas en motores de velocidad variable en rangos de Media Tensión (MT) [21]. La Figura 2.13 muestra la tensión de línea y de fase a tierra a la salida de un CVV de tres niveles. Entre el IFT disponible en esta clase, el uso de algunas formas de inversores multi-nivel en el diseño es una práctica común. 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 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 [22]. En MT una tendencia se espera 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 [22]. El uso de filtros sinusoidales entre el inversor y el motor pueden ser complicado y caro para bajas frecuencias de conmutación, lo cual es el caso en máquinas de MT. Motores al igual que los cables alimentados con MT y este tipo de controles podría requerir un diseño especial de sus sistemas de aislamiento si la máquina no cuenta con un filtro a la salida.

Trabajos recientes han investigado el efecto en el aislamiento de los motores eléctricos de los pulsos rápidos de tensión. 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 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 dedicado para estos equipos la principal ventaja de los motores alimentados de esta forma es la disminución del consumo de la corriente, evitando también la caída de tensión excesiva a lo largo del alimentador, estos alimentadores son elementos del sistema que también llegan a fallar cuando trabajan bajo estas condiciones [23].

La rapidez y la alta repetición de los pulsos de voltaje PWM-IFT llevan a un incremento del esfuerzo térmico y eléctrico en los sistemas de aislamiento de un motor, Figura 2.13 (b). En motores de MT el esfuerzo en la capa de atenuador de campo (stress Grading (SG)) usada para el control del campo eléctrico en el estator y devanados es uno de los componentes del sistema de aislamiento más afectado por las formas de onda PWM [4, 7].

Aunque la capa está diseñada para conservar el campo eléctrico bajo el nivel de apariciones de descargas, esta capacidad será necesariamente acompañada por un incremento de generación de calor en la capa. Degradación [8], pérdidas resistivas y la no-linealidad del material [9] pueden ser consecuencia de un incremento de temperatura que en algunos casos puede alcanzar los 55°C que se observa bajo frecuencia sinusoidal de 60/50 Hz [6]. Como consecuencia, no solo el campo eléctrico debe ser controlado si no también la generación de calor que ha sido identificada como un problema potencial en las capas con de motores alimentados con un inversor, hechos que se han presentado en diferentes trabajos [6, 9].

En el caso de los cables alimentadores un problema similar puede ocurrir en las terminales que son diseñadas con capas atenuadoras de campo eléctrico. Fallas en los empalmes también han sido reportadas.

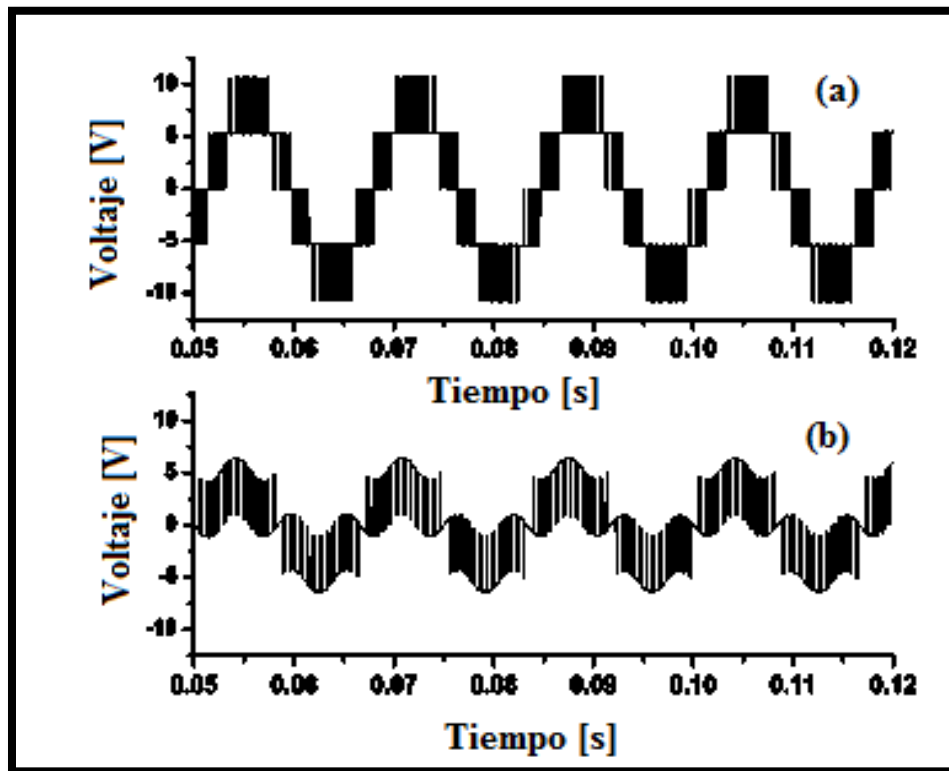


Figura 2.13. (a) Forma de onda del voltaje de línea a la salida de un IFT, y (b) voltaje de fase a tierra [22].

La complicación mayor se presenta cuando el empalme del alimentador llega a dañarse en su aislamiento por los motivos antes mencionados, ya que para extraer el empalme del alimentador y cambiarlo o repararlo resulta muy complicado y costoso debido a la profundidad en la que se encuentra el motor en el caso de los pozos profundos de petróleo [7], por lo cual es conveniente encontrar una solución para mitigar los esfuerzos del alimentador, que es el enfoque principal de esta trabajo.

El análisis de un sistema completo en el cual se incluya el modelado del transformador, el cable y el motor resultará conveniente para poder entender cómo se distribuyen los esfuerzos en cada uno de los dispositivos y a así poder localizar y predecir posibles problemas en los sistemas de aislamiento.

2.5. Efecto de Tensiones No-Sinusoidales en Empalmes.

Como se menciona en la sección anterior existen diferentes efectos en un sistema de aislamiento específicamente la capa de SG, las cuales serán presentadas en esta sección. Pero uno de los fenómenos que también se presentan son las reflexiones.

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 [24]. 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 al destino y origen de las impedancias. La impedancia 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.

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 voltaje inverso. Y si $Z_1=\infty$ representa un circuito abierto, aquí el pulso de voltaje es totalmente reflejado con la misma polaridad.

Para demostrar la teoría anterior se realizaron 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 3400V variando la impedancia de carga (para poder observar los diferentes casos).

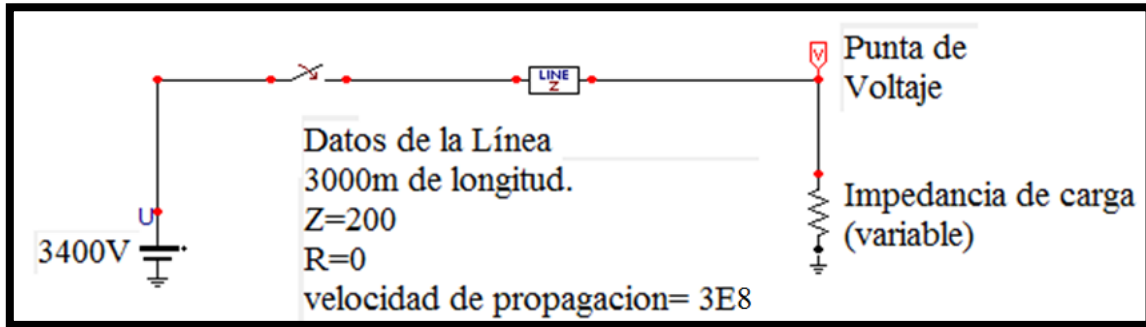


Figura 2.14. Modelado en ATP de una Línea de transmisión alimentada con 3400V con variación de la impedancia de carga.

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 en tal caso el voltaje suministrado (3400V) 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 por lo tanto el coeficiente de reflexión es de 1/5 y el voltaje reflejado es de 680V, el cual es visto desde la impedancia de carga.

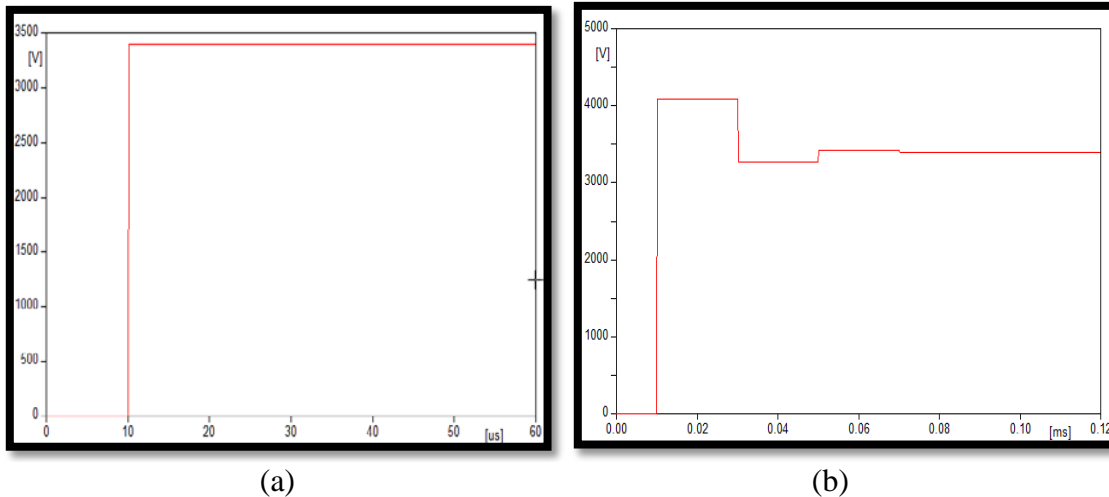


Figura 2.15. (a) Z de carga igual que Z de línea, (b) Z de carga mayor ($Z=300\Omega$) que Z de línea.

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 el voltaje suministrado cae ya que el coeficiente de reflexión es de $-1/3$ por tanto el voltaje que se necesita recuperar es de 1134V. La Figura 2.16(b) es similar al presentado en la Figura 2.15(a) solo que se muestra una mayor diferencia entra impedancias (Z de carga 2.5 mayor a la de línea) y se observa como incrementa el voltaje ya que el coeficiente de reflexión es de $3/7$ por tal motivo es mucho mayor el voltaje reflejado.

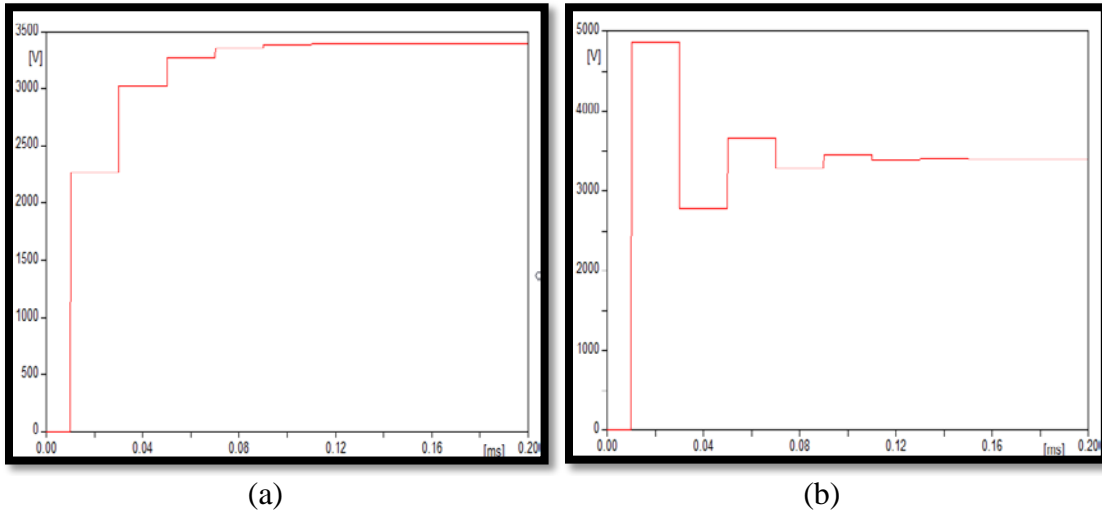


Figura 2.16. (a) Z de carga menor ($Z=100\Omega$) que Z de línea, (b) Z de carga 2.5 mayor ($Z=500\Omega$) que Z de línea

La figura 2.17(a) 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 el voltaje cae prácticamente a la mitad (1942V) por tanto la línea necesita de un mayor tiempo para la recuperación de dicho voltaje.

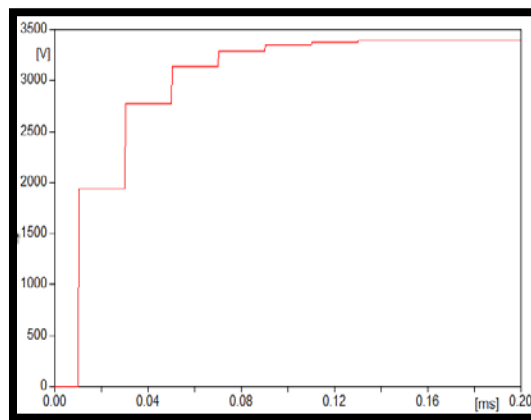


Figura 2.17. Z de carga 2.5 menor ($Z=80\Omega$) que Z de línea.

Para 60Hz no existe un problema serio con este tipo de reflexiones pero a alta frecuencia si ya que como se mencionó estos esfuerzos que se generan en terminales y empalmes se manifiestan en forma de calor debido a la aplicación de una alta frecuencia. Este deterioro afecta de manera directa al sistema de aislamiento del cable pero principalmente a la capa semiconductor.

Por tanto, tensiones a altas frecuencias puede resultar en un aumento del campo eléctrico y aparecer zonas de alta temperatura Figura (2.18) en las terminales y empalmes de cables con CACE de materiales con propiedad no-lineal. Los lugares donde se localizan la mayor fuerza del campo y de temperatura están cerca de la capa semiconductor lo cual resulta en fallas en las terminales y empalmes de los sistemas de potencia alimentados con componentes de alta frecuencia.

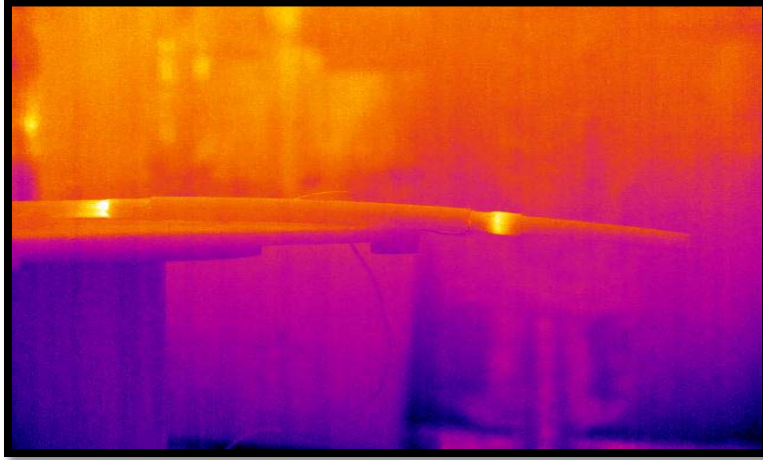


Figura 2.18. Demostración de la generación de calor.

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 las ondas de tensión cuando existen puntos de transición a valores de impedancia distinta. En este capítulo se presenta un diseño de empalmes 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 posee los valores de capacitancia e inductancia calculados previamente. El modelado se realizó en ATP Draw. Una vez verificada la existencia de reflexiones en los empalmes se modela el campo eléctrico en el empalme considerando la no linealidad de los materiales que usualmente se aplican para controlar el campo eléctrico. En la última sección de este capítulo se muestra 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 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 representara el empalme entre dos cables. Los valores de permitividad y conductividad fueron calculados considerando las propiedades de los materiales que se utilizan en el empalme y dos diferentes frecuencias (60 Hz y 250kHz). La frecuencia de 250 kHz fue considerada como la frecuencia equivalente para un pulso rápido de 1 μ s. La geometría del empale considerada se muestra en la Figura 3.1.

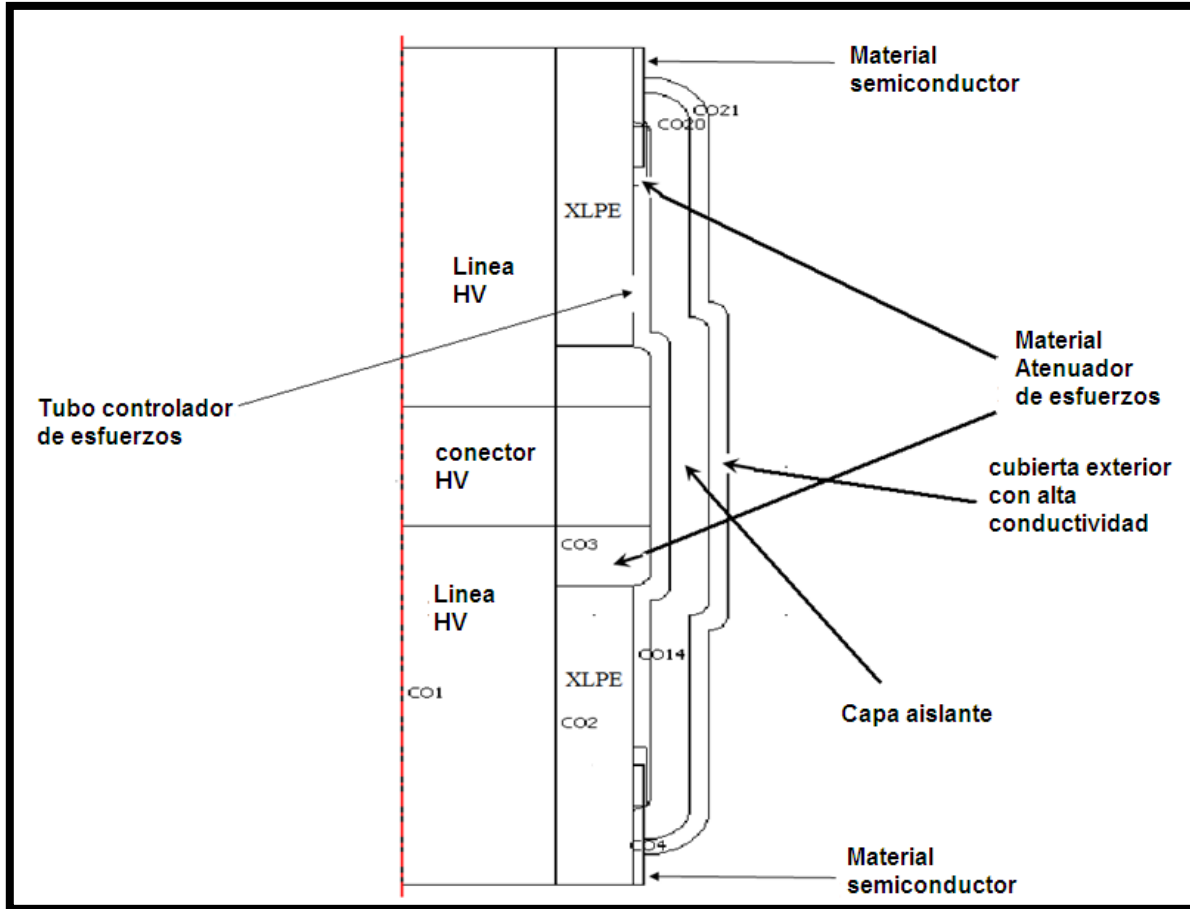


Figura 3.1. Corte axial del empalme utilizado en las simulaciones.

3.2.1. Cálculo de la inductancia de un empalme.

En esta sección se describen las ecuaciones utilizadas para el cálculo de la inductancia del empalme.

3.2.1.1 Cálculo del Potencial Vectorial Magnético (\vec{A}) [27].

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 (\vec{A}), mediante el método del elemento finito. Una vez conociendo \vec{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 para el campo magnético utilizada puede ser deducida partiendo de la ley de Ampere (ecuación (3.1)) y de las propiedades constitutivas (ecuación (3.2)):

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

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

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, $\nabla X \bar{A} = \bar{B}$ de aquí que:

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

Y sustituyendo las propiedades constitutivas en la ley de Ampere:

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

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

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

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

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

$$\nabla X \left[\mu^{-1} (\nabla X \bar{A}) \right] = -\sigma \nabla V - \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \nabla V - \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial t^2}$$

$$\nabla X \left[\mu^{-1} (\nabla X \bar{A}) \right] = -\sigma \nabla V - \sigma \frac{\partial A e^{j\omega t}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \nabla V - \varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} A e^{j\omega t}$$

$$(\sigma j\omega - \omega^2 \varepsilon) \bar{A} + \nabla X \left[\mu^{-1} (\nabla X \bar{A}) \right] = (-\sigma \nabla V - j\omega \varepsilon \nabla V)$$

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

$$\frac{\partial \nabla V}{\partial x} = J^e$$

Así mismo, el término correspondiente a la corriente de desplazamiento ($-j\omega\epsilon$) 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:

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

Con esta ecuación empleando MEF se calcula \bar{A} , para obtener la corriente meridional \mathbf{I} y la energía magnética del 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: $I = \frac{1}{A} [A/m^2]$

Con estos datos MEF resuelve la ecuación (3.6) y calcula el potencial vectorial magnético. En la simulación se considera 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:

$$Frec_{equiv} = \frac{1}{4T_{Frente}} = \frac{1}{4(1\mu S)} = 250kHz$$

3.2.1.2 Cálculo de la Energía Magnética en el Empalme Empleando el Potencial Vectorial Magnético (\bar{A}) [27].

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:

$$\bar{B} = \nabla X \bar{A} \quad 3.7$$

$$\phi = \int_S \bar{B} \cdot d\bar{S} \quad 3.8$$

Aplicando el Teorema de Stokes a la ecuación (3.8)

$$\phi = \int_S (\nabla X \bar{A}) \cdot d\bar{S} = \oint_l \bar{A} \cdot d\bar{l} \quad 3.9$$

La energía magnética se define como:

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} (LI)I = \frac{1}{2} \Phi I \quad 3.10$$

$$W_m = \frac{1}{2} \left(\oint_l \bar{A} \cdot d\bar{l} \right) \quad 3.11$$

3.2.1.3. Inductancia Propia del Empalme.

Con el objeto de obtener la inductancia del empalme; se empleará el MEF cuasiestacionario para evaluar la corriente en la dirección meridional a dicha sección considerando el efecto piel; mediante la misma técnica numérica, obtendremos la energía magnética que se almacena en el empalme [26]. Para el caso de un empalme la inductancia puede calcularse

$$L = \frac{2W_m}{I^2} \quad 3.12$$

Debido a que el modelo geométrico considera un corte axial-simétrico mediante la aplicación del software con MEF, se considera la revolución completa del empalme para la energía y la corriente calculadas por este método, sin embargo para el caso de la inductancia la consideración de la revolución completa se da en la siguiente fórmula con un factor de 4. Con esta finalmente es calculada la inductancia como:

$$L = \frac{4W_m}{I^2} \quad 3.13$$

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 y la inductancia mediante el uso de MEF es interno con la aplicación de la ecuación (3.2), pero en las siguientes figuras se presenta las forma en el software despliega los diferentes parámetros que se deseen calcular, el empalme (Figura 3.1) es alimentado con 5kV a 60Hz Figura 3.4 y a 250kHz Figura 3.5 y se realizó lo mismo con el empalme recto Figura 3.2 y 3.3.

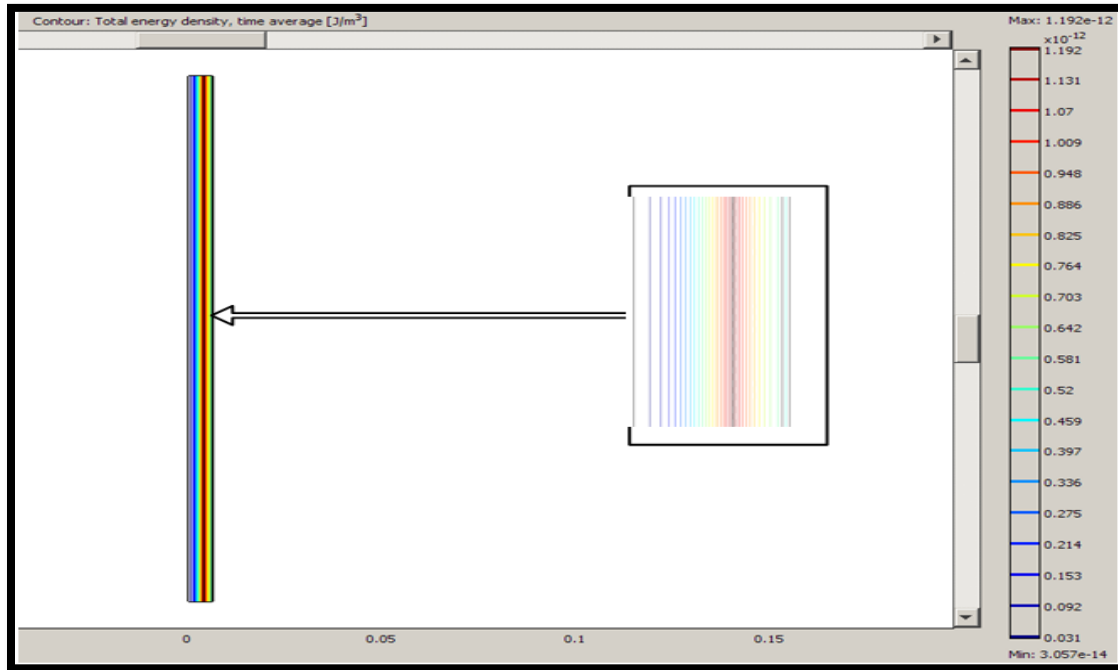


Figura 3.2. Densidad de energía total en un conductor recto alimentado con 5000V a 60Hz.

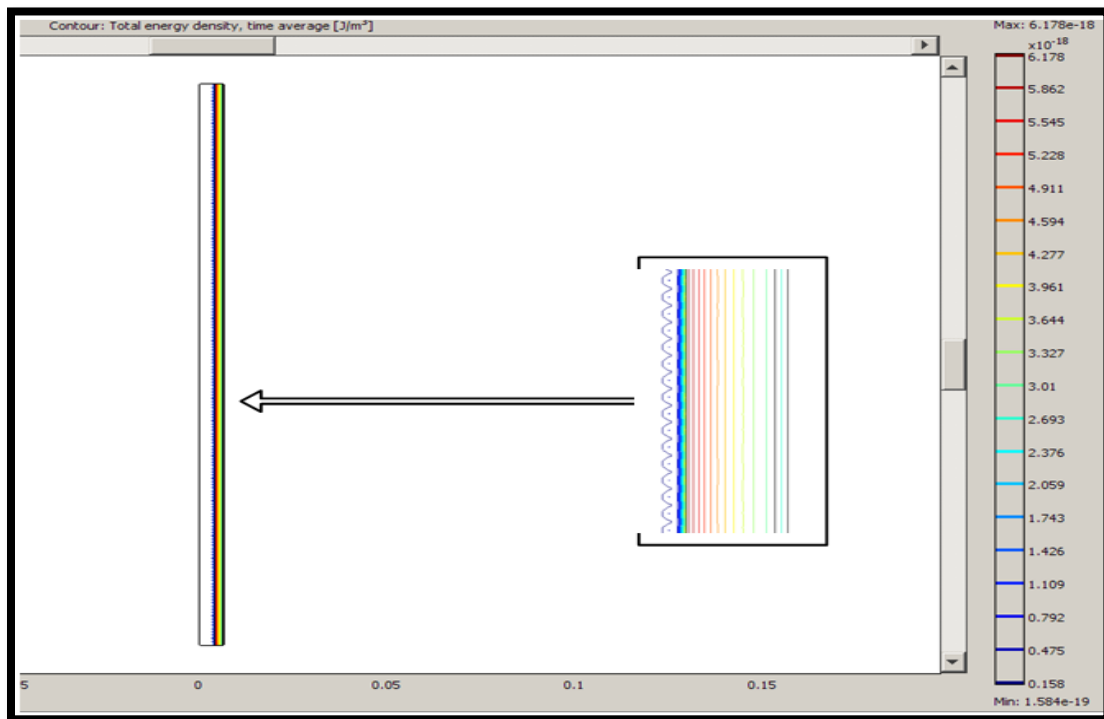


Figura 3.3. Densidad de energía total en un conductor recto alimentado con 5000V a 250kHz.

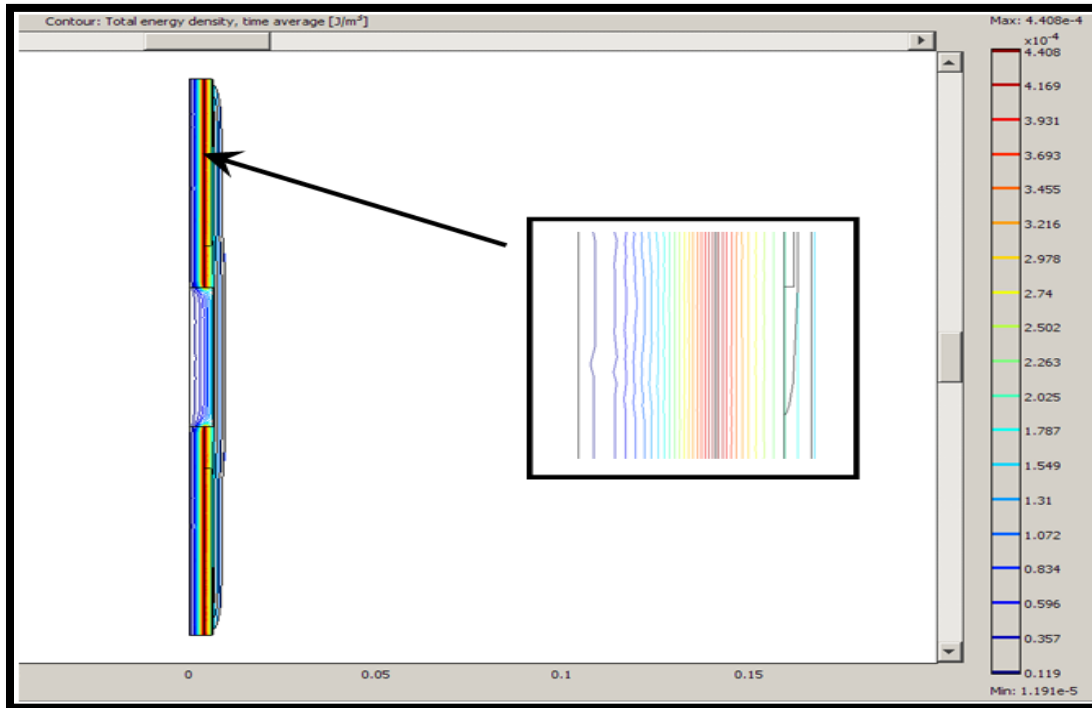


Figura 3.4. Densidad de energía total en empalme (Figura 3-1), alimentado con 5000V a 60Hz.

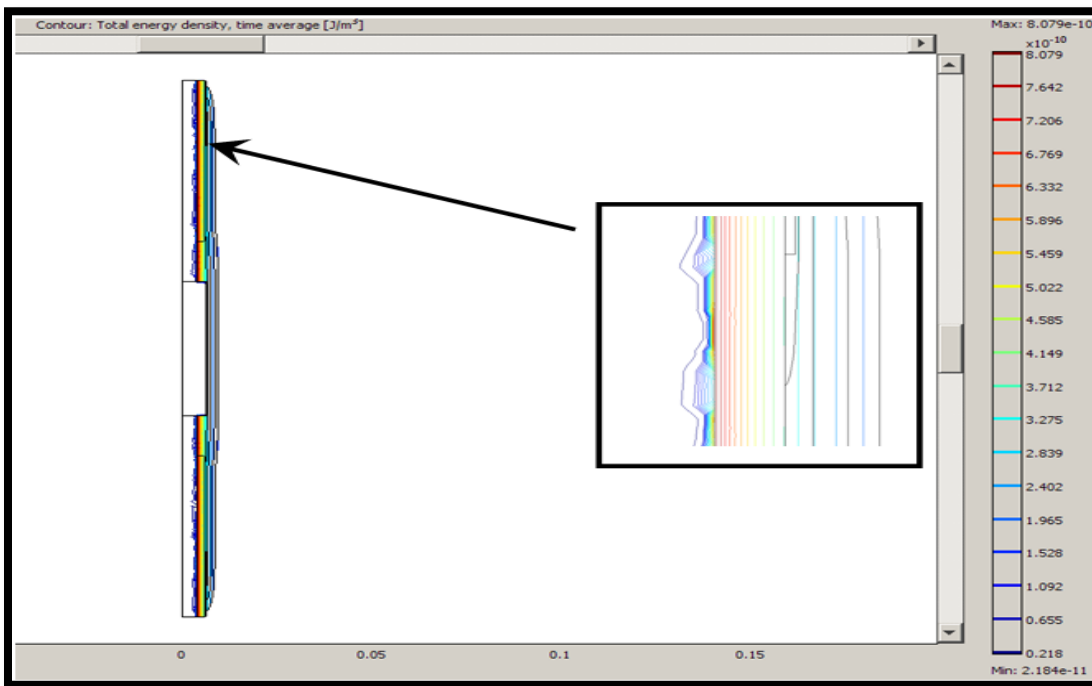


Figura 3.5. Densidad de energía total en empalme (Figura 3-1), alimentado con 5000V a 250kHz.

3.2.2. Cálculo de la capacitancia de un empalme.

En un campo electrostático se considera que no existe variación en el tiempo, como corriente eléctrica ni campo magnético. 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, la ecuación para la capacitancia en función del potencial eléctrico es [28].

$$Q = CV_0 \quad 3.14$$

3.2.2.1 Calculo del Potencial Escalar Eléctrico [27].

Las ecuaciones de un campo electrostático se resumen a continuación:

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad \int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \quad 3.15$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad \int_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = Q \quad 3.16$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad 3.17$$

Sabemos 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. Podemos substituir 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 tenemos

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

Por lo tanto

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad 3.18$$

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:

$$\vec{E} = -\nabla V \quad 3.19$$

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

$$\nabla^2 V = 0 \quad 3.20$$

Que se conoce como la ecuación de Laplace

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

Despejando C de ecuación 3.14:

$$C = \frac{Q}{V_0} \quad 3.21$$

$$C = \frac{\int_v \rho dv}{-\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l}} \quad 3.22$$

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

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad 3.23$$

$$C = \frac{\int_v (\vec{\nabla} \cdot \vec{D}) dv}{-\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l}} = \frac{\oint \vec{D} \cdot d\vec{A}}{-\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l}} \quad 3.24$$

$$C = \frac{\varepsilon \oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A}}{-\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l}} \quad 3.25$$

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

$$C = \frac{\varepsilon \oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A}}{V_0} \quad 3.26$$

Donde:

$\varepsilon \oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A}$ 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]:

$$W = \frac{1}{2} CV_0^2 \quad 3.27$$

3.2.2.3 Capacitancia del Empalme [27].

Partiendo de la ecuación 3.27

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

Al igual que la Inductancia el modelo geométrico considera un corte axial-simétrico mediante la aplicación del software con MEF, por lo tanto se aplicara el mismo criterio para la capacitancia y con esto la expresión final es

$$C = \frac{4W}{V_0^2} \quad 3.29$$

Donde:

C = Capacitancia del empalme

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

V₀= Potencial Escalar Eléctrico.

Ya sea con la ecuación (3.20) o con (3.23) 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 (3.20), 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 el empalme recto y el de la Figura 3-1 se le aplico un procedimiento similar con la diferencia que las figuras (3.6, 3.7, 3.8 y 3.9) muestran el potencial eléctrico además que el sistema es estático en corrientes eléctricas meridionales.

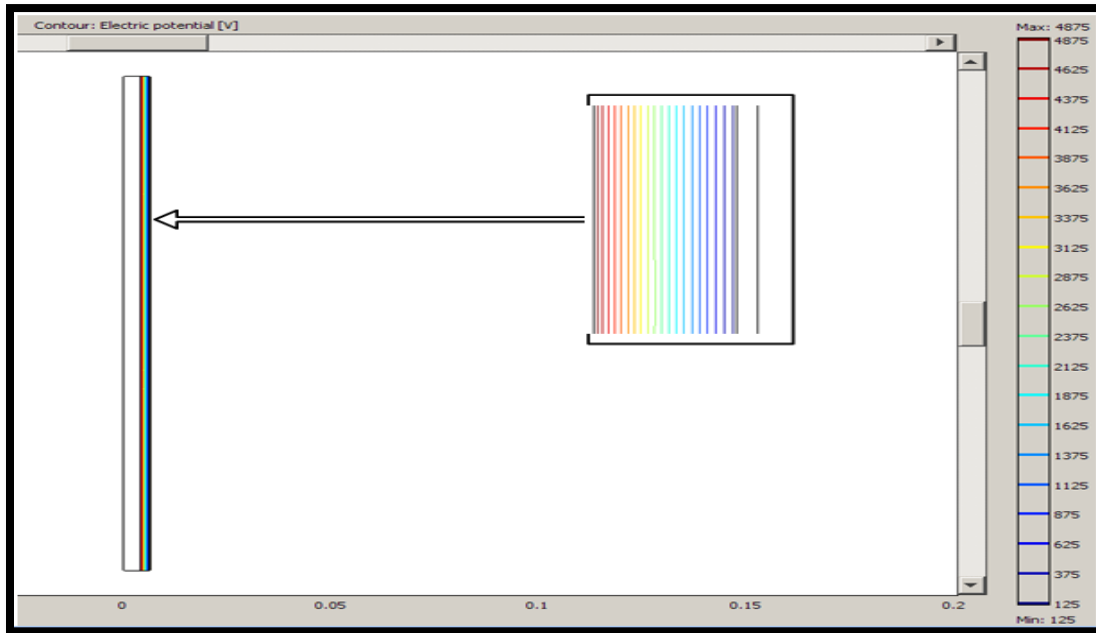


Figura 3.6. Líneas equipotenciales de un conductor recto alimentado con 5000V, a 60Hz.

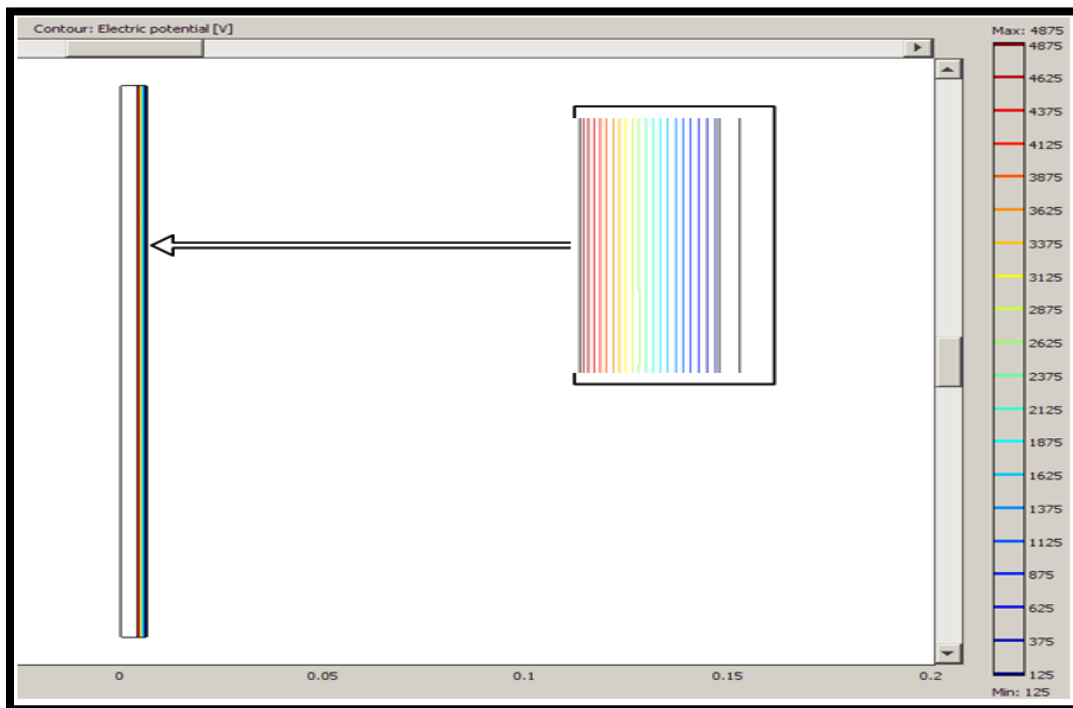


Figura 3.7. Líneas equipotenciales de un conductor recto alimentado con 5000V, a 250kHz.

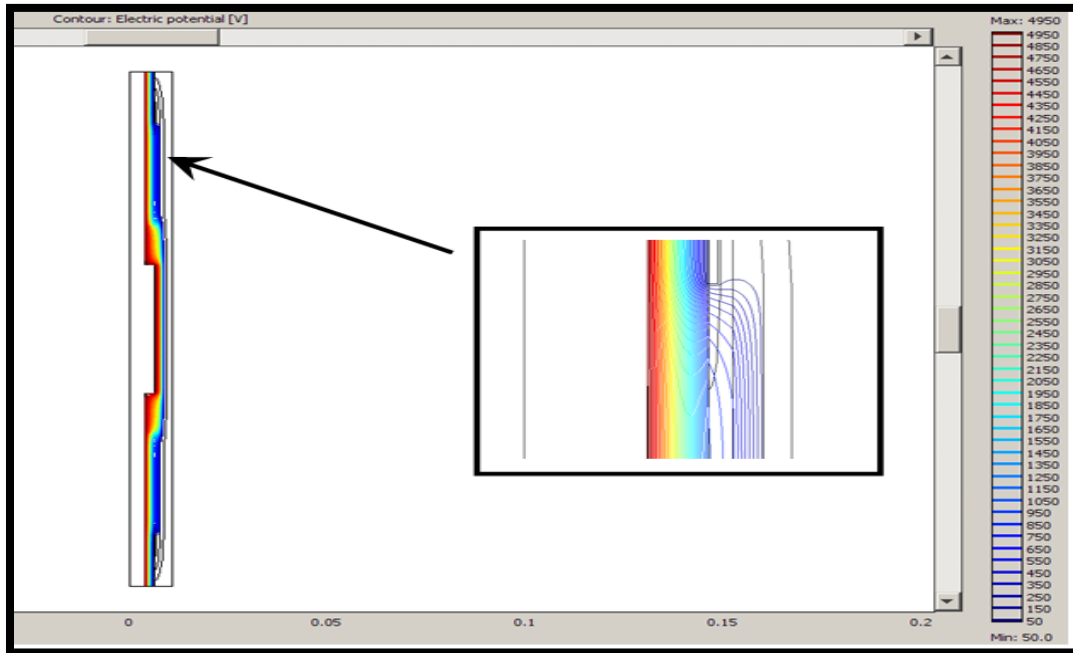


Figura 3.8. Líneas equipotenciales en empalme (Figura 3-1) alimentado con 5000V a 60Hz.

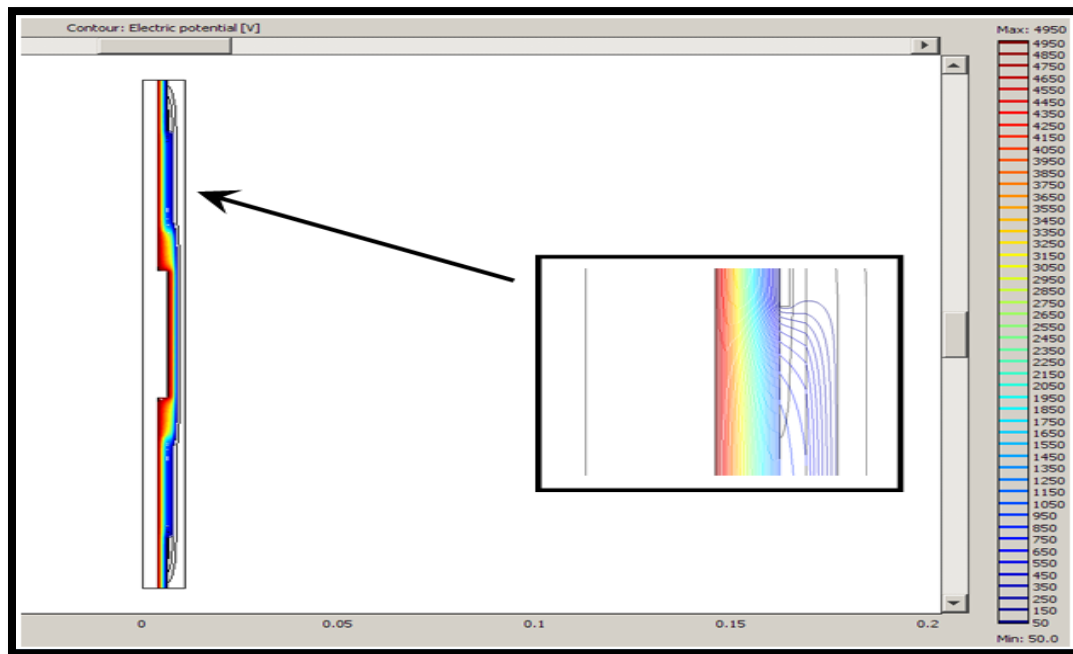


Figura 3.9. Líneas equipotenciales en empalme (Figura 3.1) alimentado con 5000V a 250kHz.

Tabla 3.1. Valores de capacitancia e inductancia a diferentes frecuencias (60Hz y 250kHz) obtenidos mediante MEF (COMSOL 3.5). Aplicados en empalme (figura 3.1) y conductor recto.

DATOS	250KHz		60Hz	
	C	L	C	L
EMPALME	1.153×10^{-10} F	2.3×10^{-7} H	1.154×10^{-10} F	9.21×10^{-7} H
RECTO	6.3×10^{-11} F	1.933×10^{-7} H	6.29×10^{-11} F	7.03×10^{-7} H

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

En este paso con los diferentes valores obtenidos de capacitancia e inductancia Tabla 3.1 se procede a tomar estos valores en un circuito pi que representa el empalme modelado en ATP, para observar las reflexiones en este punto.

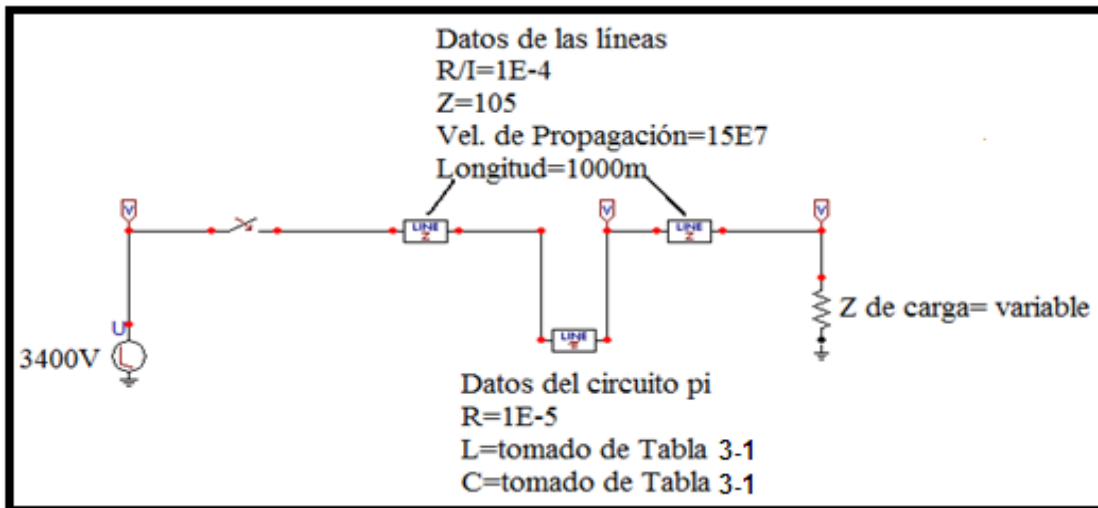


Figura 3.10. Modelado en ATP de dos cables alimentadores unidos por un empalme alimentadas con 3400V con variación de la impedancia de cargas.

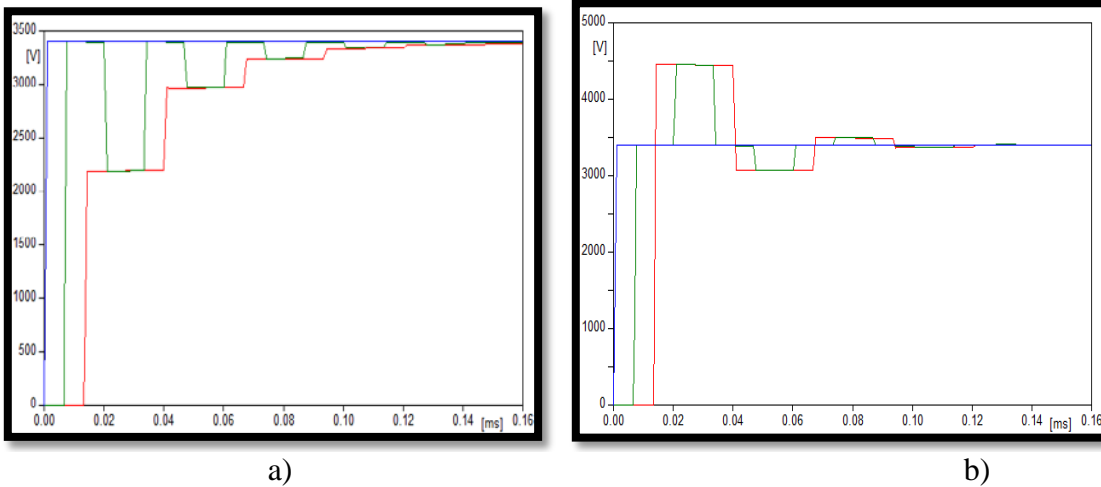


Figura 3.11. Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del conductor recto a 60Hz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.

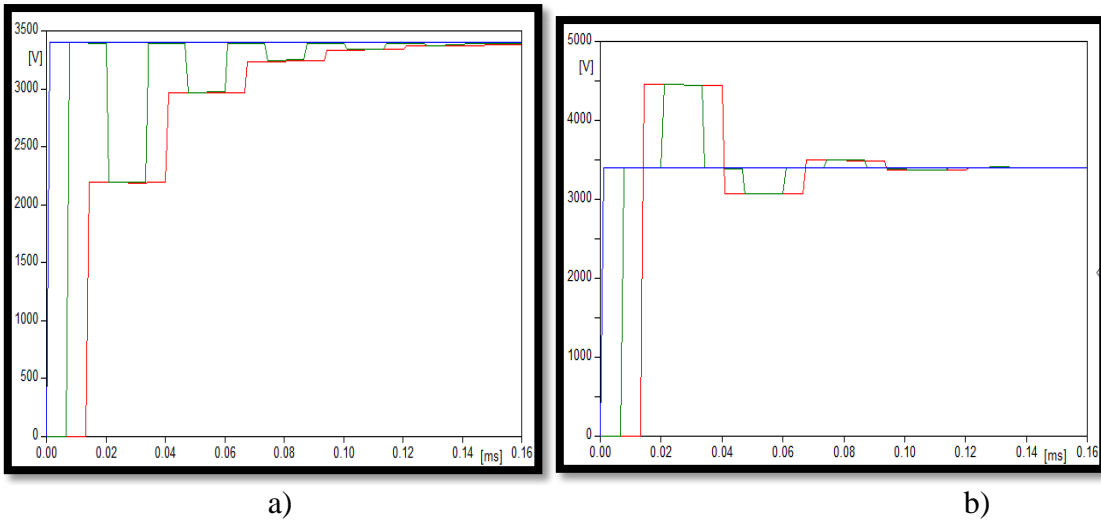


Figura 3.12. Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del conductor recto a 250kHz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.

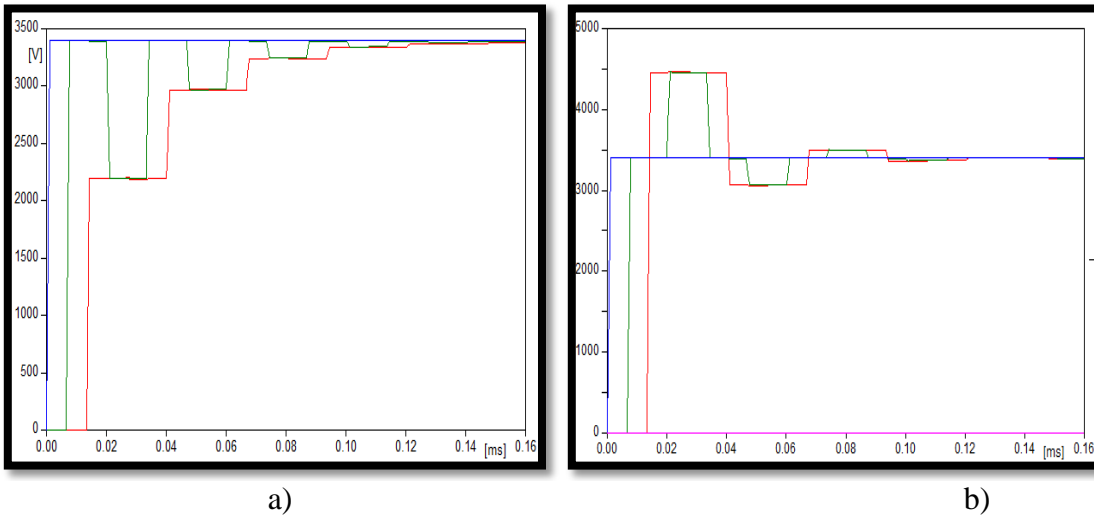


Figura 3.13. Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del empalme (Figura 3-1) a 60Hz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.

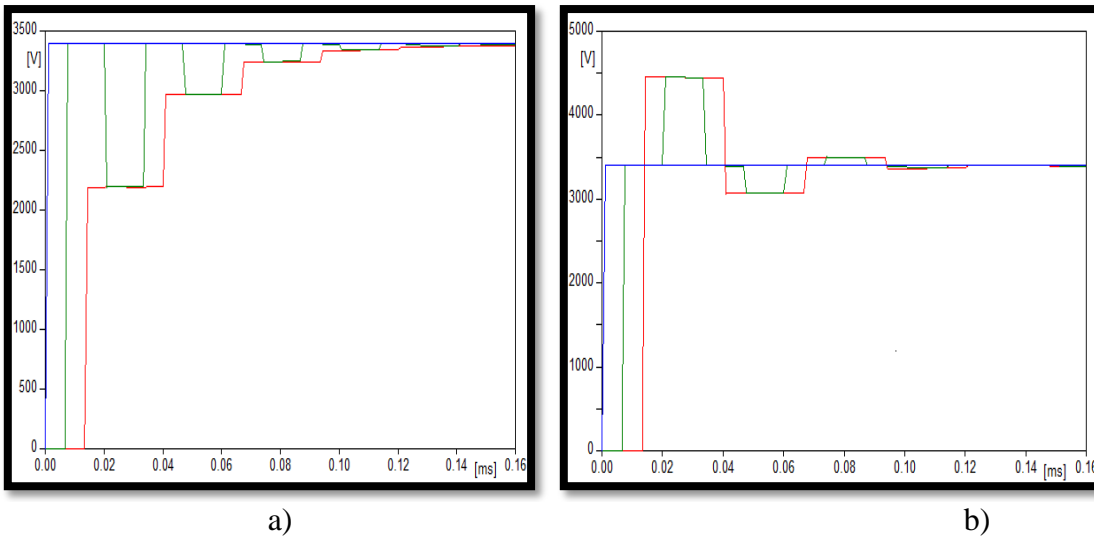


Figura 3.14. Reflexiones obtenidas con los datos (Tabla 3.1) del empalme (Figura 3.1) a 250kHz a) Z de carga menor ($Z=50\Omega$) que Z de línea, b) Z de carga mayor ($Z=200\Omega$) que Z de línea.

3.3. Modelado de esfuerzos en los empalmes.

Las fallas en los empalmes son térmicas o mecánicas. A veces la funda de acero ha sido instalada fuera del centro. Esto puede resultar en una falla mecánica. Una falla térmica es el resultado de alto calor resistivo o fallas individuales en los hilos con la misma consecuencia. Estas situaciones pueden derretir componentes o causar a los empalmes deterioros lo cual afectaría en su conexión. [29].

3.3.1. Modelado del Campo Eléctrico en el Empalme

Partiendo de la primera ecuación de Maxwell, la ley de Ampere, se tiene que [28]:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} \quad 3.30$$

donde :

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

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

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

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\nabla \times \bar{H}) &= \nabla \cdot \left(\bar{J}_R + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \right) = 0 \\ \text{ó} \\ \nabla \cdot \left(\bar{J}_R + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \right) &= \nabla \cdot \left(\sigma \bar{E} + \frac{\partial \epsilon \bar{E}}{\partial t} \right) = 0 \end{aligned}$$

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

$$\bar{E} = -\nabla V \quad 3.31$$

se tiene que

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

Ecuación que podemos reescribir como:

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) + \nabla \cdot \left(\frac{\partial \epsilon \nabla V}{\partial t} \right) = 0 \quad 3.32$$

para el dominio del tiempo o:

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) + \nabla \cdot (j \omega \epsilon \nabla V) = 0 \quad 3.33$$

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 (3.26) y (3.27) fueron resueltas mediante el método del elemento finito. El problema del empalme fue resuelto como un problema cuasiestacionario 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) [30]. 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 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 reproducción. [30, 31].

En compuestos de SiC los mecanismos de conducción son dependientes únicamente de propiedades de contacto de partícula a partícula. La conductividad y 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 la capacidad de aislamiento del material. En los compuestos de ZnO como varistor, 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 el cambio de límite de rigidez dieléctrica para ser ajustado de acuerdo a los requeridos, sin aumentar la conductividad manteniendo un bajo-campo en el material [30].

Para analizar algunos ejemplos de las características de los polvos ZnO y SiC, la Figura 3.15 muestra mediciones características de campo eléctrico contra densidad de corriente (E-J) de varios compuestos, formados con varistor ZnO, 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 y es una medida de la no-linealidad [30]. Todos los polvos tienen rango exponencial no-lineal y , de 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 compuestos con materiales varistor ZnO exhiben una mayor no-linealidad que los de SiC [31].

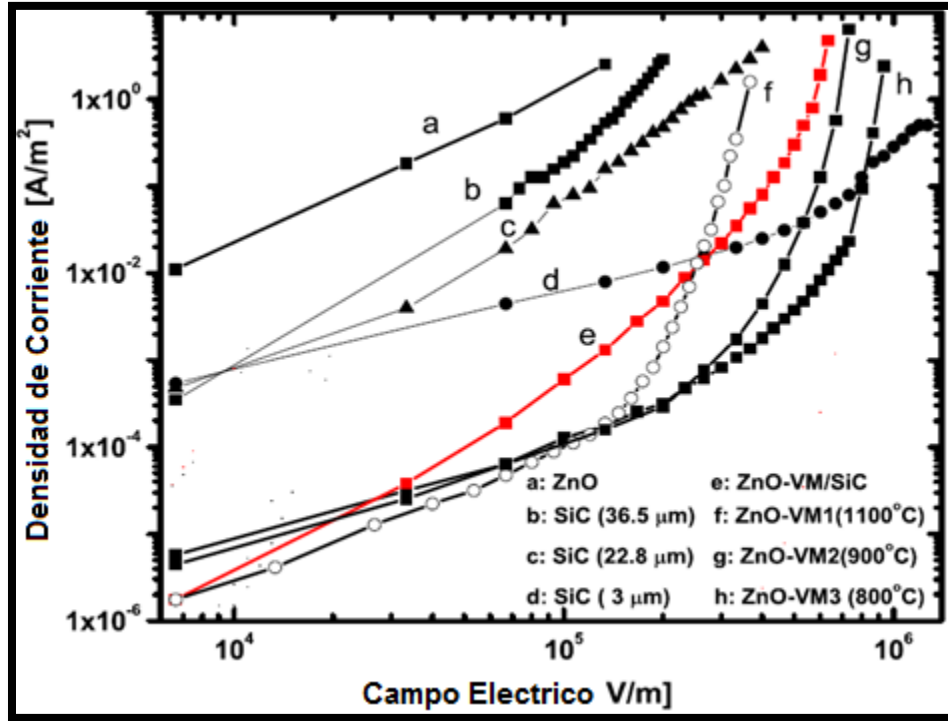


Figura 3.15. Mediciones de campo eléctrico contra densidad de corriente (E-J), para varios polvos semiconductores, usadas en la preparación de compuestos para atenuar el campo eléctrico [6].

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

$$\sigma(E) = \sigma_0 \exp(\kappa * E) \quad 3.34$$

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 250kHz, estas figuras solo son 2 ejemplos pero en la Tabla 3.2 se muestran otros valores además del valor del campo eléctrico, dato con el cual se puede observar su dependencia con respecto a la conductividad no-lineal dada por la ecuación (3.34)

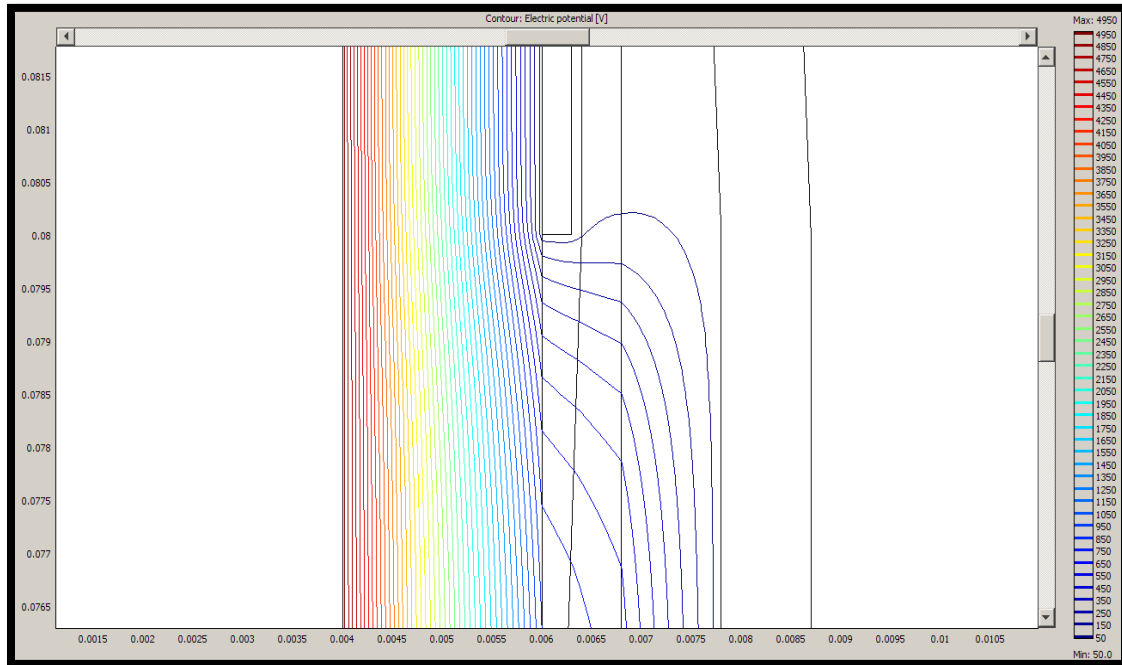


Figura 3.16. Potencial eléctrico (max = 4950 y min =50) generado con valor de $\sigma_0 = 1E-11$ y $\kappa = 3.7E-07$.

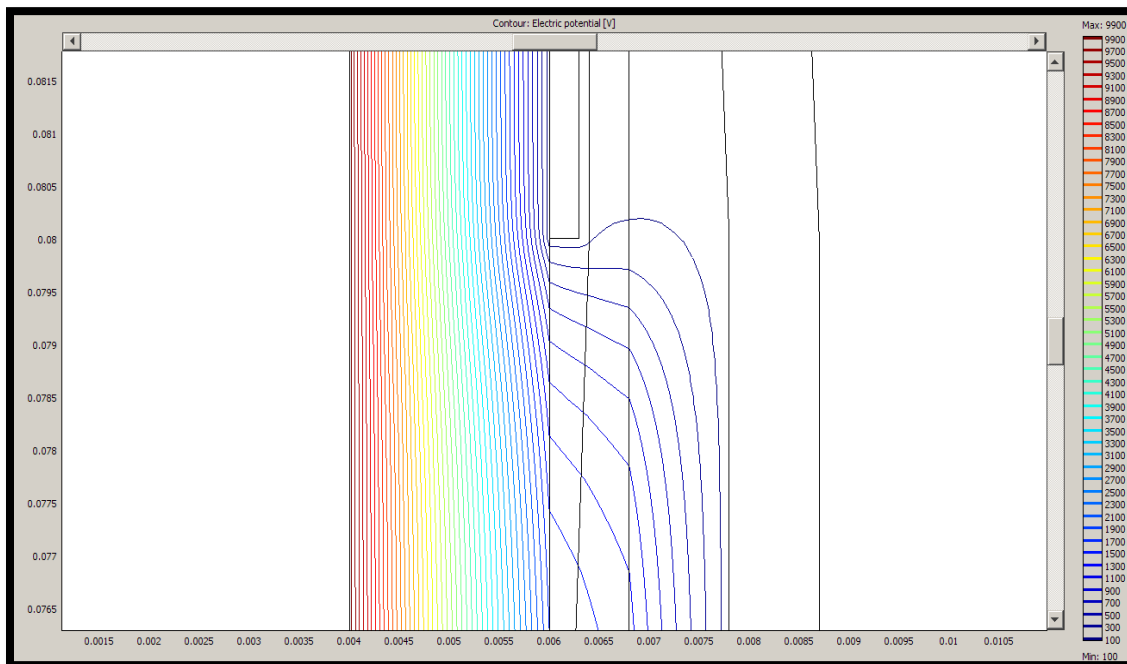


Figura 3.17. Potencial eléctrico (max = 9900 y min =100) generado con valor de $\sigma_0 = 1.75E-14$ y $\kappa = 1.07E-05$.

Tabla 3.2. Diferentes valores de σ_0 y κ , simulados en MEF (Figura 3-1), fijando un valor de permitividad, alimentando con 5000V a 250kHz.

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, 23]. 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. Valores de alta temperatura son usualmente resultado de altos campos eléctricos en un medio conductor como lo es el recubrimiento semiconductor [34].

Este fenómeno se muestra en la Figura 3.18 se puede observar este calentamiento en el recubrimiento semiconductor de un cable coaxial de 25 kV, lado derecho en la imagen infrarroja. Aquí el campo eléctrico es atenuado en el recubrimiento semiconductor, lado derecho del cable, por lo que se disipa calor. En el lado izquierdo se presenta una descarga superficial (corona) que también disipa calor pero además es visible en la oscuridad.

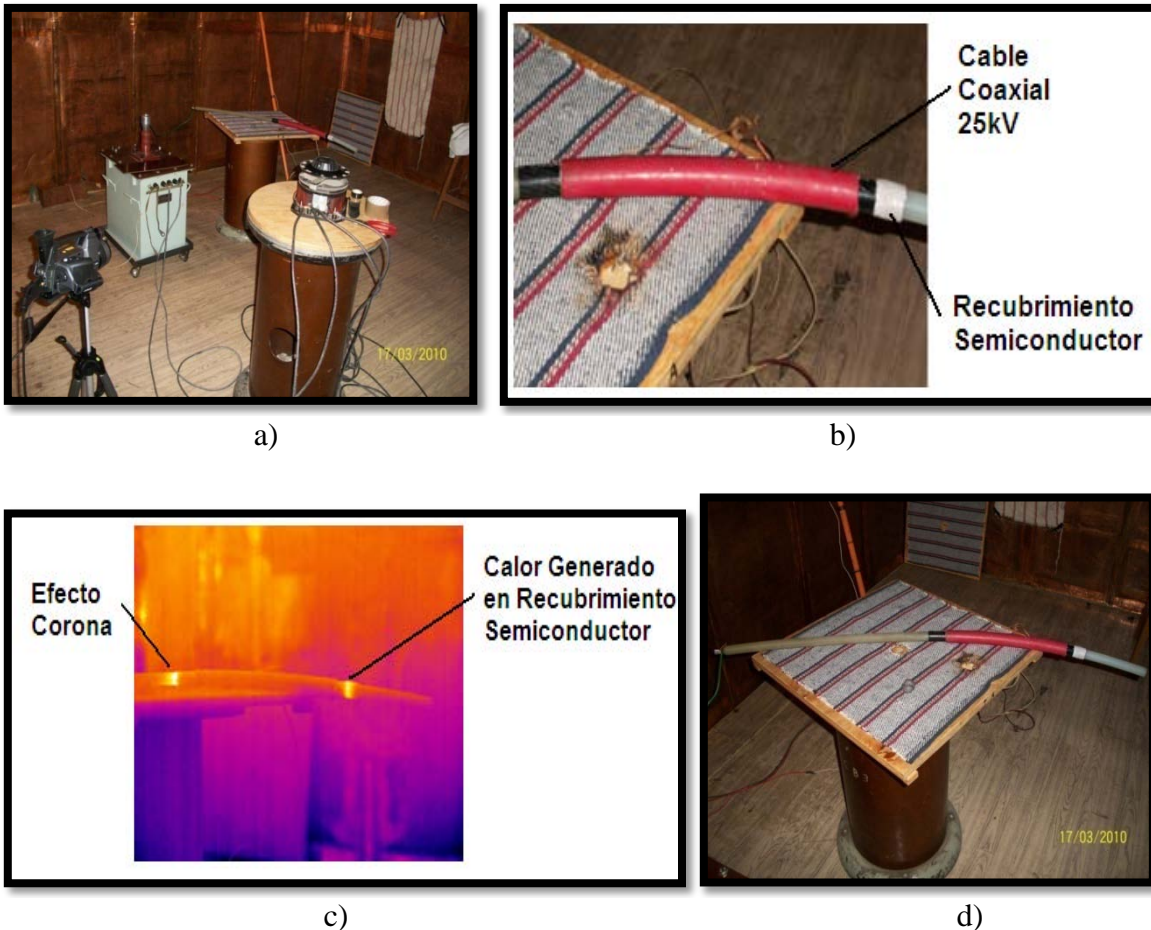


Figura 3.18. a) Equipo utilizado en la prueba, b) Cable coaxial de 25kV con recubrimiento semiconductor, c) Generación de calor en la capa semiconductor del cable (26.7°C), d) Vista del cable siendo alimentado con 15kV.

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 voltaje en pulsos rápidos muy cercano al que presenta un frente PWM con reflexiones (Figura 3.19) el cual es representado por la ecuación (3.29), 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 ($2.057E8$), y como se menciona causa una degradación del material semiconductor provocando fallas en él.

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.

$$V(t) = 10E3 - 10E3 * \exp(-t/4E-7) * \sin(\pi(t-)/2E-7) - 5E3 \quad 3.35$$

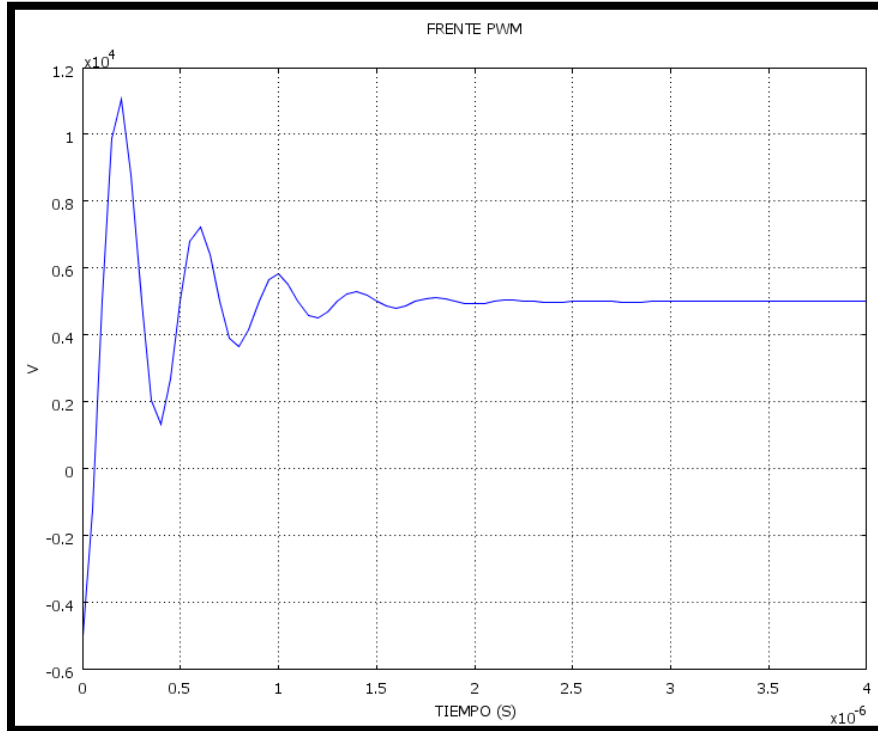


Figura 3.19. Frente de un pulso rápido aplicado al empalme (Figura 3-1), regido por la ecuación (3.29).

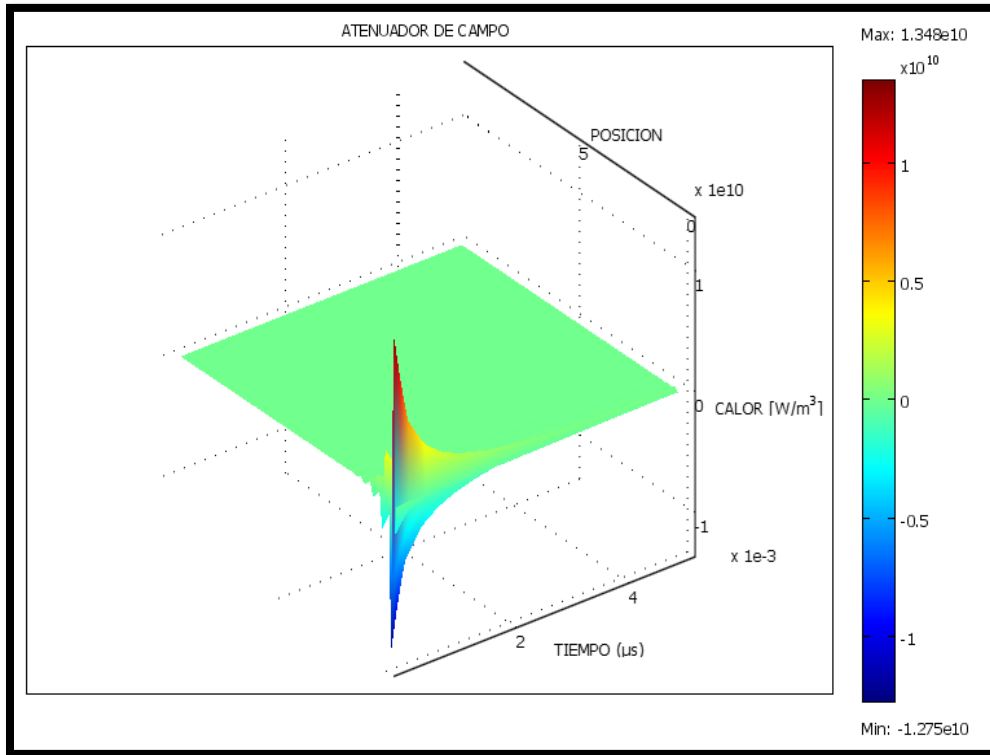


Figura 3.20. Generación de calor en la capa semiconductor de Figura 3.1 alimentada con pulsos rápidos (Figura 3.19).

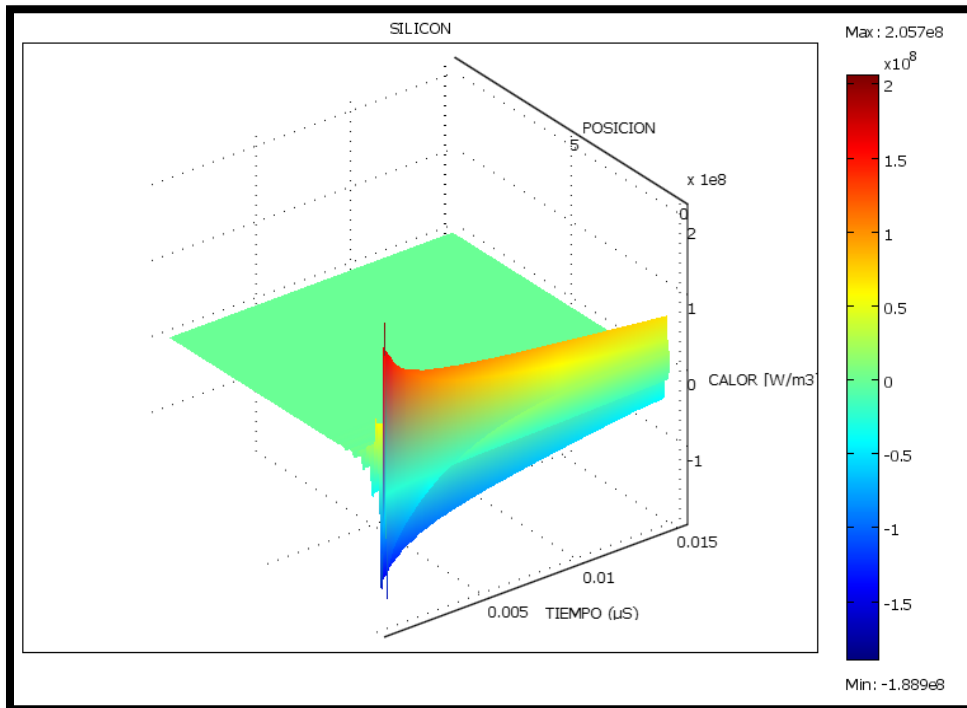


Figura 3.21. Generación de calor en la capa semiconductor de Figura 3.1 (con capa atenuadora de campo hecha con hule silicón) alimentada con pulsos rápidos (Figura 3.19).

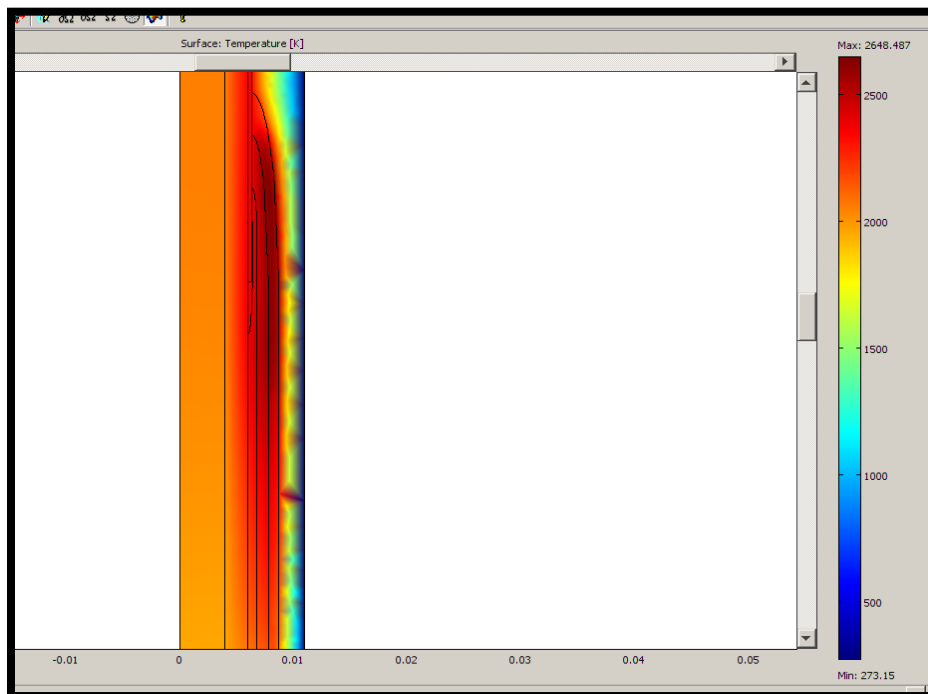


Figura 3.22. Calor generado en el empalme de la Figura 3.1 bajo un impulso rápido (Figura 3.19)

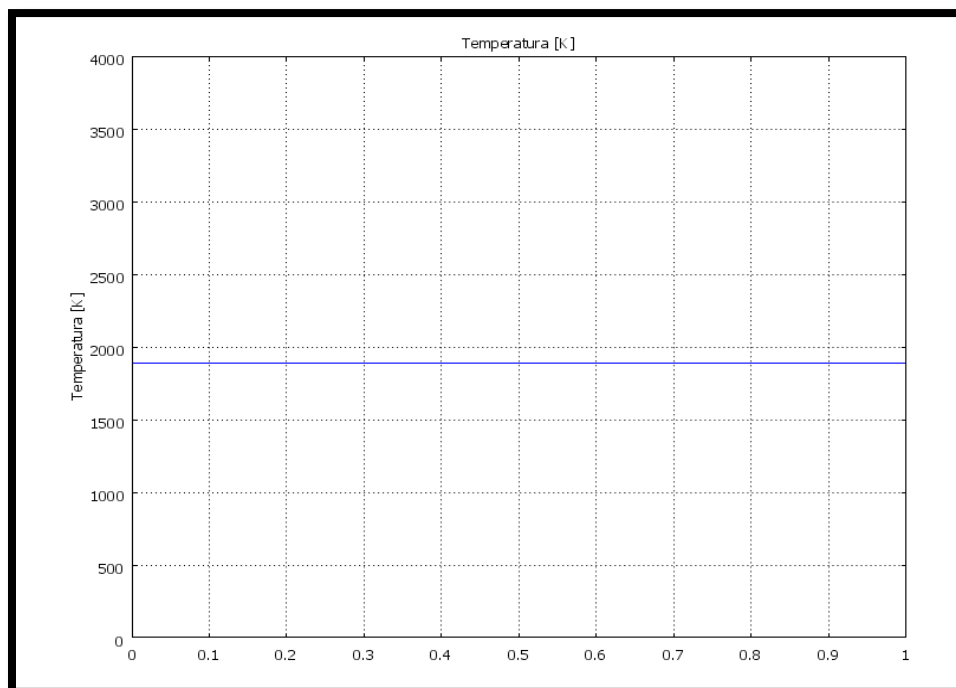


Figura 3.23. Valor de temperatura generada en el empalme de la Figura 3.1 bajo un impulso rápido (Figura 3.19)

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

4.1. Introducción.

En este capítulo se presenta una posible solución para la generación de calor en los recubrimientos semiconductores, utilizando compuestos con una alta permitividad relativa. La permitividad de dichos compuestos fue medida con pulsos rápidos de tensión. Los valores obtenidos son comparados con aquellos previamente medidos a baja frecuencia y fueron utilizados para modelar su efecto en el control del campo eléctrico y temperatura en un empalme. En base a los resultados obtenidos con los materiales de alta permitividad, en este capítulo se presenta el diseño del empalme con el cual se reduce los esfuerzos térmicos y eléctricos en empalmes.

4.2. Materiales con permitividad alta como una solución para 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. Incrementando ϵ_r causa linealización de la caída de potencial a lo largo del contorno del recubrimiento semiconductor, reduciendo el campo eléctrico así como la temperatura en la misma región. [4]

Un ejemplo de este fenómeno se muestra en la Figura 4-1 en la cual se colocó dos diferentes valores de permitividad relativa ($\epsilon_r = 2.3$ y $\epsilon_r = 20$) en un empalme alimentado con 5kV. En las cuales se muestra las líneas equipotenciales que se concentran más en la capa atenuadora de esfuerzos (Figura 4.1 (a)) cuando el valor de $\epsilon_r = 2.3$. Produciendo un mayor campo eléctrico y mayor calor en esta zona con la probable aparición de descargas parciales, acortando así el tiempo de vida del material y causando una falla futura en el empalme.

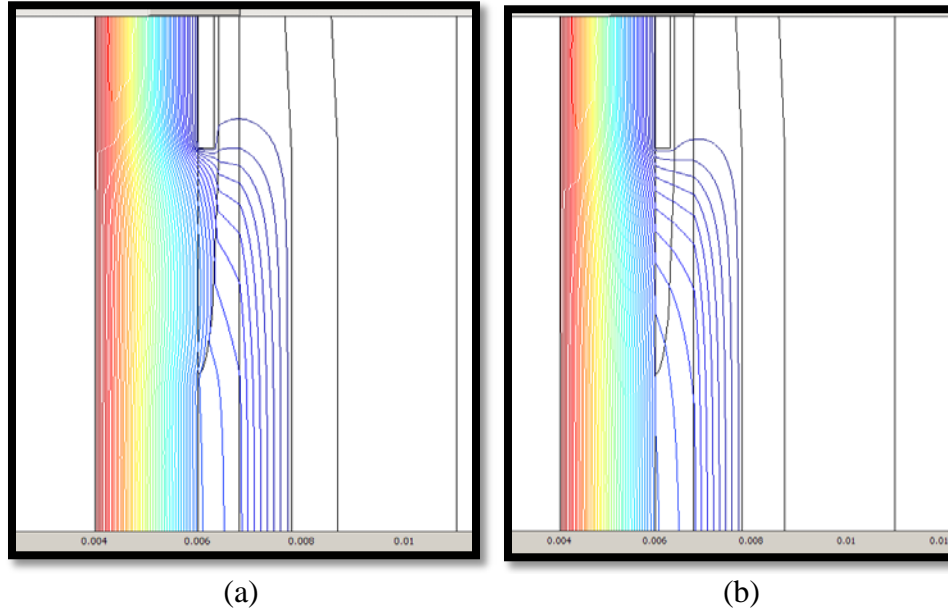


Figura 4.1. Líneas equipotenciales de un empalme con recubrimiento semiconductor con permitividad relativa 2.3 en (a) y 20 en (b).

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

Aplicando lo explicado en la sección anterior se simuló en empalme (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 3.29, también se considera la no linealidad ($\sigma_0 = 1E-11$ y $\kappa = 3.7E-07$) de los materiales igual que en la sección 3.3.2. En la Tabla 4.1 se muestran los valores de permitividad utilizados en las mediciones.

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

ϵ_r	Calentamiento resistivo W/m^3
2.3	2.201E10
10	1.879E10
30	1.599E10
100	1.335E10

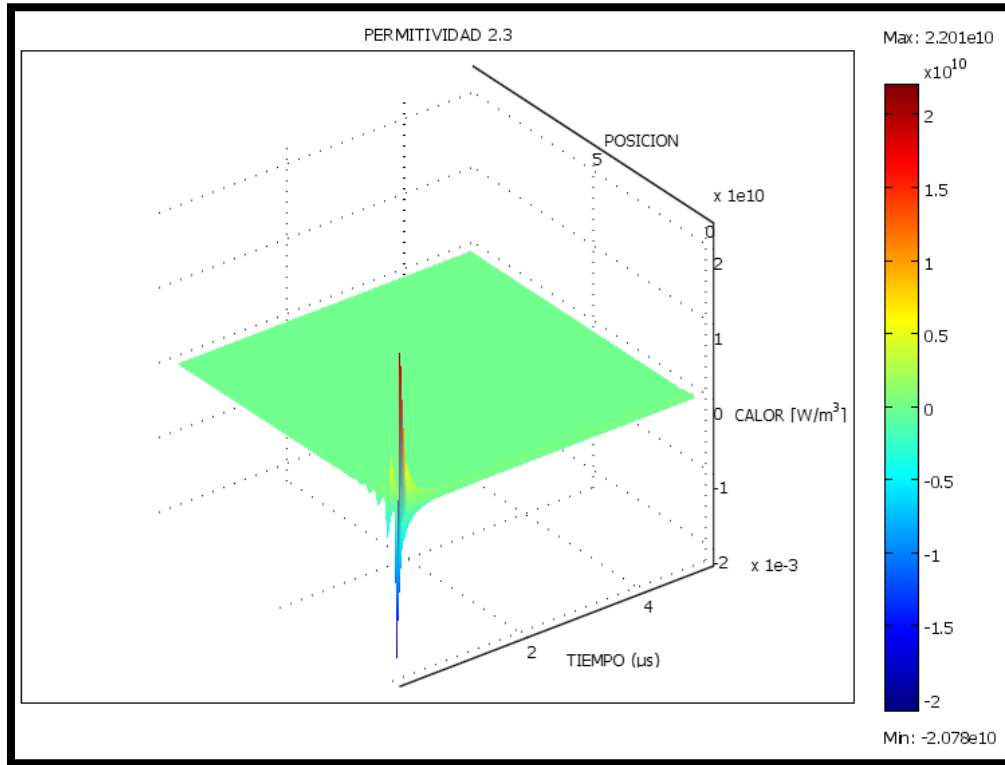


Figura 4.2. Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 3.19) con 2.3 de permitividad relativa.

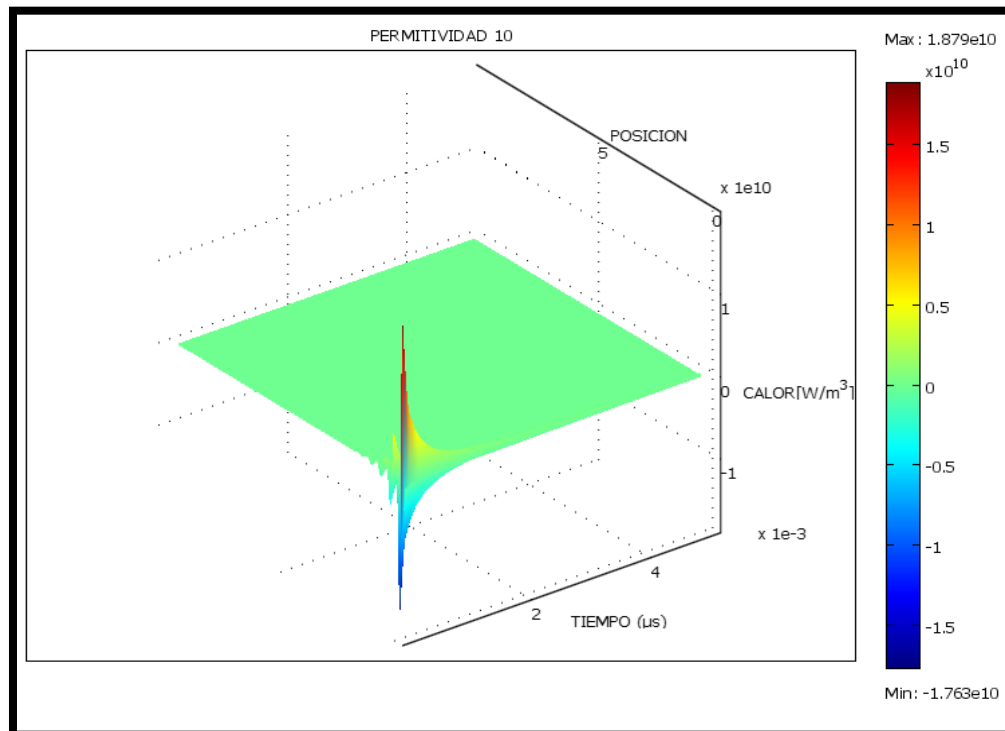


Figura 4.3. Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 3.19) con 10 de permitividad relativa.

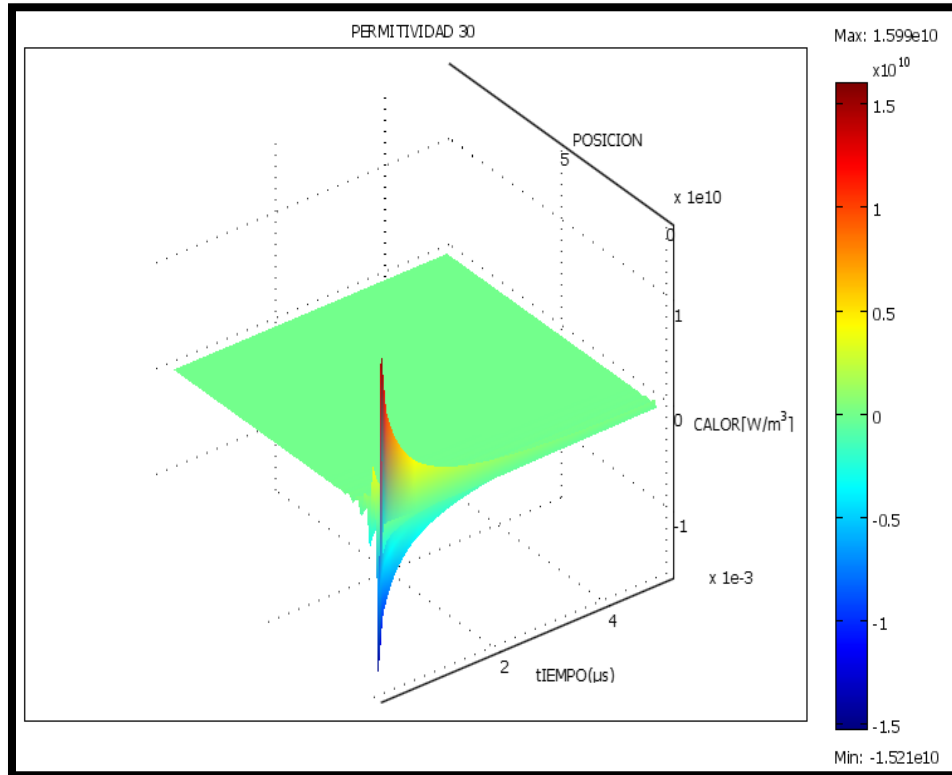


Figura 4.4. Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 3.19) con 30 de permitividad relativa.

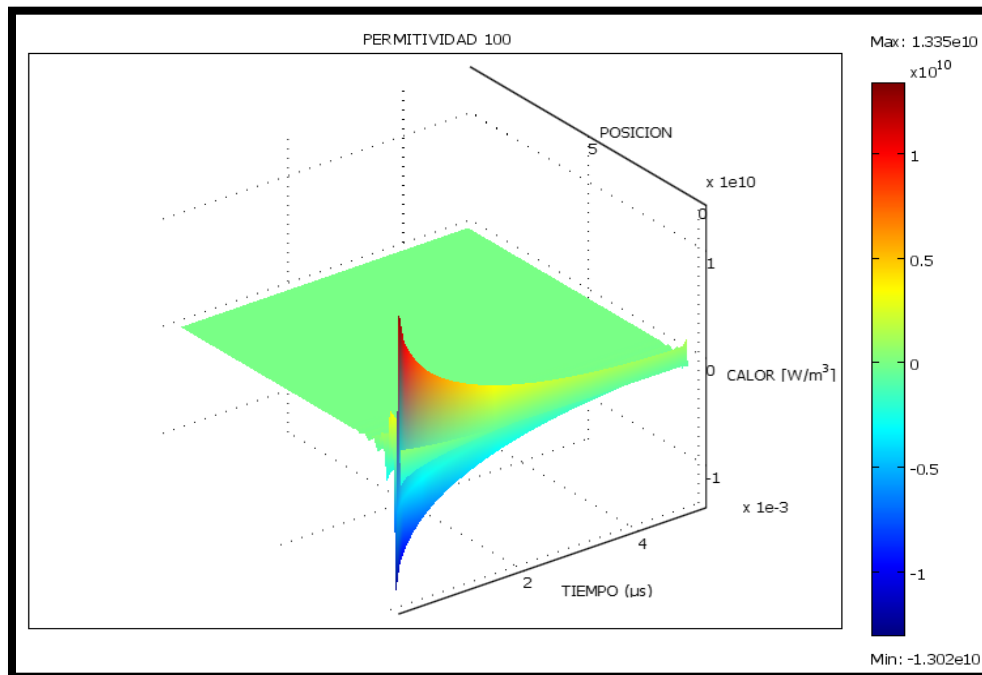


Figura 4.5. Calentamiento resistivo generado en empalme (Figura 3.1), alimentado con frente PWM (Figura 3.19) con 100 de permitividad relativa.

Como se observan en la Tabla 4.1 el valor del calentamiento resistivo fue disminuyendo a media que el valor de la permitividad relativa iba aumentando, por tal motivo se cumple lo descrito en la sección 4.2, cabe mencionar que los valores de calentamiento resistivo obtenidos no son los del empalme completo sino los de los punto donde se encuentran colocados los recubrimientos semiconductores.

4.4. Medición de la permitividad de materiales compuestos 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 250kHz) 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	ESPEJOR	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 determino la derivada con respecto al tiempo de la señal de tensión. Ya con los datos antes mencionados 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 graficas ya que el resto se encuentran el Apéndice B.

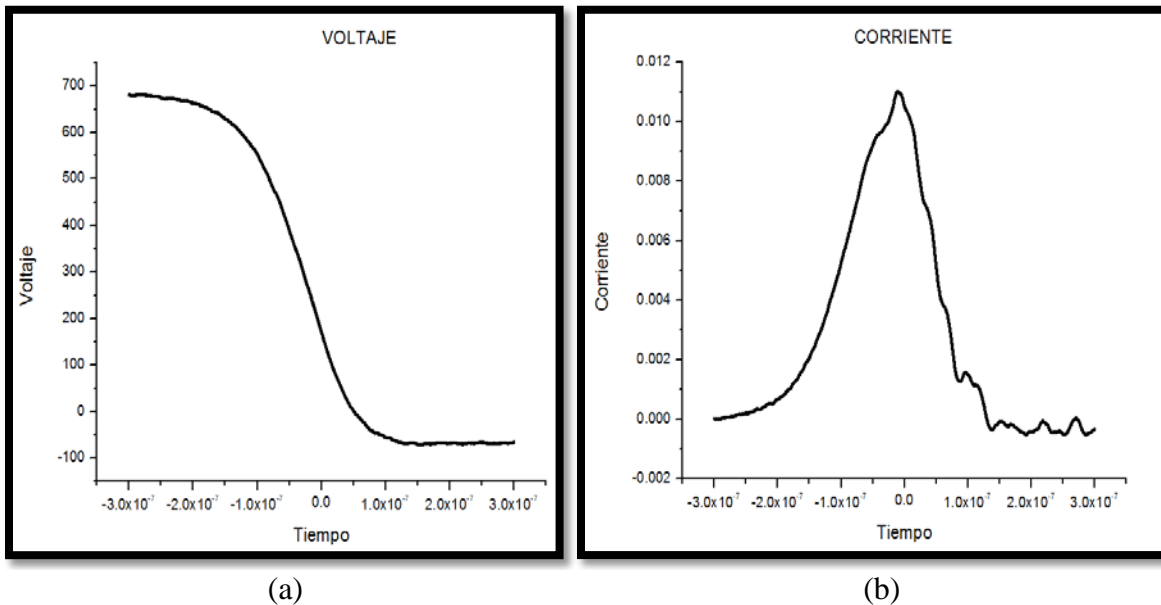


Figura 4.6. Oscilogramas de (a) Tensión, (b) Corriente, obtenidos de la prueba 2/5%.

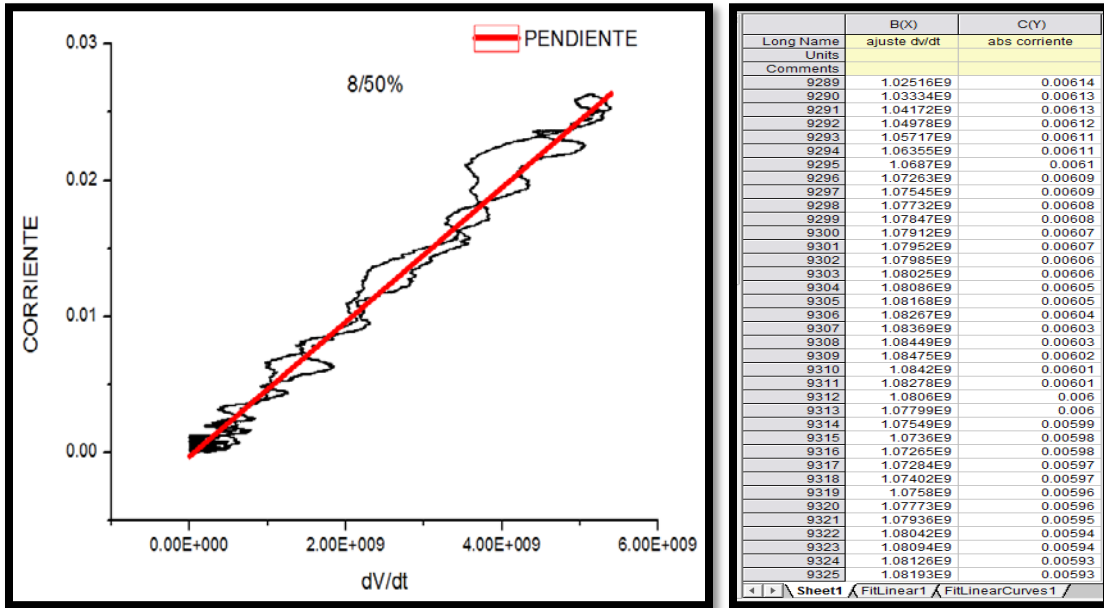


Figura 4.7. Obtención de m en el compuesto 8/50%.

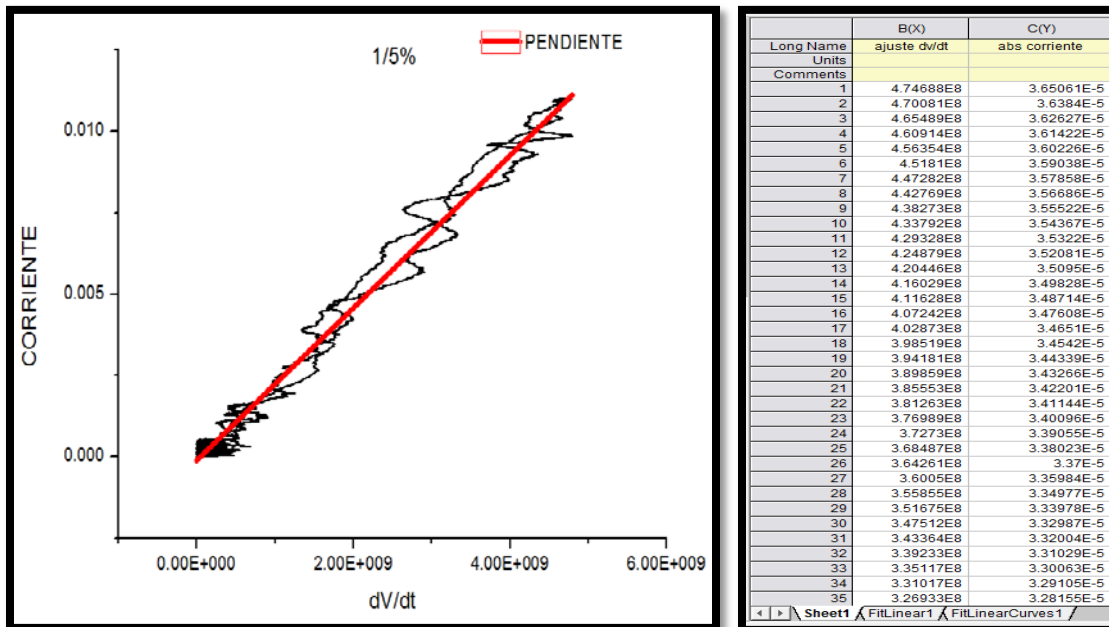


Figura 4.8. Obtención de m en el compuesto 1/5%

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

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

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 8.8542E-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

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

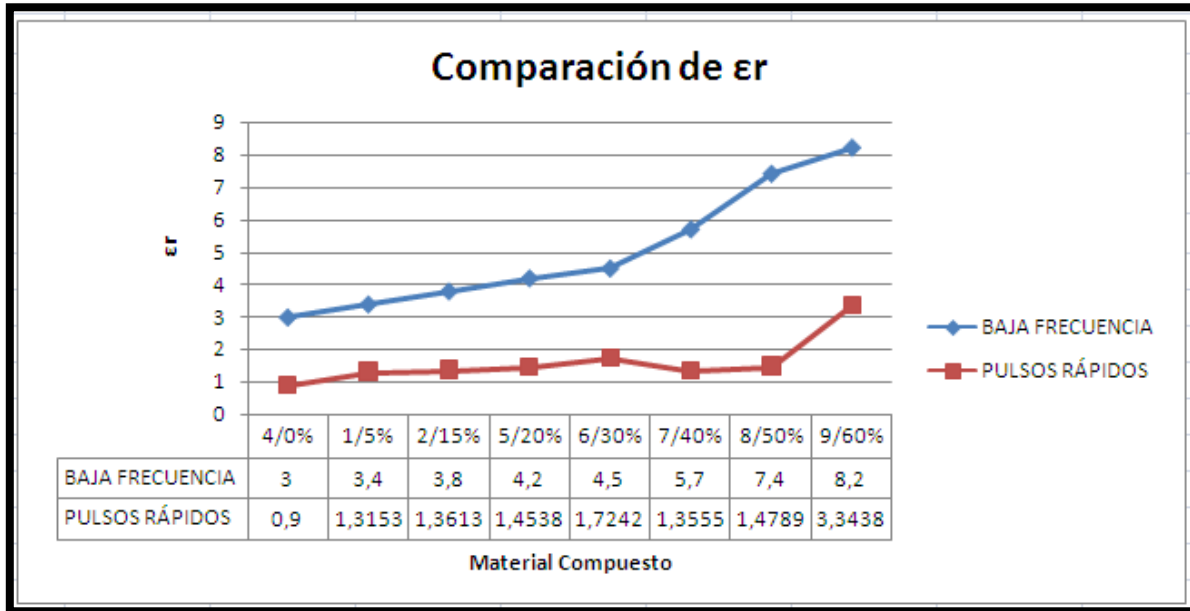


Figura 4.9. Comparación de los valores de permitividad.

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.

4.5 Diseños para la reducción de los esfuerzos eléctricos y térmicos en empalmes.

Debido a lo explicado en la sección anterior se buscó una solución alternativa para la reducción de los esfuerzos eléctricos y térmicos en 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 destilada

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 la alta concentración de flujo y el gradiente de potencial alto, que de otro modo existiría entre la terminal del blindaje y el conductor de cable.

El cono atenuador, básicamente, disminuirá la corriente de fuga a través de una acumulación de aislamiento de goma. Esto sucede porque está más cerca del extremo del cable, del blindaje, y la tierra está más cerca de los extremos del cable. Provocando una diferencia de permitividades entre estos que es ley de refracción (Anexo C) La acumulación de goma reduce la corriente de fuga tremendamente. La tensión ahora tiene un ritmo más lento, puede filtrarse a través del aislamiento del cable, a través del aislamiento adicional (SG) y de forma segura aliviara esta a través de la malla aterrizada. Esto crea una terminal del cable segura.

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.

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. Por tal motivo se comprobó la reducción de esfuerzo en nuestro empalme.

Para comprobar que la generación de calor también ha disminuido se muestra la Figura 4.14 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 1900°K (Figura 3.22), con lo que se demuestra la efectividad del cono atenuador.

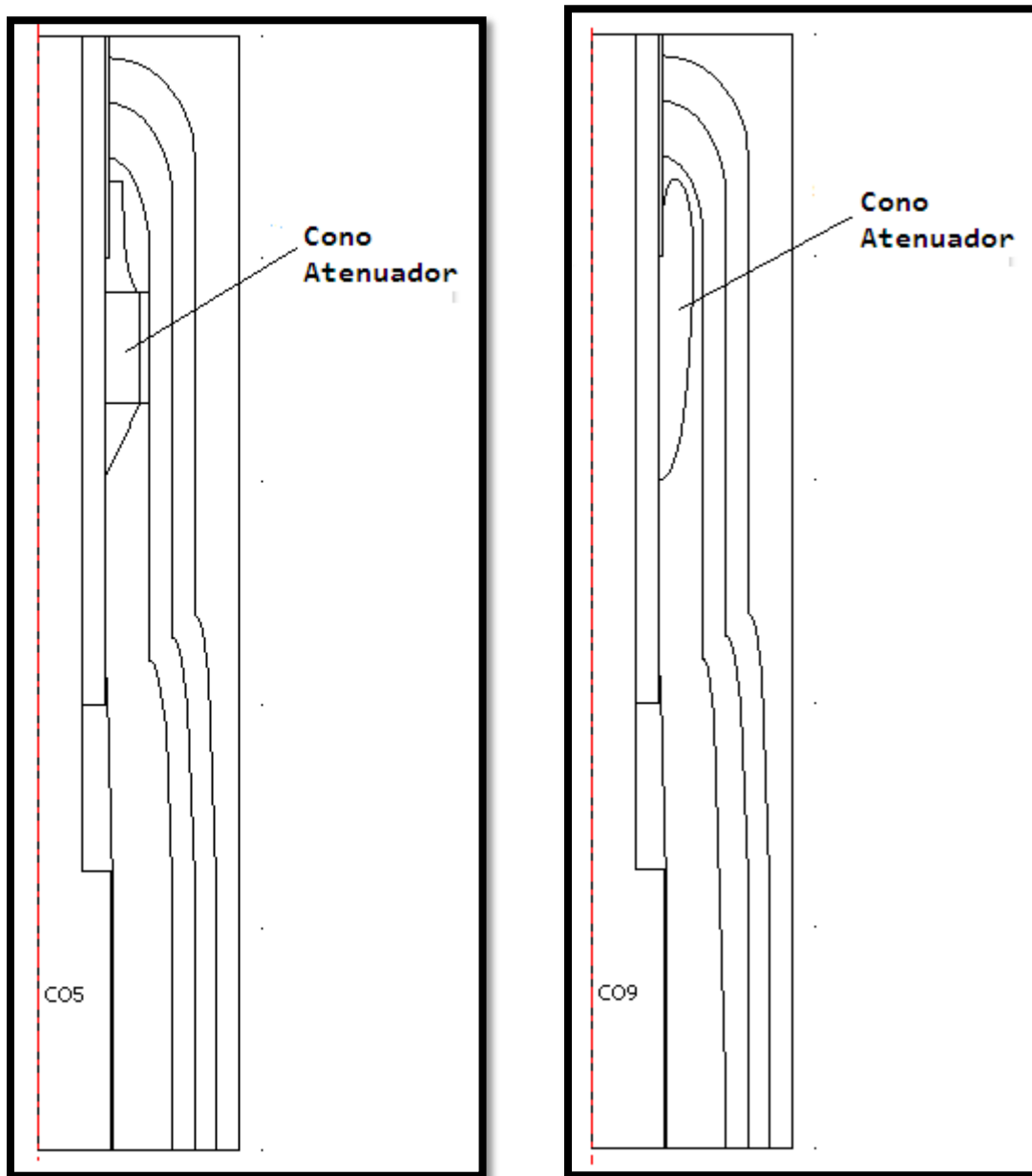


Figura 4.10. Diseños de un cono atenuador para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.

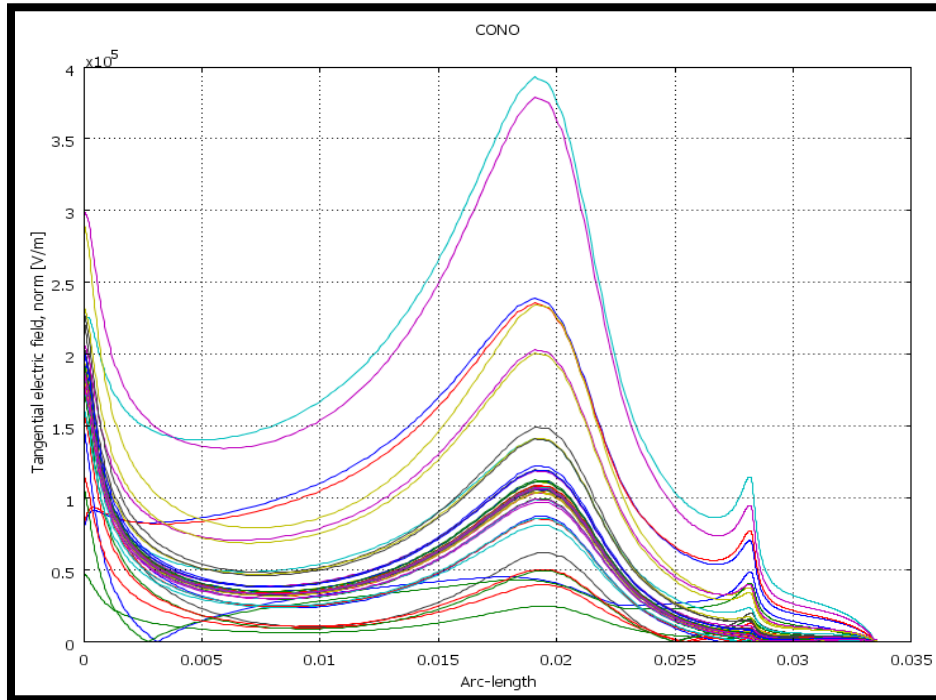


Figura 4.11. Campo Eléctrico generado en Figura 4.10.

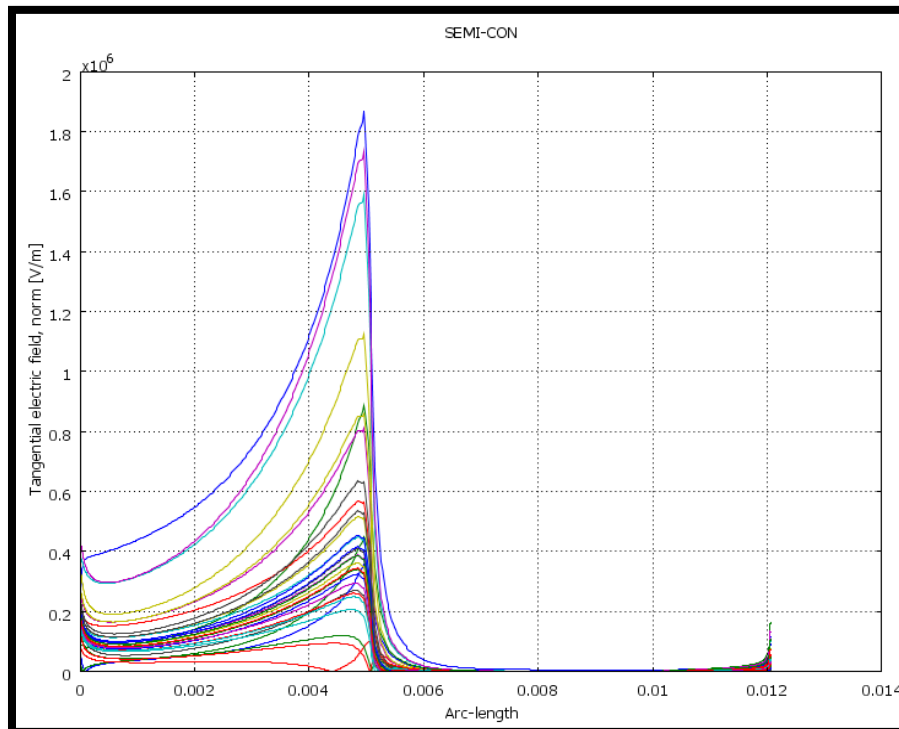


Figura 4.12. Campo Eléctrico generado en Figura 3.1

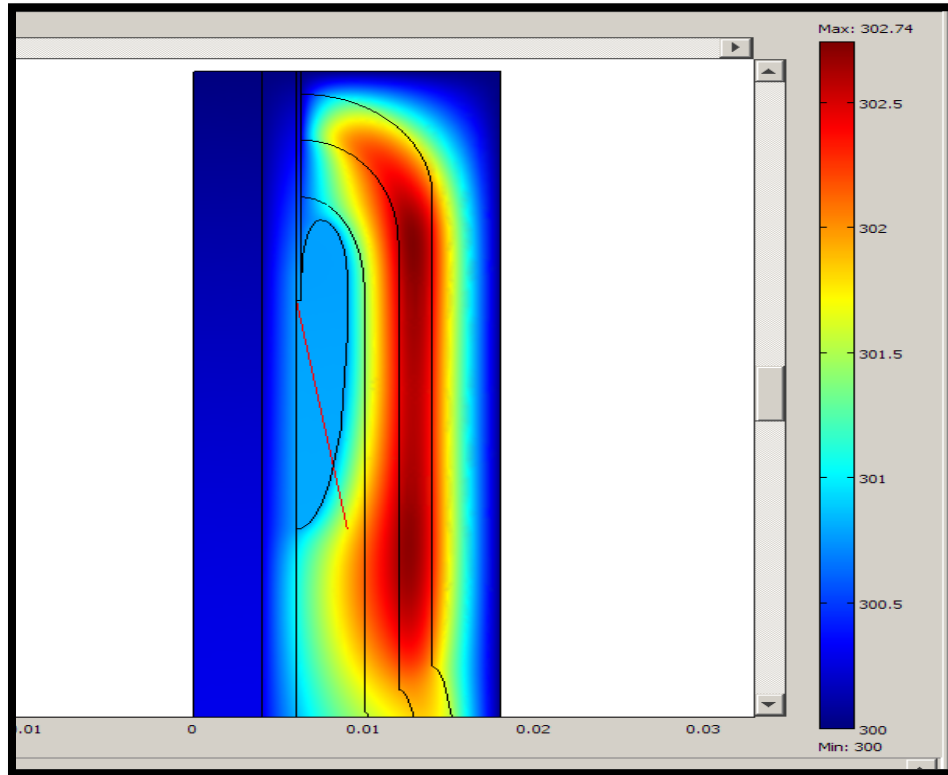


Figura 4.13. Generación de calor en Figura 4.10

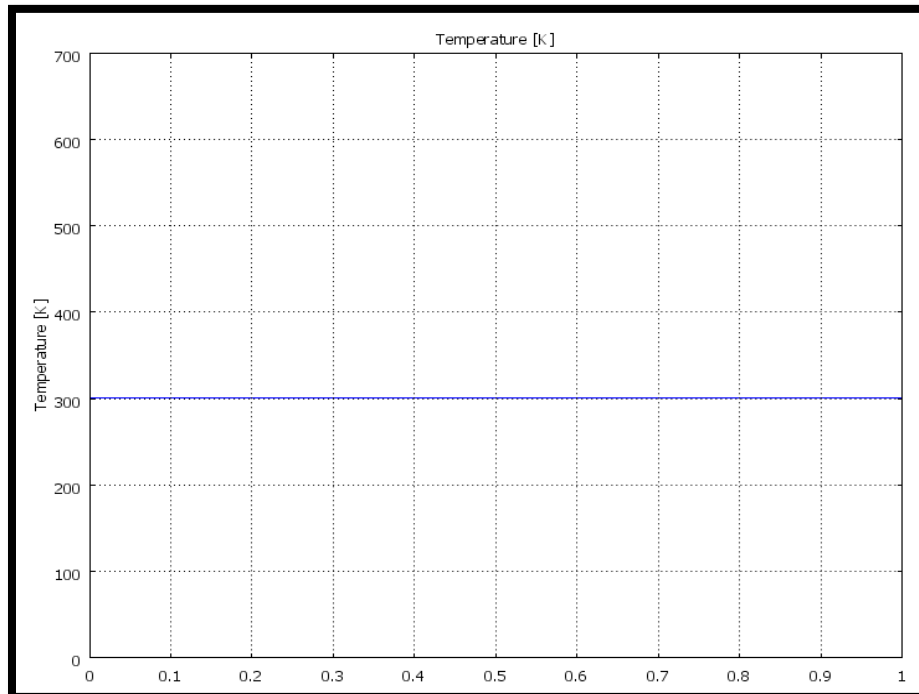


Figura 4.14. Valor de la temperatura generada en Figura 4.10

4.5.2. Contenedor de Agua Destilada.

Una segunda propuesta para disminuir los esfuerzos eléctricos y térmicos en los empalmes es colocar un contenedor de agua destilada 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 dice que el esfuerzo eléctrico y térmico en nuestro diseño disminuyó.

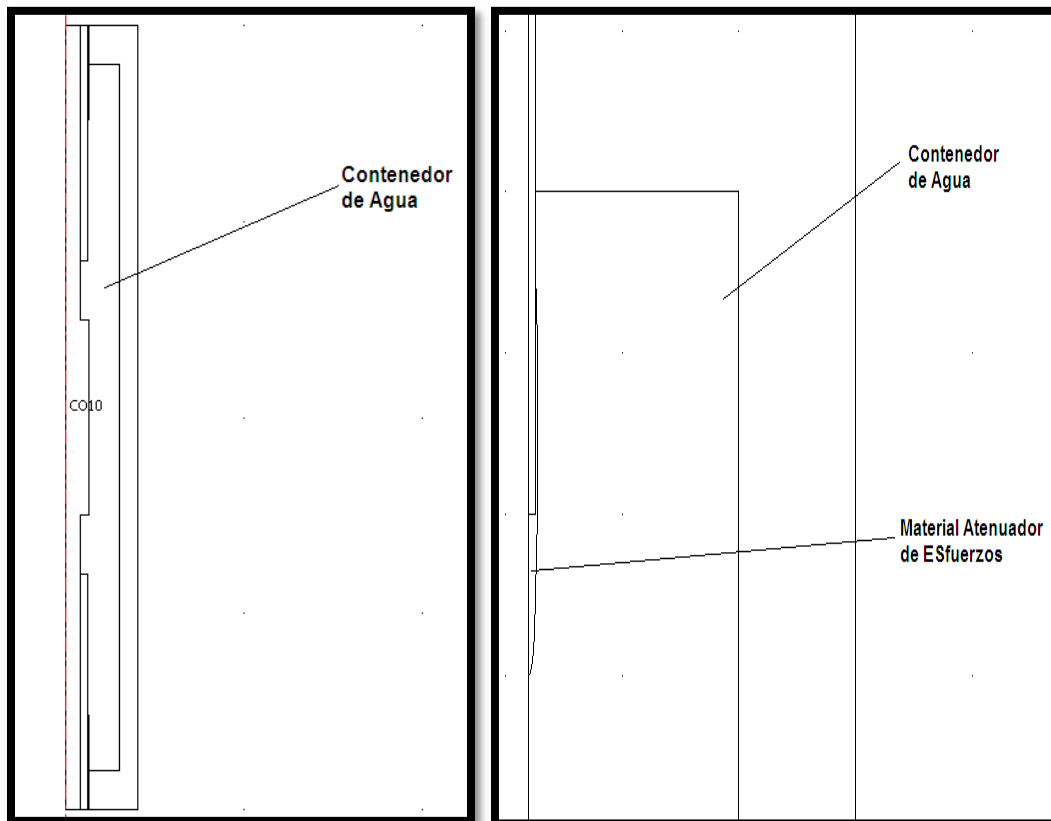


Figura 4.15. Diseño de un contenedor de agua destilada para la reducción del campo eléctrico y calor en empalmes.

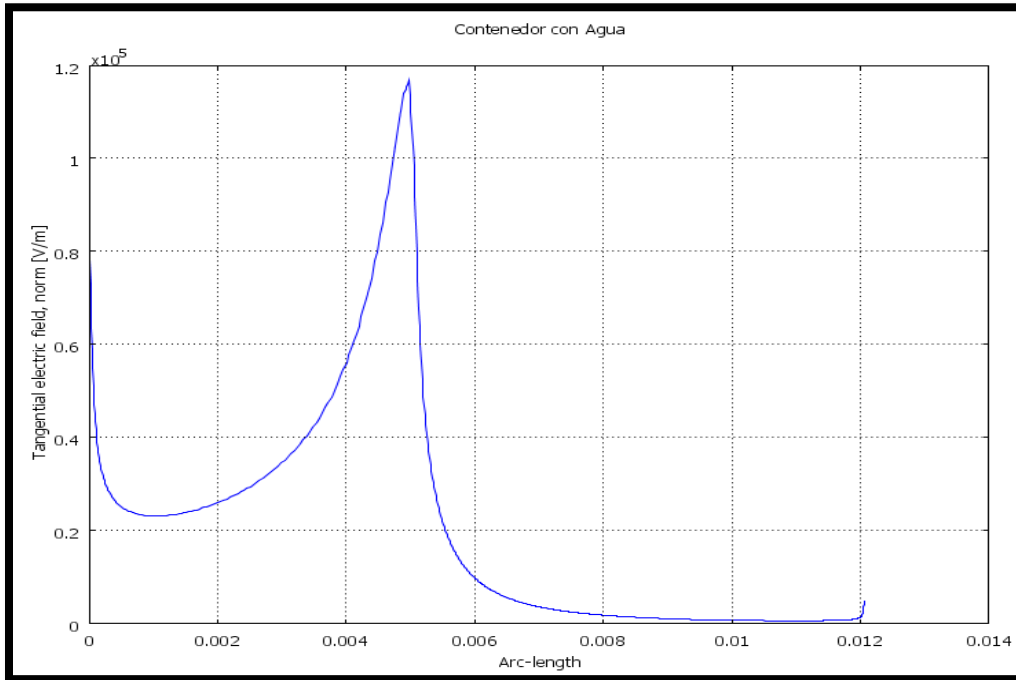


Figura 4.16. Campo eléctrico generado en Figura 4.15

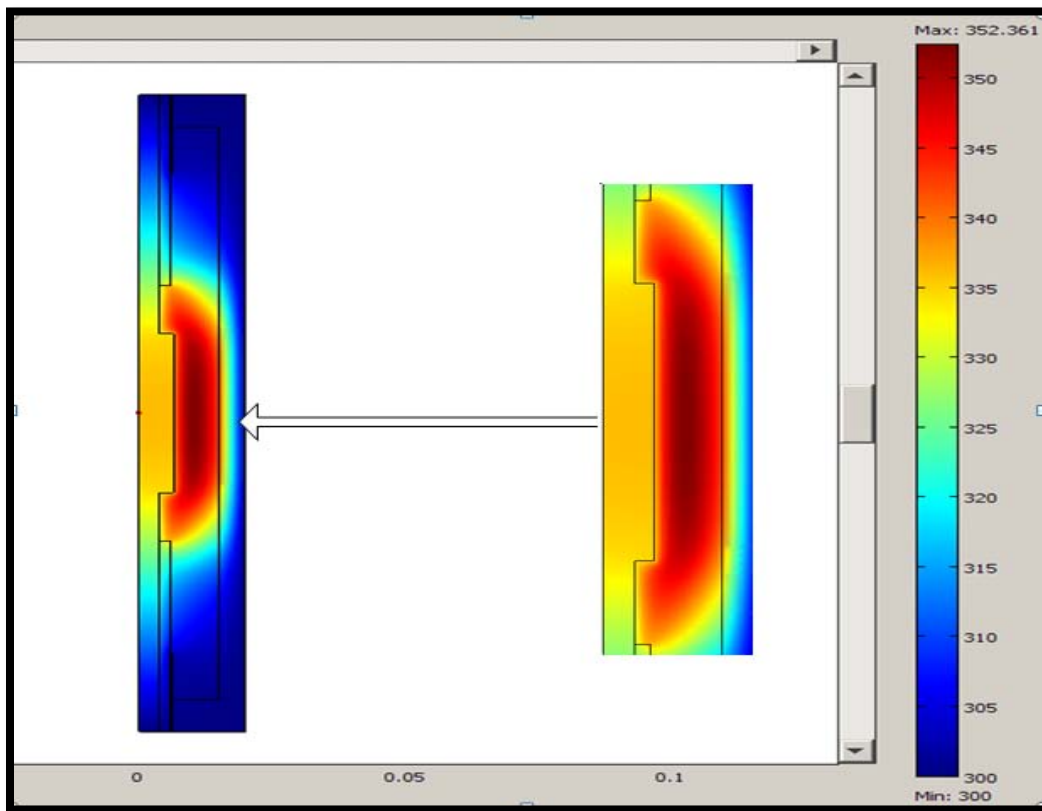


Figura 4.17. Generación de calor en Figura 4.15

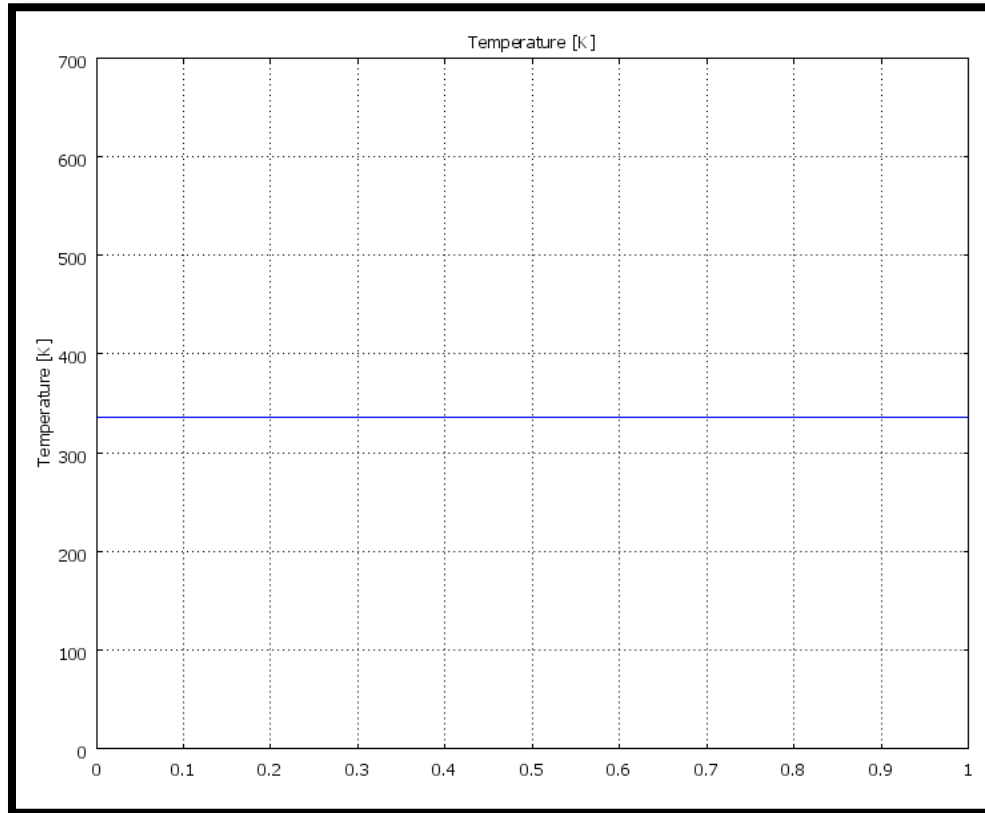


Figura 4.18. Valor de la temperatura generada en Figura 4.15

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

5.1. Conclusiones.

Empleando el MEF se calculó la capacitancia, y la inductancia para alta frecuencia de un empalme. Se modelo en ATP Draw un cable con empalmes (sin pérdidas) para verificar la generación de reflexiones en estos. De acuerdo a los resultados reflexiones en los empalmes pueden existir, generando sobre tensiones durante los pulsos rápidos como los que se tienen cuando se utilizan controladores de velocidad variable con CFT.

Una vez comprobada la existencia de reflexiones, se modelo el campo eléctrico en el empalme Figura 3.1 considerando la conductividad no linealidad y dependiente del campo eléctrico de los materiales atenuadores de campo.

El MEF nos ayudo mucho para el cálculo de los parámetros eléctricos (L y C), además de poder apreciar directamente en la geometría los esfuerzos producidos en los diferentes diseños de empalmes realizados.

Al realizan simulaciones con valores de permitividad altos se muestra como se disminuye el campo eléctrico en los recubrimientos por lo que puede ser considerada como una posible solución para la reducción de esfuerzos. 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 obtenidos a baja frecuencia y presentaban valores de permitividad, que en teoría serian útiles para nuestro estudio. Se obtuvieron valores de permitividad de hasta tres veces menores que los que nos habían reportado. Concluyendo así, que este tipo de materiales compuestos expuestos a pulsos rápidos no funcionaran ya que su facilidad de polarización no responde a altas frecuencias.

Se realizaron dos soluciones para la reducción de los esfuerzos eléctrico y térmico en empalmes. Una de ellas fue la de implementar un cono atenuador, el cual es regido por la ley de refracción, este presenta una mayor área con la cual los esfuerzos se presentaron en una menor proporción además de disminuir el calor generado en este. La segunda fue eliminar la gran mayoría de los recubrimientos que poseía la Figura 3.1 y colocar sobre el empalme un contenedor de agua destilada el cual tienen una permitividad relativa de 80, con lo que se observó también que el calor que se generaba en el recubrimiento semiconductor disminuyó así como los esfuerzos presentados a lo largo de este.

5.2. Recomendaciones para Trabajos Futuros.

La utilización de un material 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 sería de una gran utilidad.

Realizar pruebas experimentales con diferentes materiales.

Utilizar la cámara infrarroja.

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.
- [2] Gary Hartshorn, Benjamin Lanz, Bruce Broussard, “Medium Voltage Cable Predictive Diagnostics Technique”, Copyright Material IEEE, USA, Paper No. PCIC-2007-30.
- [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.
- [4] Sarajit Banerjee, “A Study of High Frequency Voltage Effects in Medium Voltage Cable Terminations”, 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, 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”, IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol. 26, No. 2, 1991.
- [9] V.K. Sood, “HVDC and FACTS Controllers: Applications of Static Converters in Power Systems” Norwell: Kluwer Academic Publishers, 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.
- [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”
- [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
- [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”, 475 Wireless Boulevard Hauppauge, NY 11788.
- [18] Harold Kirby, Rick Paes and Janet Flores, “Speed Control of Electric Submersible Pumps the Current Approach”
- [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 2006.
- [21] Keith H. Sueker, “Travelling Waves on Transmission Line” PE Consulting Engineer.
- [22] 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 Department, Mexico City, Mexico, 2010.
- [23] 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
- [24] J. Rodriguez, C. Silva, R. Musalem, P. Newman, “Resonances and Overvoltages in a Medium Voltage Fan Motor Drive with Long Cables in an Underground Mine, Valparaiso, Chile.
- [25] Concettina Buccella, Mauro Feliziani, and Giuliano Manzi, “Detection and Localization of Defects in Shielded Cables by Time-Domain Measurements With UWB Pulse Injection and Clean Algorithm Postprocessing”.
- [26] Francisco de León, “Manual de teoría electromagnética”.

- [27] William H. Hayt. Jr , "Teoria Electromagnetica" , Mc Graw Hill, Quinta Edición, 1991.
- [28] Luis L. Cantu, "Electricidad y Magnetismo para Estudiantes de Ciencias e Ingeniería, Limusa, Quinta Edición, 1985.
- [29] M. Ostendorp "Electrical and Mechanical Performance of Conductor Connections" Technical Progress, EPRI Project Manager, December 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] Paredes O. Myriam, Espino C. Fermin P, Gomez Y. Carlos, "Materiales Compuestos de Alta Permitividad para Atenuar el Campo Electrico en Aisladores Polimericos", Departamento de ingenieria en metalurgia y materiales, esiquie, ipn, zacatenco, mexico df, 2 departamento de ingeniería eléctrica sepi-esime ipn zacatenco, mexico df, 2009.
- [33] Saeed Moaveni, "Finite Element Analysis Theory and Application With ANSYS", Second Edition, 2003.
- [34] Matthew N.O. Sadiku "Numerical Techniques in Electromagnetics", Pearson Education, Second Edition, CRC Press, ISBN 0-8493-1395-3, 2001.
- [35] E. Kuffel, W. S. Zaengl, J. Kuffel, "High Voltaje Engineering: Fundamentals", Newnes, Second Edition, 2002.
- [36] <http://www.bergoz.com/products/CT/CT.html> 12-Mayo-2010.
- [37] http://es.wikipedia.org/wiki/Cable_coaxial 12-Mayo-2010.
- [38] http://es.wikipedia.org/wiki/Punta_de_prueba 12-Mayo-2010.

I. ANEXO A: MÉTODO DEL ELEMENTO FINITO

INTRODUCCION [33].

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.

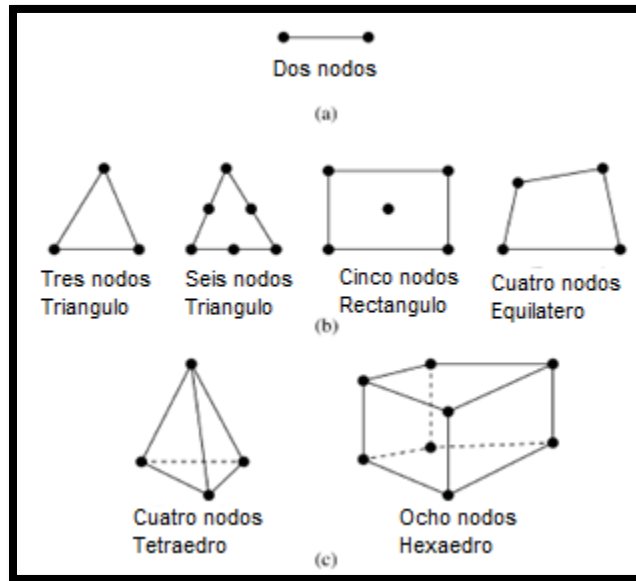


Figura I.1. Elementos finitos: (a) una dimensión (b) dos dimensiones (c) tres dimensiones [33].

APLICACIÓN DEL MÉTODO [33].

La forma más intuitiva de comprender el método, al tiempo que la mas 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

ANEXO A

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 $\bar{\mathbf{u}}$.

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

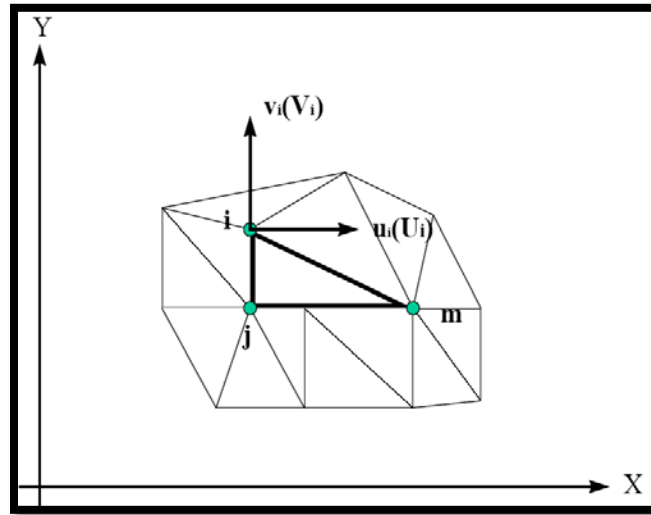


Figura I.2. Coordenadas nodales (i, j, m) y desplazamientos de los nodos [33].

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 N_i, N_j, N_m , han de escogerse de tal forma que al sustituir en (A.1), las coordenadas nodales, se obtengan los desplazamientos nodales.

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

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

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:

$$q_i^e = \begin{Bmatrix} U_i \\ V_i \end{Bmatrix}$$

Las fuerzas distribuidas son las que (\mathbf{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. [40].

Ecuaciones de partida

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

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

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

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

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

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:

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

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:

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

μ_0 = permeabilidad del vacío

μ_{rx} = permeabilidad relativa en la dirección x

Si es únicamente función del campo, la expresión es:

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

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)

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

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.

DISCRETIZACION DE LA REGION DE SOLUCION [34].

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:

ANEXO A

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

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)

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

OBTENCION DE LAS ECUACIONES QUE GOBIERNAN LOS ELEMENTOS TRIANGULARES QUE DISCRETIZAN EL MEDIO CONTINUO [34].

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:

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

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 esta 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 OBTENCION DE LOS POTENCIALES EN LOS NODOS [34].

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.

RESULTADOS DEL MEF. [34].

El MEF se ha vuelto una solución para la tarea de predecir los fallos debidos a tensiones desconocidas enseñando los problemas de la distribución de tensiones en el material y permitiendo a los diseñadores ver todas las teóricas tensiones involucradas. Este método de diseño y testado del producto es muy superior a los costes de manufactura que podrían acarrear si actualmente cada ejemplo fuera construido y testado.

Las grandes ventajas del cálculo por ordenador se pueden resumir en:

- Hace posible el cálculo de estructuras que, bien por el gran número de operaciones que su resolución presenta (entramados de muchos pisos, por ejemplo) o por lo tedioso de las mismas (entramados espaciales, por ejemplo) eran, en la práctica, inabordables mediante el cálculo manual.

ANEXO A

- En la mayoría de los casos reduce a límites despreciables el riesgo de errores operatorios.

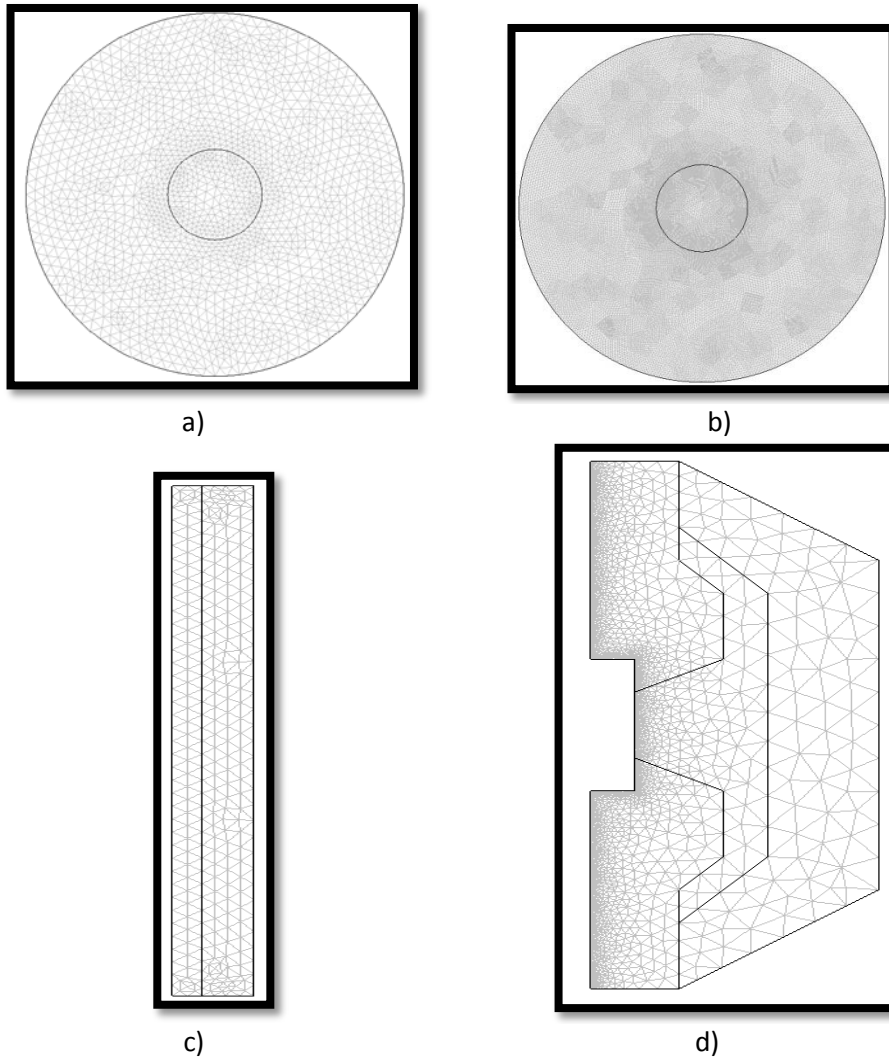


Figura I.3. Ejemplos de mallado utilizado en MEF, a) conductor con 3544 nodos, b) conductor con 56704 nodos, c) corte axial de un conductor con 540 nodos, d) empalme eléctrico con 8889 nodos.

ANEXO B

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

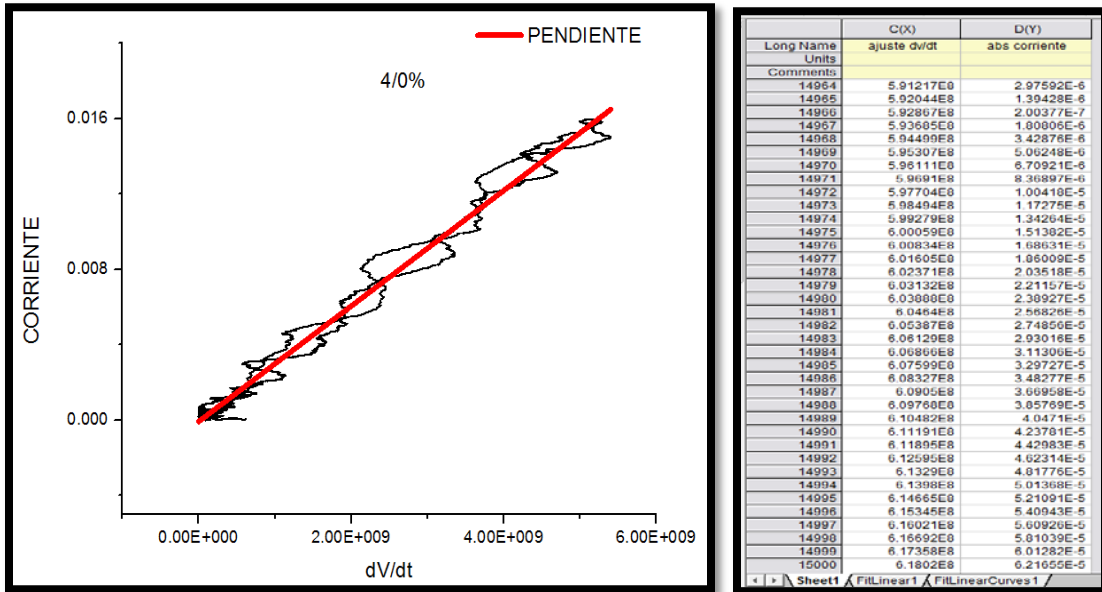


Figura II.1. Obtención de m en el compuesto 4/0%.

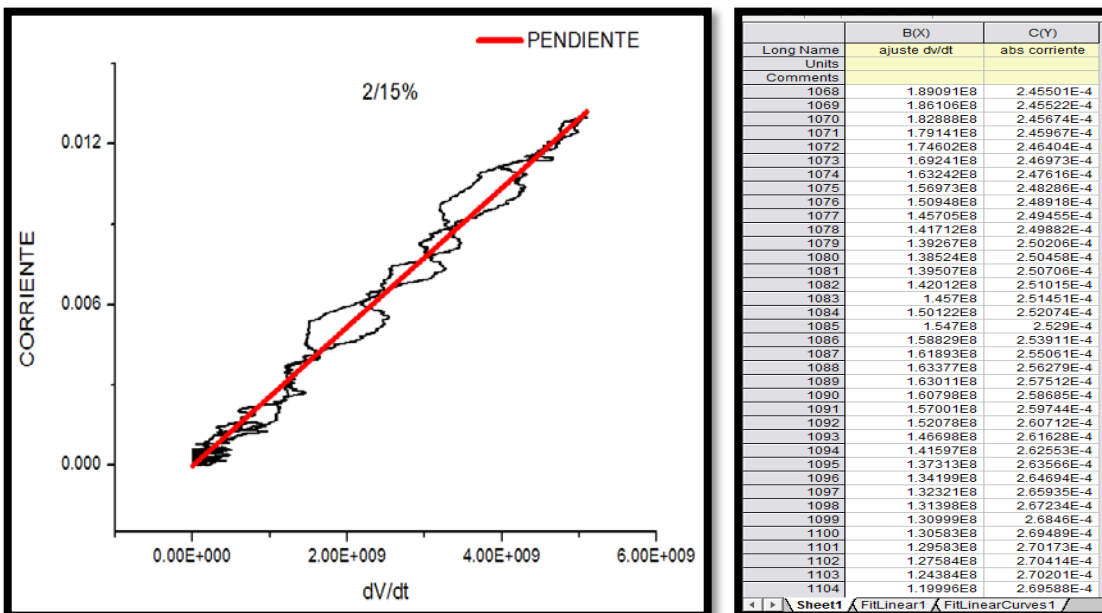
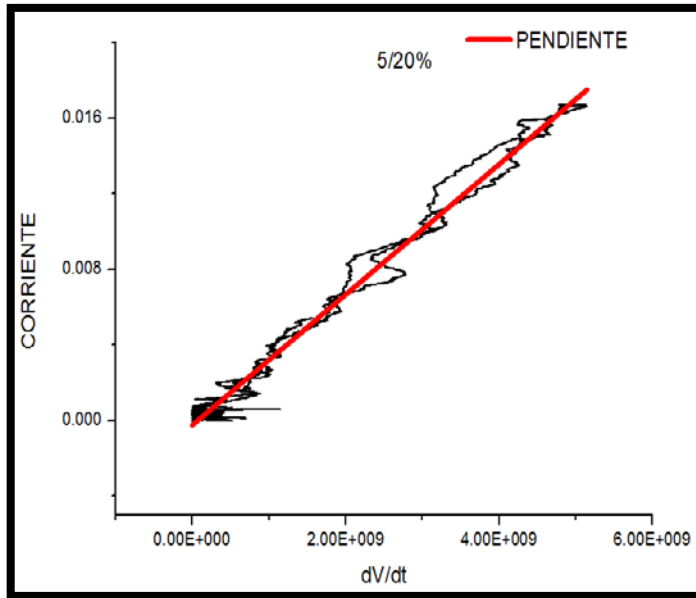


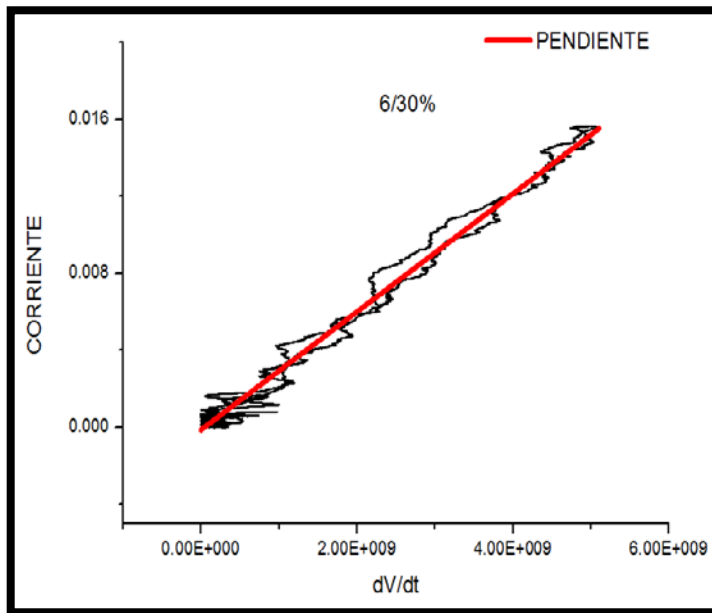
Figura II.2. Obtención de m en el compuesto 2/15%.

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	6.75841E8	1.29451E-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	1.31695E-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	1.32576E-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	1.17711E-4
3	2.93284E8	1.17543E-4
4	2.90696E8	1.17377E-4
5	2.88116E8	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	1.13168E-4

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

ANEXO B

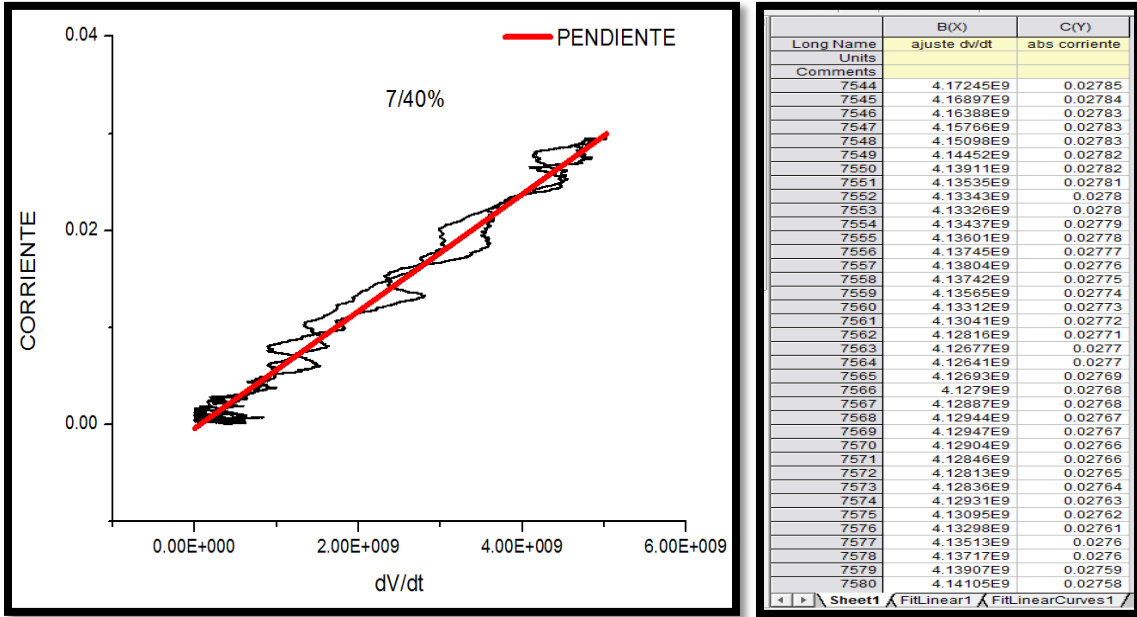


Figura II.5. Obtención de m en el compuesto 7/40%

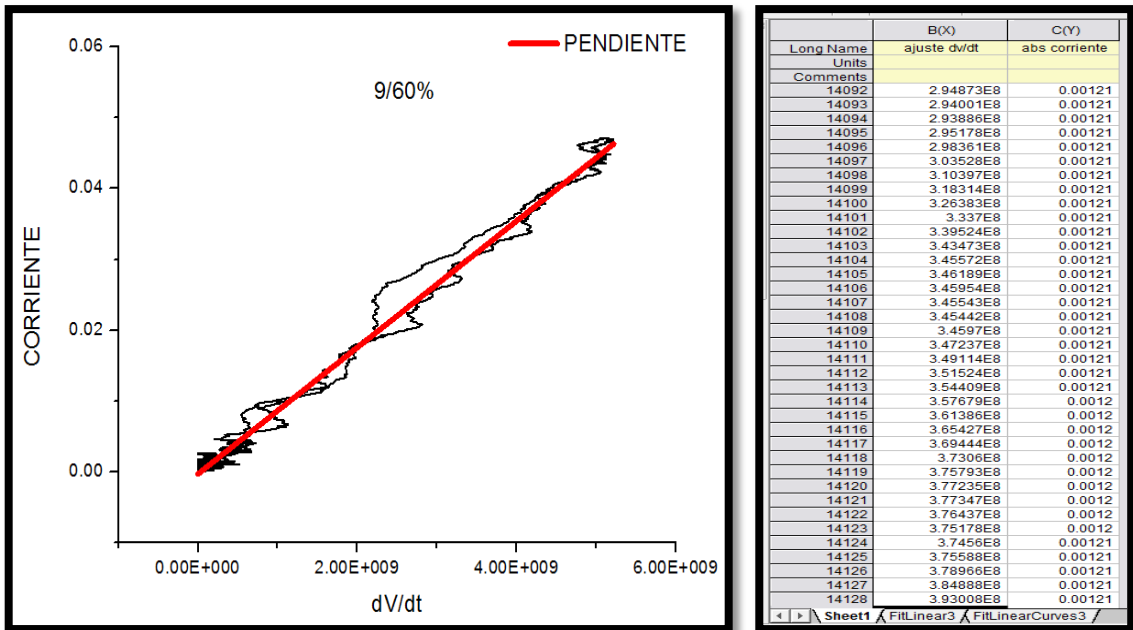


Figura II.6. Obtención de m en el compuesto 9/60%.

III. ANEXO C: REFRACCIÓN DIELECTRICA [35]

En el caso cuando el desplazamiento eléctrico del vector $\bar{D}(\bar{D} = \epsilon\bar{E})$ 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 $\epsilon_1 > \epsilon_2$.

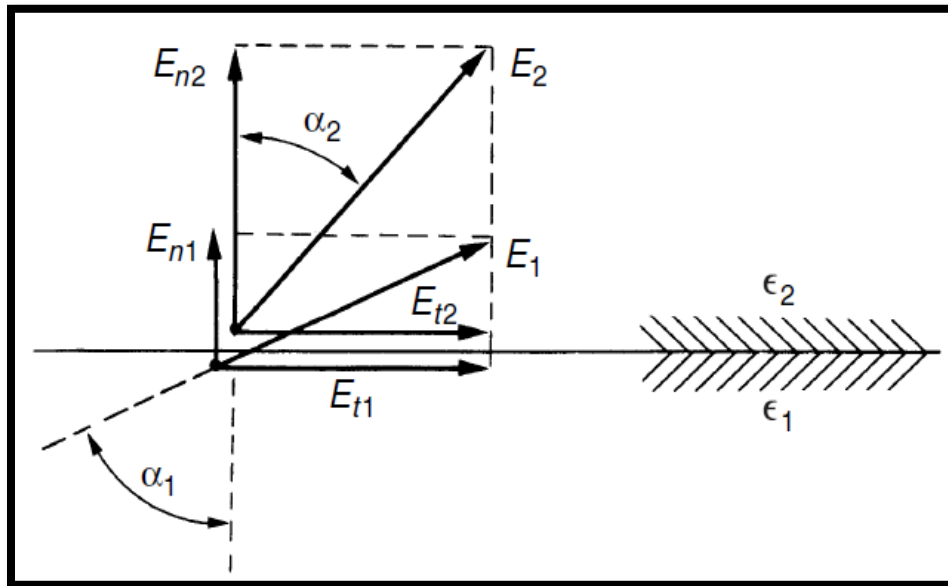


Figura III.1. La ley de refracción aplicada a intensidades de campo \bar{E} para $\epsilon_1 > \epsilon_2$ [35].

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.

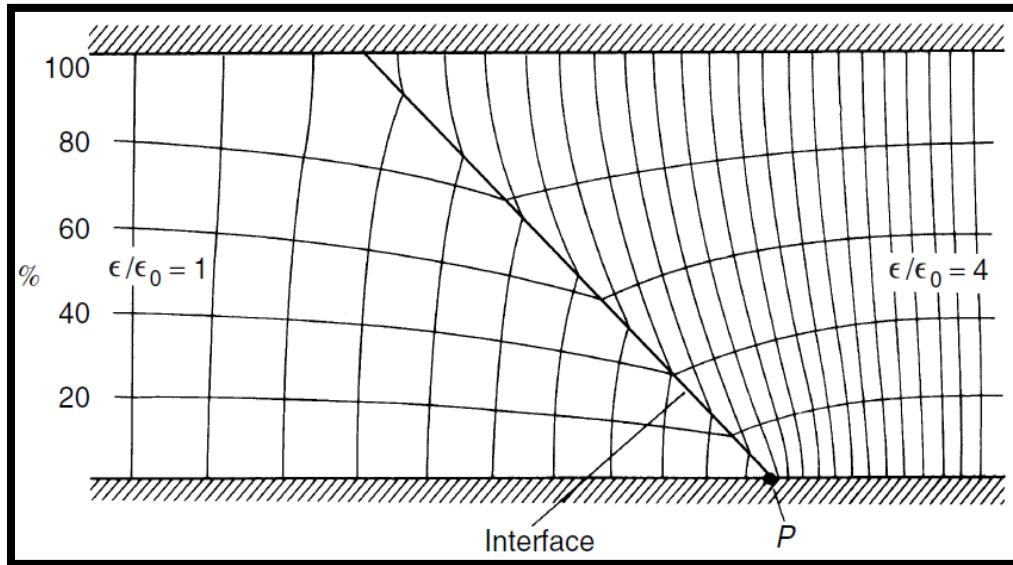


Figura III.2. Dos diferentes materiales dieléctricos entre electrodos [35].

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. Un ejemplo típico ocurre durante una prueba de fuerza de ruptura de dieléctricos sólidos en forma de placas mostrado en la Figura III.3. Los electrodos del disco de metal pueden ser del perfil Rgowski, para lo cual la falla podría ser siempre lograda dentro de la región de campo uniforme si solo un material de aislamiento está presente. Si las placas del material sólido con permitividad ϵ_2 son probadas en la atmosfera, para lo cual la fuerza de la ruptura además de la permitividad $\epsilon_1 \cong \epsilon_0$ es mucho más baja que los valores correspondientes para el material sólido, aun para voltajes mucho más bajos que el voltaje de ruptura, muchas descargas parciales aparecerán en los contornos como se indica en la figura III.3. Estas descargas se esparcirán sobre la superficie del dieléctrico sólido y causará fallas fuera de la región uniforme del campo.

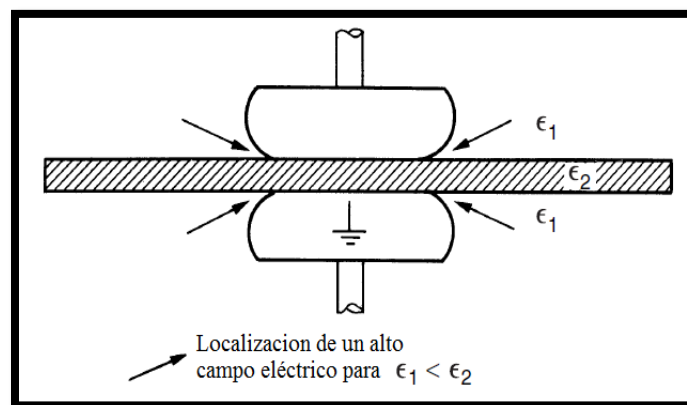


Figura III.3 Prueba de ruptura sobre una placa de materiales dieléctricos sólidos (ϵ_2), ↑: localizados en un alta región del campo eléctrico para $\epsilon_1 < \epsilon_2$ [35].

Anexo C

Para evitar este fenómeno, ni la compresión de gases de muy alta fuerza dieléctrica puede ser usada ni aislamientos líquidos, cuya permitividad ϵ_1 podría ser más alta que ϵ_2 , para evitar el incremento del campo, si la fuerza de ruptura del líquido no es tan alta como la del dieléctrico sólido.

Por lo tanto la prueba de la fuerza de aislamiento de materiales sólidos sin electrodos podría ser incrustada llagando a ser un problema y una muy difícil tarea.

Sin embargo la ley de refracción dada por la ecuación C.1 puede ser usada para controlar el campo eléctrico para ampliar la fuera dieléctrica de un sistema de aislamiento

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

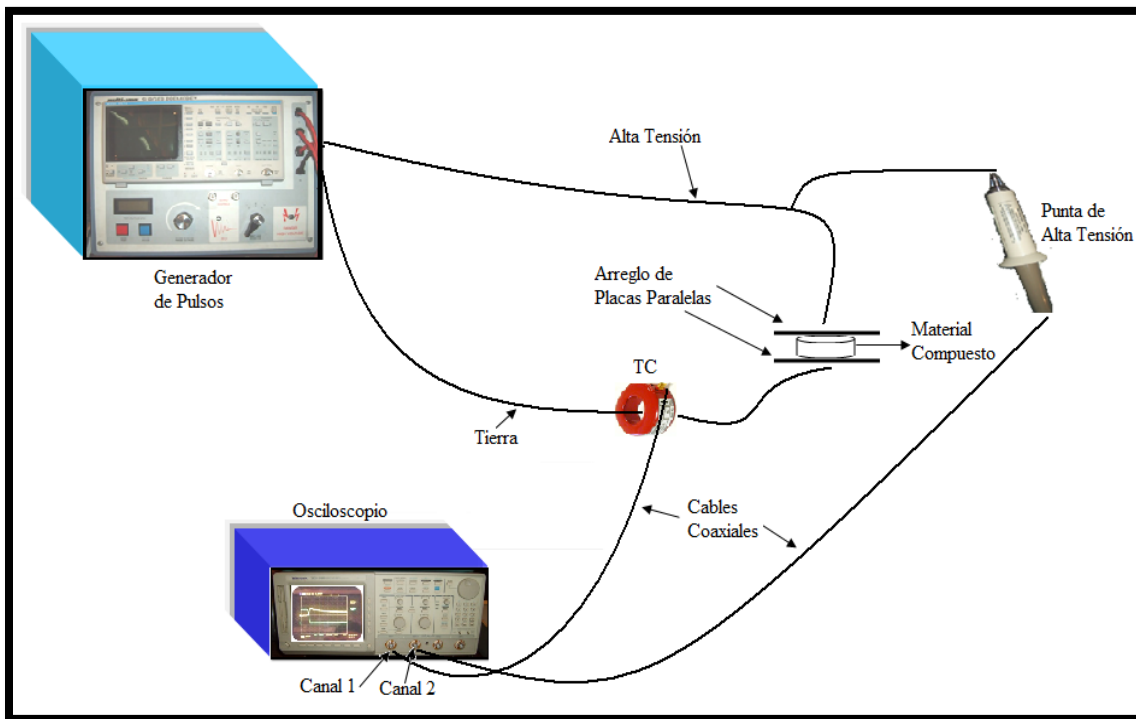


Figura IV.1. Arreglo experimental para la medición de la permitividad relativa de los materiales compuestos, bajo pulsos rápidos.

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 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 que está incluido para la recolección de las muestras, por lo que se utilizó uno externo y se almacenaron los datos más fácilmente 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	CARACTERITICAS
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 disquetes para después poder analizarlos con la ayuda del programa llamado 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 PRECISIÓN.

Es un transformador de corriente (Figura IV.4) de precisión que mide la sensibilidad de corriente en frecuencias en los límites de 0.5 Hz a 500 MHz [36].

El voltaje de salida de transformador es una representación de forma de onda de voltaje exacta de la corriente moderada, que puede ser analizada sobre un osciloscopio, el metro de poder de RF, el analizador de espectro o el trazado de circuito de interfaz de encargo. Sirve para medir corriente, la cual conectada al osciloscopio muestra la gráfica respectiva en uno de sus canales; esta se coloca en la fase que va automáticamente a tierra cuando se realiza la prueba en el generador de pulsos. Sus especificaciones técnicas se muestran en la Tabla IV.3.

Tabla IV.3 Bobina de precisión [36].

<p>Bobina de Precisión Marca Bergoz Modelo: CT-E0.05</p>	<p>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</p>
---	---



Figura IV.4. Transformador de corriente de precesión marca Bergoz [36].

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 [37].

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 [37].

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



Figura IV.5. Cable Coaxial [37].

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 [38].

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.

ANEXO D

Tabla IV.5 Punta Atenuadora de Tensión [38].

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



Figura IV.6. Punta Atenuadora de Alta Tensión [38].