

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**MEDICIÓN DISTRIBUIDA DE DESCARGAS PARCIALES
EN REDES SUBTERRÁNEAS UTILIZANDO TÉCNICAS DE
BANDA ULTRA ANCHA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRO EN CIENCIAS
CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA

CARLOS GUSTAVO AZCÁRRAGA RAMOS



MÉXICO D. F.

2004



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL
COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

ACTA DE REVISION DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 18:00 horas del día 4 del mes de Diciembre del 2003 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. para examinar la tesis de grado titulada:

“MEDICION DISTRIBUIDA DE DESCARGAS PARCIALES EN REDES SUBTERRANEAS UTILIZANDO TECNICAS DE BANDA ULTRA ANCHA”

Presentada por el alumno:

AZCARRAGA

RAMOS

CARLOS GUSTAVO

Apellido paterno

materno

nombre(s)

Con registro:

0	1	1	0	7	7
---	---	---	---	---	---

Aspirante al grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS

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

LA COMISION REVISORA

Director de tesis

DR. VICENTE RODOLFO GARCIA COLON HERNANDEZ

DR. DANIEL OLGUIN SALINAS

DR. PRIMO ALBERTO CALVA CHAVARRIA

DR. RAUL VELAZQUEZ SANCHEZ

M. EN C. GILBERTO ENRIQUEZ HARPER

M. EN C. TOMAS IGNACIO ASIAIN OLIVARES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. FLORENCIO SANCHEZ SILVA

SECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACION

Dedicatoria

Este trabajo de tesis está dedicado a todos los seres que quiero, pero muy en especial a Rossy, Carlota, Elvia, Yolanda, Alejandro y Laura, así como a mi segunda familia, la familia Labra Hernández.

Dedico este trabajo a todas las personas que comparten conmigo el gusto por la ingeniería eléctrica y por los fenómenos de alta tensión.

AGRADECIMIENTOS

Doy gracias a Dios por haberme dado la oportunidad de vivir, estudiar y tratar de superarme día con día.

Agradezco profundamente a los Doctores Vicente Rodolfo García Colón Hernández y Primo Alberto Calva Chavarría la amistad que me brindan, así como la supervisión, soporte técnico y amables consejos emitidos para la realización de este trabajo de tesis y para mi superación profesional.

Extiendo mi agradecimiento a la comisión revisora de este trabajo de tesis, por los consejos emitidos y observaciones realizadas, los cuales sin duda contribuyeron a mejorar la calidad de este documento y mi formación profesional.

Quiero agradecer el apoyo de los Doctores Roberto Canales Ruiz, Edgar Robles Pimentel y Raúl Velásquez Sánchez, así como el de todas las autoridades del Instituto de Investigaciones Eléctricas y del Instituto Politécnico Nacional que hicieron posible la realización del Programa de Maestría en Casa IIE-IPN y de este trabajo de tesis.

Agradezco a la Lic. Leonor Ávila, al Dr. Jaime Robles y a mis maestros de la SEPI-ESIME-IPN por su amistad, y por el apoyo, esfuerzo y tiempo invertido en el desarrollo de mi programa de maestría.

Agradezco el apoyo de todos mis compañeros y amigos del programa de Maestría en Casa, pero muy en especial hago patente mi agradecimiento a Jorge Manuel García, Alberth Pascacio y Antonio Carvajal por su camaradería, comprensión, ayuda y consejos. Asimismo hago reconocimiento de la desinteresada amistad de los Ingenieros Armando Nava, Oscar Escorsa, Oscar Reyes, Octavio de la Torre y Yuriev Olmos, quienes me apoyaron y animaron durante el transcurso de mis estudios de maestría.

Este trabajo fue posible gracias al soporte técnico, logístico y económico del Instituto de Investigaciones Eléctricas, Institución con la que estaré siempre agradecido.

RESUMEN

En estadísticas a nivel mundial, se observa que las fallas en equipos eléctricos auxiliares, como cables subterráneos de energía a nivel distribución, son una de las principales causas de falla catastrófica y accidentes en el sector eléctrico.

Estos equipos presentan escasa atención debido a que tienen un costo bajo con respecto al equipo principal y a que las operaciones de diagnóstico y mantenimiento son muy costosas en recursos y en logística.

Una de las técnicas de diagnóstico más sensibles para la detección de problemas incipientes en cables subterráneos de energía, es la medición de descargas parciales por método eléctrico. Sin embargo su aplicación está limitada principalmente a pruebas de aceptación en fábrica, debido a los problemas de interferencia electromagnética que se presentan en sitio durante su aplicación y a los problemas de logística asociados a la desconexión de los equipos bajo estudio para acondicionar el circuito de prueba.

En este trabajo de tesis se presenta la teoría, la implantación y los resultados de la aplicación de una técnica no normalizada de medición de descargas parciales aplicada al diagnóstico de cables subterráneos de energía a nivel distribución.

Esta técnica, llamada medición distribuida de descargas parciales en banda ultra ancha, se aplica con el equipo en operación y es inmune a la alta interferencia electromagnética existente en las instalaciones de campo. Es una técnica no invasiva y requiere de la aplicación de sensores de campo cercano, cuyo ancho de banda de medición es de 2 a 40 MHz, superior al ancho de banda de 30 a 500 KHz de las técnicas normalizadas, por lo que presenta una alta relación señal a ruido.

Las señales captadas por estos sensores son acondicionadas para su despliegue en diagramas $Q-\Phi$ y $N-Q-\Phi$, para facilitar la identificación de cada tipo de problema en el sistema aislante de los cables.

Se presentan los resultados obtenidos con esta técnica en la evaluación en línea de 5000 puntos de medición en los alimentadores de 11 subestaciones de distribución de la Ciudad de México, mostrando su valor para establecer y clasificar prioridades de mantenimiento en una instalación grande.

ABSTRACT

World-wide statistics show that auxiliary electrical equipment faults, like underground distribution cables, are the main causes of catastrophic faults and accidents in electrical installations.

These equipment receive less attention than main equipment due to their lower cost and because their diagnosis and maintenance operations are very expensive in resources and logistic.

One of the most sensitive diagnosis techniques for detection of incipient faults in underground cables is the partial discharge measurement by electrical methods. Nevertheless, its application is limited mainly to acceptance tests in factory, due the electromagnetic interference problems that appear on site during their application and also because it is a cumbersome arrangement that causes logistic problems associated to the specimen disconnection and test circuit set up.

Fundamental theoretical background, practical implementation and main results of a novel and not standardized partial discharge measurement technique applied to underground distribution cable diagnosis are presented in this document.

This technique, called ultra wide band partial discharge distributed measurement is applied on-line and it is immune to electromagnetic interference. It is a noninvasive technique and it requires near field sensors application to obtain a high signal to noise ratio. The measurement bandwidth of this sensors goes from 2 to 40 MHz, overcoming the signal to noise ratio obtained with standardized bandwidth.

Partial discharge signals acquired with these sensors are conditioned and displayed in $Q-\phi$ and $N-Q-\phi$ diagrams to improve pattern identification and diagnosis.

The most significant results obtained in the evaluation of 5000 measurement points in feeders of 11 main distribution substations of Mexico City are showed in this document, demonstrating the ability of distributed partial discharge measurements to classify and assess maintenance priorities in a large network reducing time and costs.

CONTENIDO

DEDICATORIA	i
AGRADECIMIENTOS	ii
RESUMEN	iii
ABSTRACT	iv
CONTENIDO	v
LISTA DE SÍMBOLOS	viii
NOMENCLATURA	xi
LISTA DE FIGURAS	xii

CAPÍTULO 1 Introducción

1.1	Introducción	1
1.2	Estado del arte de las técnicas de detección de descargas parciales	4
1.3	Descripción del problema	6
1.4	Objetivo	8
1.5	Justificación	8
1.6	Alcances del trabajo	9
1.7	Organización de la Tesis	10

CAPÍTULO 2 Antecedentes y fundamentos teóricos

2.1	Clasificación de las líneas eléctricas de distribución. Ventajas y desventajas	11
2.1.1	Aspectos cuantitativos	11
2.1.2	Aspectos cualitativos	13
2.2	Procesos de degradación de aislamientos	13
2.3	Aspectos térmicos relacionados con el deterioro de aislamientos sólidos y tipo PILC	14
2.4	Impacto de la demanda en la degradación de aislamientos sólidos	15
2.5	Impacto de los diferentes tipos de carga y configuración de las redes subterráneas en el deterioro de aislamientos sólidos	17

CAPÍTULO 3 Método convencional de detección de descargas parciales

3.1	Conceptos básicos de campos eléctricos	20
3.2	Campos dentro de cavidades	22
3.3	Campos en partículas flotadas	23
3.4	Dieléctricos gaseosos	24
3.5	Comportamiento de los gases bajo condiciones libres de campo eléctrico	24

CONTENIDO (continuación)

CAPÍTULO 3 (Continuación)

3.6	Generación de partículas cargadas	26
3.6.1	Ionización por colisión	27
3.6.2	Fotoionización (ionización por radiación)	28
3.6.3	Ionización térmica	29
3.6.4	Liberación electrónica	29
3.7	Procesos catódicos	30
3.7.1	Bombardeo de iones positivos y átomos excitados	30
3.7.2	Foto-emisión	31
3.7.3	Emisión termoiónica	31
3.7.4	Emisión por campo	31
3.8	Rompimiento de gases en un campo homogéneo	31
3.8.1	Teoría de Townsend	32
3.8.2	Teoría de rompimiento por medio de streamers	36
3.9	Rompimiento de gases en un campo no-homogéneo	39
3.10	Rompimiento del aislamiento compuesto por papel impregnado por aceite	39
3.10.1	Rompimiento por descargas en cavidades dentro de aislamientos compuestos	40
3.11	Concepto de carga aparente basado en el modelo ABC de Whitehead	40
3.12	Mediciones fuera de línea de especímenes	43

CAPÍTULO 4 Implantación de la metodología de medición de descargas parciales en Banda Ultra Ancha

4.1	La falacia de la capacitancia de cavidades según McAllister	51
4.2	Técnicas de detección de DP's en UWB	52
4.3	Fundamentos matemáticos de las técnicas en UWB	57
4.4	Selección de muestras	65
4.5	Desarrollo de sensores	69
4.6	Caracterización de sensores utilizados para la medición en banda ultra ancha	72
4.7	Obtención de la función de transferencia del sensor utilizado	81
4.8	Medición de descargas parciales en Banda Ultra Ancha	88

CONTENIDO (continuación)

CAPÍTULO 5 Resultados experimentales

5.1	Obtención de diagramas Q- ϕ	100
5.2	Obtención de diagramas N-Q- ϕ	105
5.3	Relación entre mediciones convencionales y UWB	108

CAPÍTULO 6 Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros

6.1	Fallas incipientes puntuales	110
6.2	Fallas incipientes por deterioro uniforme en la longitud total del cable o en segmentos localizados	111
6.3	Conclusiones acerca del comparativo entre las técnicas de medición de DP's por método normalizado y las técnicas de medición distribuida de DP's en UWB	111
6.4	Factores térmicos que afectan la operación normal de los cables subterráneos	115
6.5	Aportaciones de este trabajo de tesis	116
6.6	Recomendaciones para trabajos futuros	116

Referencias

7.1	Referencias	118
-----	-------------	-----

ANEXO A Mediciones complementarias para evaluar redes subterráneas de energía

A.1	Termometría de objetos bajo prueba	A-1
A.2	Análisis estadístico de la demanda	A-6

ANEXO B Utilización de la herramienta IDENT de Matlab para identificación de sistemas

B.1	Importación de los datos formateados como hoja de cálculo de MS-Excel a la función ident de Matlab	B-1
B.2	Acondicionamiento de las señales de entrada y salida importadas	B-4
B.3	Estimación de modelos de identificación	B-6
B.4	Obtención de la función de transferencia del sistema identificado	B-8
B.5	Verificación de los modelos obtenidos	B-9

APÉNDICE Publicaciones generadas por este trabajo de tesis

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descripción
Q- Φ	Símbolos para designar a los diagramas de descargas parciales que despliegan la carga aparente y la fase en que ocurren las descargas parciales
N-Q- Φ	Símbolos para designar a los diagramas de descargas parciales que despliegan la carga aparente, la fase en que ocurren las descargas parciales y la tasa de repetición de estas
V	Tensión aplicada
t_v	Tiempo de vida
F	Esfuerzo eléctrico
V_i	Tensión de inicio de descargas parciales
I_l	Lectura de carga en amperes, correspondiente a un periodo de 24 horas
I_{max}	Corriente máxima circulante
γ	Factor de pérdidas diarias
r	radio
θ	Temperatura en el radio r
α	Temperatura constante
σ_0	Conductividad base del aislamiento
Q	Factor de calidad de un circuito de integración
E	Intensidad de campo eléctrico
D	Densidad de campo eléctrico o desplazamiento eléctrico
ϕ	Potencial eléctrico
ρ_v	Distribución volumétrica de carga
f	Factor de campo
E_{av}	Intensidad de campo eléctrico promedio
E_{max}	Intensidad de campo eléctrico máxima
E_C	Intensidad de campo eléctrico dentro de una cavidad
E_d	Intensidad de campo eléctrico dentro de un dieléctrico
v	Volumen del gas
n_k	Número de kMoles de gas
R	Constante universal de los gases, R=8314 J/°K
N_0	Número de Avogadro, $N_0=6.02 \times 10^{23}$ moléculas/mol
N'	Número de moléculas totales en el gas
v_r	Velocidad relativa
v_p	Velocidad más probable

LISTA DE SIMBOLOS (continuación)

Símbolo	Descripción
k	Constante de Boltzmann, $K=1.3806 \times 10^{-23} \text{ } ^\circ\text{K}$
δ	Sección transversal efectiva de colisión
h	Constante de Planck, $h=6.6257 \times 10^{-34} \text{ Js}$
x	Distancia media
P	Presión necesaria para el rompimiento eléctrico
E_r	Campo eléctrico debido a carga espacial
ε	Permitividad eléctrica absoluta
ε_r	Permitividad eléctrica relativa
ε_0	Permitividad del vacío $\varepsilon_0=10^7/(4\pi C^2) \text{ F/m}$
μ	Permeabilidad magnética absoluta
μ_0	Permeabilidad del vacío $\mu_0=4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$
c	Velocidad de la luz en el vacío $c=3 \times 10^8 \text{ m/s}$
D	Coefficiente de difusión
T	Temperatura absoluta
ρ_s	Resistividad superficial
C_s	Capacitancia por unidad de superficie
C_A, C_B y C_C	Capacitancias del modelo ABC de Whitehead, donde C_A y C_C son las partes del aislamiento sin descargas parciales y C_B es la cavidad con descargas parciales
C_k	Capacitor de acoplamiento
q	Carga aparente
V_r	Tensión residual de la cavidad
R	Resistencia
L	Inductancia
G	Conductancia
C	Capacitancia
C_x, C_a	Espécimen de medición
Δf	Ancho de banda
$Z(f)$	Impedancia de transferencia
C_s	Capacitancia parásita
C_o	Capacitancia interna del calibrador
U	Fuente de alta tensión
CC	Cable coaxial de conexión

LISTA DE SIMBOLOS (continuación)

Símbolo	Descripción
Z_{mi}	Impedancia de medición
R	Radio de cavidad esférica
θ	Coordenada polar esférica
Función λ	Función que cuantifica la inducción de cargas de una descarga parcial según Pedersen
λ	Longitud de onda
ϕ	Flujo magnético
ω	Frecuencia angular
n	Número de espiras de una bobina
S	Longitud efectiva del solenoide
B	Densidad de flujo magnético
A, a	Sección de las vueltas individuales de un toroide
dQ	Carga puntual localizada en un sistema dieléctrico heterogéneo en la presencia de electrodos y/o sensores de campo cercano
dq_i	Carga inducida en el i -ésimo electrodo de un sistema de N electrodos
D	Densidad de flujo eléctrico
V_i, V_o	Tensiones para la obtención de funciones de transferencia
$H(s)$	Función de transferencia

NOMENCLATURA

	Idioma extranjero	Español
ASTM	American Society for Testing and Materials	Sociedad Americana para Pruebas y Materiales
CIGRÉ	Conseil International des Grands Réseaux Électriques	Consejo Internacional de Grandes Sistemas eléctricos
IEC	International Electrotechnical Commission	Comisión electrotécnica Internacional
PILC	Paper Insulated Lead Covered	Aislado en papel, cubierto con plomo
UWB	Ultra Wide Band	Banda ultra ancha
XLPE	Cross linked Polyethylene	Polietileno de cadena cruzada
EPR	Ethylene-Propylene Rubber	Goma de etileno-propileno
RTD	Resistance Temperature Detector	Detector Resistivo de Temperatura
ASCII	American Standard Code for Information Interchange	Código Estándar Americano para el Intercambio de Información

Significado

TIU	Tiempo de Interrupción por Usuario
DP	Descarga parcial
S.E.	Subestación Eléctrica
CD	Corriente directa
CA	Corriente alterna

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- 1	Evolución del TIU en función del la época del año en una red típica	2
Figura 1- 2	Equipo convencional de detección de DP's y fuente resonante portátil de energía	3
Figura 3- 1	Distribución de líneas equipotenciales en cavidades y partículas conductoras	23
Figura 3- 2	Principales procesos que conducen a la generación de partículas cargadas en un gas	26
Figura 3- 3	Representación gráfica de la ionización por colisión	28
Figura 3- 4	Representación gráfica de la fotoionización	29
Figura 3- 5	Fotografías de microscopio digital que muestran la existencia de distribuciones de carga volumétricas dentro de cavidades localizadas en materiales aislantes	30
Figura 3- 6	Procesos físicos posteriores a la ionización	32
Figura 3- 7	Circuito experimental de Townsend	32
Figura 3- 8	Modelo de Townsend para avalanchas iónicas	33
Figura 3- 9	Mecanismo de formación de los streamers	38
Figura 3- 10	Capacitancias del modelo ABC	41
Figura 3- 11	Modelo ABC de Whitehead para la obtención del concepto de carga aparente	41
Figura 3- 12	Circuito para la medición fuera de línea de descargas parciales utilizando el método eléctrico	44
Figura 3- 13	Arreglo experimental de laboratorio para la medición fuera de línea de descargas parciales por el método eléctrico	45
Figura 3- 14	Medición fuera de línea efectuada en el laboratorio para una terminal defectuosa con un nivel de DP de 1,746 pC	47
Figura 3- 15	Medición fuera de línea efectuada en sitio para un circuito de cable de 85 m identificado como problemático con técnicas UWB	47
Figura 3- 16	Evaluación en sitio de un cable subterráneo de 85 m influenciado por alta interferencia electromagnética ambiental	48
Figura 3- 17	Pulso de calibración aplicado directamente al objeto bajo prueba	48
Figura 3- 18	Pulso de calibración aplicada entre las terminales de alta y baja del objeto bajo prueba cuando éste se encuentra conectado en serie con la impedancia de medición	49
Figura 4- 1	Imágenes de carga en un electrodo de prueba en la vecindad de una DP	53
Figura 4- 2	Diagrama n-q- ϕ comercial	54
Figura 4- 3	Sensor de campo cercano en modalidad bobina de Rogowski	54
Figura 4- 4	Reflexiones en la instrumentación de la medición con sensores UWB localizados a distintas distancias	56
Figura 4- 5	Sensores de campo cercano y de fase en la medición de DP's en cables tipo PILC	56

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura 4- 6	Arreglo típico de calibración en banda ultra ancha	57
Figura 4- 7	Concepto de medición distribuida de DP's en UWB	59
Figura 4- 8	Modelo de bobina de Rogowski y red de integración simple	60
Figura 4- 9	Detalle de conductores instalados con excesivo radio de curvatura	66
Figura 4- 10	Terminales con fuga severa de compuesto impregnante	67
Figura 4- 11	Número excesivo de conductores instalados en una misma trinchera con evidencia de inundación	67
Figura 4- 12	Detalle de un inadecuado proceso de fabricación de terminales	68
Figura 4- 13	Distribución del tipo de accesorio utilizado como muestra	69
Figura 4- 14	Dibujo de conjunto del sensor desarrollado	71
Figura 4- 15	Sensor comercial utilizado con pinza de corriente para referencia de fase	72
Figura 4- 16	Arreglo de prueba para determinar el ancho de banda de un sensor de UWB	73
Figura 4- 17	Detalle del circuito utilizado para caracterizar los sensores de UWB	73
Figura 4- 18	Sensor circular encapsulado en plástico	76
Figura 4- 19	Respuesta a la frecuencia del sensor UWB encapsulado en plástico	76
Figura 4- 20	Sensor cuadrado con abertura de 1.5 cm sin blindaje	77
Figura 4- 21	Respuesta a la frecuencia de un sensor UWB con abertura de 1.5 cm y sin blindaje	78
Figura 4- 22	Sensor cuadrado con abertura de 1 cm con blindaje	78
Figura 4- 23	Respuesta a la frecuencia de un sensor UWB con abertura de 1 cm y con blindaje	79
Figura 4- 24	Sensor CT-100	80
Figura 4- 25	Respuesta a la frecuencia de un sensor CT-100	80
Figura 4- 26	Comparación de la respuesta a la frecuencia de los sensores evaluados	81
Figura 4- 27	Arreglo de prueba para la obtención de la función de transferencia del sensor CT-100	82
Figura 4- 28	Pulso de salida del sensor y estimaciones Armax y de espacio de estados para identificación de sistemas de un pulso aplicado de 500 pC	84
Figura 4- 29	Polos y ceros de la función de transferencia obtenida por los modelos ARMAX y de espacio de estados para el sensor CT-100	85
Figura 4- 30	Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 1 nC positivo	86
Figura 4- 31	Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 1 nC negativo	87
Figura 4- 32	Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 200 pC positivo	87
Figura 4- 33	Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 200 pC negativo	88

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura 4- 34	Calibración a 100 pC de un detector comercial de DP's	89
Figura 4- 35	Medición de DP's utilizando un sensor de UWB con un detector convencional calibrado a 100 pC	90
Figura 4- 36	Patrón de DP's considerado como normal (<300 unidades). Escala: 50 unidades por división	91
Figura 4- 37	Patrón de DP's clasificado como alto (>1000 unidades) Escala: 500 unidades por división	92
Figura 4- 38	Valores de descargas parciales en función de la longitud del circuito bajo estudio	93
Figura 4- 39	Comparativo entre terminales y empalmes evaluados	94
Figura 4- 40	Montaje del circuito de prueba utilizado en sitio para el diagnóstico de redes subterráneas utilizando técnicas en UWB	95
Figura 4- 41	Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 8 nC	96
Figura 4- 42	Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 28 nC	96
Figura 4- 43	Patrón obtenido en empalme con magnitud relativa de 49 nC	97
Figura 4- 44	Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 1.8 nC	97
Figura 4- 45	Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 2.5 nC	98
Figura 4- 46	Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 3 nC	98
Figura 4- 47	Patrón obtenido en empalme con magnitud relativa de 1.5 nC	99
Figura 4- 48	Patrón obtenido en empalme con magnitud relativa de 3 nC	99
Figura 5- 1	Cable sin actividad de DP's y pulso de calibración de 100 pC	101
Figura 5- 2	Patrón de DP's internas y pulso de calibración de 5 nC	102
Figura 5- 3	Patrón de DP's por efecto corona y pulso de calibración de 500 pC	103
Figura 5- 4	Patrón de DP's en terminales y pulso de calibración de 500 pC	104
Figura 5- 5	Pulsos de excitación de un dispositivo de electrónica de potencia acoplados al medidor de DP's	105
Figura 5- 6	Cable sin patrón de descargas parciales	106
Figura 5- 7	Patrón con descargas esporádicas en cables que debe sustituirse a mediano plazo	107
Figura 5- 8	Patrón con descargas intensas que debe atenderse antes de un año	108
Figura A- 1	Geometría típica de un cable de energía aislado, con las conductividades térmicas de cada material	A-3
Figura A- 2	Distribución de temperaturas en el interior de cada cable	A-4
Figura A- 3	Termografía de un empalme de cable tipo PILC con fuga de compuesto aislante	A-5
Figura A- 4	Termografía de conductores operando con sobrecarga y bajo condiciones de instalación inadecuadas	A-6
Figura A- 5	Corrientes de fase y de neutro con gran contenido de armónicos	A-7

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura A- 6	Desbalance y componentes armónicos de las corrientes de fase de las redes evaluadas	A-8
Figura B- 1	Paneles iniciales de la función ident de Matlab	B-3
Figura B- 2	Panel de filtrado correspondiente a las opciones de pre-proceso de las señales de entrada y salida utilizando la función ident	B-5
Figura B- 3	Paneles de estimación de modelos, selección de orden y despliegue de ajustes	B-6
Figura B- 4	Datos de entrada-salida originales y comprobación de similitud entre señales reales y obtenidas por identificación	B-10

CAPÍTULO

1

Introducción

1.1 Introducción

El empleo de la energía eléctrica es un factor determinante para el desarrollo tecnológico y económico de un país o de una región. Modernos desarrollos en todas las áreas del sector eléctrico se utilizan en beneficio del usuario final y del proveedor del servicio, derivando en una mayor confiabilidad y economía de operación. No obstante lo anterior y a pesar del gran avance que ha tenido el sector en los últimos años, los sistemas eléctricos de distribución siguen siendo susceptibles a interrupciones de servicio.

La cuantificación de estas interrupciones se realiza por medio de un parámetro denominado Tiempo de Interrupción por usuario (TIU), el cual establece el número de minutos, por ejemplo anuales, que un usuario sufre de interrupción del servicio de suministro eléctrico. En la principal empresa eléctrica mexicana, dedicada a la distribución de energía eléctrica en la Ciudad de México, este TIU se ha venido reduciendo en los últimos años con la finalidad de ofrecer un servicio de mayor calidad en un plazo no mayor a 10 años. Por ejemplo, en 1992 el TIU era de 437 minutos, bajando hasta 298 minutos en 1999. Aunque la reducción es notable, este TIU sigue siendo muy elevado, por lo que es necesaria la aplicación de diversas estrategias para disminuirlo de manera sensible [1]. Una de las estrategias principales para lograr este objetivo es la implantación de técnicas de mantenimiento preventivo y predictivo en los componentes de las redes subterráneas de distribución de energía eléctrica.

Debe notarse además, que aunque en números globales, el TIU de la empresa ha bajado, hay sectores en los que éste se ha venido elevando y que además depende de la época del año, tal y como se muestra en la **Figura 1-1**.

Debido a lo anterior, es notorio que es muy útil contar con herramientas que contribuyan a la detección de defectos en los componentes del sistema de distribución.

En este trabajo de tesis se plantea la implantación de una de estas herramientas.

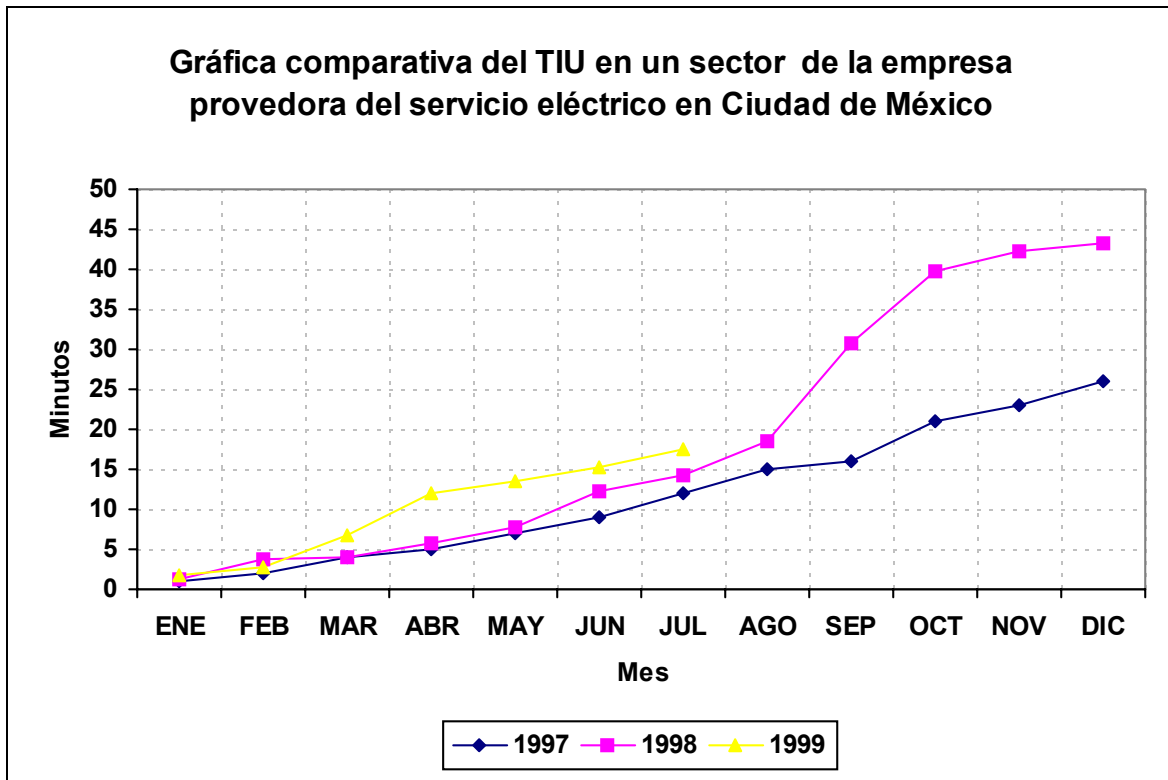


Figura 1- 1 Evolución del TIU en función del la época del año en una red típica

Los defectos del aislamiento de cables, generalmente insignificantes en tamaño [2], al incrementar su nivel de DP's, pueden evolucionar en una falla de graves repercusiones, incluso de tipo socioeconómico. De acuerdo con lo anterior, puede intuirse entonces la importancia estratégica del suministro continuo del servicio.

Existen técnicas económicas capaces de reducir el riesgo de fallas causadas por las DP's en los cables de los sistemas de distribución. Una estrategia exitosa, consiste en utilizar un esquema de mantenimiento predictivo que permita detectar las fallas de lenta evolución antes de que éstas representen un serio peligro para la operación del sistema.

Para lograr establecer un programa de mantenimiento predictivo, se requiere adquirir información que refleje el estado del aislamiento de los cables con suficiente sensibilidad. La medición de DP's, cumple con estos requisitos, considerando que los dos parámetros más sensibles para la estimación del estado de un aislamiento, son la magnitud y la tasa de repetición de las DP's que ocurren en él.

Las DP's pueden ser parte de la evolución de la falla en equipos como transformadores y cables, donde el aislamiento orgánico es susceptible a su acción, o bien, en equipos con aislamiento basados en compuestos inorgánicos, pueden ser una mera indicación de otro problema que puede evolucionar en una falla.

Debido a estas características perjudiciales de las DP's, la mayoría de los equipos o accesorios de alta tensión con aislamientos susceptibles a degradación por DP's se evalúan en fábrica bajo condiciones controladas de interferencia, para garantizar que se encuentren libres de estos defectos. Sin embargo, el empleo de esta técnica de diagnóstico no se realiza comúnmente en sitio, debido a que, para realizar las mediciones de DP's con la misma sensibilidad que en fábrica, se requiere controlar la interferencia electromagnética, algo que no siempre es posible. Aunque realizar las mediciones fuera de línea, con el equipo desconectado y utilizando una fuente portátil de alta tensión (**Figura 1-2**) es la manera más popular de resolver el problema del control de interferencia electromagnética, no es una opción generalmente aceptada, debido a que al retirar de operación los equipos a evaluarse, se atenta contra la continuidad del servicio. Por tal motivo, deberán emplearse preferentemente técnicas de medición que permitan la evaluación en línea del equipo bajo estudio.

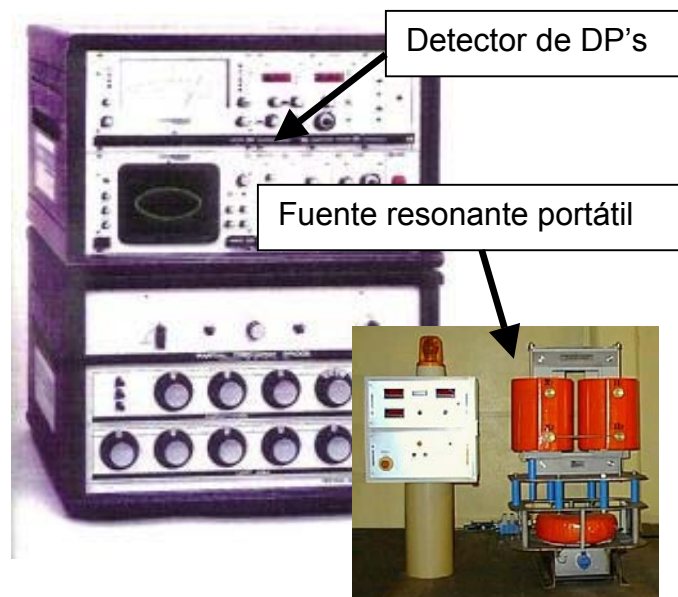


Figura 1- 2 Equipo convencional de detección de DP's y fuente resonante portátil de energía

En este trabajo de tesis se presenta la aplicación de una de estas técnicas, la medición en banda ultra ancha para la detección en línea de DP's en cables de energía, se estudian sus ventajas y se proponen mejoras para disminuir el impacto de sus desventajas.

1.2 Estado del arte de las técnicas de detección de descargas parciales

El empleo de métodos oscilográficos o convencionales para la detección de DP's en equipos y cables se generalizó a partir del trabajo reportado por *Tykociner et al* en 1933 [3,4]. Estas técnicas responden principalmente a DP's tipo pulso.

Las técnicas convencionales de medición se basan en dispositivos integradores de carga y pueden ser calibrados directamente en concordancia con el método propuesto por la Sociedad Americana de Pruebas a Materiales *ASTM D1868* [5] o bien con el propuesto por la Comisión Electrotécnica Internacional *IEC 60270* [6], Las frecuencias de medición de DP's, utilizando estos métodos se encuentran ubicadas entre 30 kHz y 500 kHz y se definen para su aplicación dos tipos de anchos de banda. El primer ancho de banda es identificado como de banda ancha, por tener un ancho similar al de la frecuencia central de medición que se encuentra entre 100 y 300 kHz. El segundo tipo de amplificador normalizado para medición de DP's es el de banda angosta, donde el ancho de banda puede ajustarse entre 5 y 30 kHz y la frecuencia central de medición puede moverse dentro de los límites de la banda ancha. Sin embargo, estos valores de frecuencia no están relacionados en lo absoluto con el fenómeno físico de las DP's o con su evolución en el tiempo. Más bien, estos límites se definieron al final de la década de los sesentas con la finalidad de estandarizar las mediciones y poder comparar resultados de evaluación en fábrica de equipos nuevos entre unos cinco laboratorios distribuidos en diferentes partes del mundo (1969) [7].

Con el afán de establecer niveles aceptables en equipos nuevos pero tomando las limitaciones tecnológicas de esa época (1970), se aceptó de manera unánime el intervalo de frecuencias propuesto por los 5 laboratorios. Este intervalo se definió en las zonas del espectro donde las fuentes de interferencia cercanas a estos laboratorios tenían menor intensidad. Recordando que para finales de los 60's no existía aún el concepto de computadoras personales, tecnología digital, telefonía inalámbrica y televisión satelital, se entenderá por que es tan difícil realizar actualmente las mediciones de DP's en equipo instalado utilizando el método normalizado según *IEC 60270* [8].

Los avances a fines de la década de los 80's en la miniaturización e integración de circuitos electrónicos permitieron el desarrollo de digitalizadores de bajo costo y con capacidad de capturar las señales de DP's en un rango de frecuencia más

coherente con el fenómeno [9]. Algunas mediciones en laboratorio bajo condiciones controladas de interferencia demostraron que las formas de onda de la corriente producida por las DP's pueden alcanzar frentes de corta duración, del orden de 0.7ns [10]. Esto equivale a frecuencias cercanas a 1 GHz, tiempo en que el fenómeno de ionización transitoria puede ocurrir dentro de los defectos del aislamiento que originan las descargas parciales. El advenimiento de las computadoras personales a mediados de la década de los 80's y su uso extensivo durante los 90's rápidamente alteró el enfoque en el área de análisis de las DP's, migrando de sistemas predominantemente basados en hardware a sistemas basados en software [11-17]. Con el apoyo de la computación, los estudios se encaminaron al reconocimiento y clasificación de las descargas, involucrando el uso de redes neuronales [18-21] y de lógica difusa [22].

Algunos estudios indicaron que la magnitud de un pulso de descarga y su fase de ocurrencia son fuertemente influenciados por la ocurrencia de pulsos precedentes [23]. Este proceso no markoviano fue analizado por *Van Brunt* [24] utilizando un enfoque estocástico para aclarar la naturaleza estadística condicional del mecanismo de DP's. Los resultados obtenidos dieron lugar a cuestionamientos relacionados con la efectividad de la clasificación de patrones y al reconocimiento de descargas establecidos hasta esa fecha, tales como los listados en [25] así como a cualquier tratamiento de estos datos para mejorar la interpretación del fenómeno. Sin embargo, permitieron valorar la importancia práctica de los despliegues de magnitud y fase de los pulsos [26] y del análisis de la forma de las señales de descargas [27-29].

A pesar de todos estos progresos en el análisis del fenómeno, la interferencia electromagnética presente en el rango de frecuencias de medición normalizado para la detección de DP's es particularmente alta en las subestaciones y plantas donde el equipo de potencia se encuentra instalado. Siendo esta interferencia electromagnética el principal obstáculo para el diagnóstico en sitio de equipo de potencia, conviene buscar nuevas alternativas de medición aún y cuando no se respeten los límites normalizados de las frecuencias de medición.

Métodos modernos, como por ejemplo, el análisis electromagnético de *Pedersen* [30], permiten analizar la señal producida por una DP como el efecto de la inducción de cargas en movimiento. El analizar las señales de DP's en el ancho de banda en el que realmente ocurren y que excede por dos órdenes de magnitud al intervalo de frecuencia normalizado de banda ancha necesitaba una nueva nomenclatura que permitiera su designación. Fue así como se definió el término de mediciones de DP's en Banda Ultra Ancha (UWB) [31].

La aplicación de una técnica basada en esta tecnología se presenta en este trabajo de tesis para el diagnóstico temprano de problemas incipientes en el aislamiento de cables de energía.

1.3 Descripción del problema

La utilización de redes subterráneas de energía se considera más segura y confiable que la distribución aérea, pero conlleva diversos riesgos para la continuidad del servicio eléctrico. Los problemas comienzan desde el tendido de la red, puesto que los conductores aislados se ven expuestos a esfuerzos mecánicos tales como la separación de sus capas concéntricas debido a operaciones deficientes que favorecen excesos en su radio de curvatura. Estos esfuerzos ocasionarán defectos que serán los precursores de las DP's.

Una vez instalados los conductores, las condiciones de operación de la red son la principal causa de problemas relacionados con su aislamiento, además del envejecimiento natural que sufren en función del tiempo. Dos son los principales factores que repercuten en el deterioro del aislamiento de los cables de energía: el primer factor y tal vez el más adverso, es la temperatura de operación. Una alta temperatura de operación ocasionará cambios en la composición físico-química del material aislante, ya sea tipo sólido (polietileno de cadena cruzada XLPE, o goma de etileno propileno EPR) o bien, en aceite papel (aislado en aceite, cubierto con plomo PILC), debilitándolo, favoreciendo la aparición de defectos. Existen condiciones o eventos que incrementan la temperatura de operación de un cable. Entre otros se pueden mencionar la profundidad de instalación, el número de conductores instalados por trinchera, el tipo de recubrimiento mecánico, sobrecargas de la red, etc.

El segundo factor es el tipo de carga que alimentan los conductores. Debido a los avances de la tecnología de semiconductores de potencia y al auge de la computación, se ha incrementado la utilización de cargas no lineales, con el consecuente efecto térmico de las corrientes armónicas producidas por estas cargas. El efecto de las armónicas sobre los conductores es principalmente de carácter térmico, pero también, debido a la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, los armónicos de alta frecuencia pueden ser vistos como una fuente de transitorios de alta energía recurrentes, capaces de perjudicar a largo plazo las características del aislamiento.

Como se mencionó, uno de los métodos más eficientes para la detección de problemas en el aislamiento de cables de energía es la detección del nivel de descargas parciales. Esta técnica ha sido utilizada en fábrica como prueba de aceptación desde principios de los 60's [32], pero debido a los inconvenientes que presenta su aplicación en sitio, su interpretación y a su susceptibilidad a

interferencias, no ha tenido gran aceptación por parte de los grupos de diagnóstico. Los grandes inconvenientes de la aplicación de la técnica en sitio son el requerimiento de alta potencia en el circuito de medición para excitar la gran capacitancia de los cables, la elevada interferencia electromagnética presente en la mayoría de las instalaciones industriales y la atenuación de las señales de descargas parciales durante su camino al equipo detector, esto debido a que la medición se realiza en un extremo del circuito y si ocurre una DP cerca del extremo opuesto, deberá viajar toda la longitud del circuito del cable probado. Sin embargo, desde el punto de vista del propietario de la instalación, la principal desventaja radica en el hecho de que es necesario retirar de operación los circuitos bajo estudio y prepararlos para la realización de la medición. Este inconveniente redundando entonces en pérdidas económicas y problemas de logística, dado que el propietario de la instalación estima un costo mayor en la aplicación de la prueba que en la sustitución de algún circuito bajo sospecha de deterioro. Bajo estos prejuicios, en muchas ocasiones no se toma en cuenta el riesgo de daños en equipos principales, originados por simples fallas en los cables, considerados como equipo auxiliar barato.

Como resultado del análisis de estos inconvenientes, numerosas investigaciones han sido realizadas para determinar nuevas estrategias de detección de descargas parciales. Entre las principales está el empleo de nuevas bandas de frecuencia de medición, lo cual favorece la discriminación de la interferencia electromagnética y en teoría brinda información adicional sobre la física de la descarga. Desgraciadamente la utilización de esta tecnología está limitada por la longitud de onda de las descargas, que minimiza la región efectiva de análisis y por el grado de especialización requerido en control de circuitos de alta frecuencia por parte del ejecutante de la prueba.

Debido a lo anterior, la problemática asociada a la detección de descargas parciales en UWB, radica en el hecho de que, como para toda metodología de desarrollo reciente, aún se requieren establecer compromisos, criterios de diagnóstico y mejorar los equipos de detección. Estos aspectos de aplicación de la técnica están relacionados con las características constructivas y de instalación de cables subterráneos de energía, cuya longitud promedio es extremadamente grande en comparación con la longitud de onda de las DP's, favoreciendo la atenuación y los problemas de distorsión de las señales debido a reflexiones.

Un problema adicional que debe minimizarse o solucionarse es el impacto del ejecutante de la medición en los resultados obtenidos, por lo que es conveniente disminuir la complejidad de sensores y mejorar o automatizar los sistemas de detección. El obtener información suficiente o mejorar sustancialmente las condiciones de ejecución de la medición en línea de descargas parciales en UWB en cables de energía, contribuirá con la disminución de accidentes personales y

con la mejora del proceso de producción, minimizando los problemas socio-económicos asociados.

1.4 Objetivo

El objetivo de este trabajo de tesis es el aplicar técnicas distribuidas de diagnóstico, basadas en la detección de descargas parciales en banda ultra ancha, que permitan predecir o determinar la existencia de fallas incipientes en el aislamiento de cables de distribución subterráneos de energía.

1.5 Justificación

En estadísticas recientes se observa que las fallas en los equipos auxiliares de Subestaciones eléctricas (transformadores de instrumento, boquillas con graduación capacitiva, dispositivos de potencial, terminales y empalmes de cables de alta tensión, entre otros), son una de las principales causas de falla catastrófica y accidentes en el sector eléctrico [33].

Este problema se agrava debido a tres factores principales:

1. Alta probabilidad de ocurrencia de fallas debido a la gran población de estos equipos en subestaciones eléctricas e instalaciones industriales.
2. Características operacionales adversas en la mayoría de las instalaciones (humedad, contaminación, etc.)
3. Escaso diagnóstico y mantenimiento de estos equipos debido a que presentan un costo comparativamente bajo con respecto al equipo principal.

Un cambio en el paradigma que se tiene a la fecha con respecto al último punto en subestaciones e instalaciones industriales en operación, sería una alternativa eficaz y económica de reducir accidentes y fallas en estos equipos, pero para la ejecución de este cambio se requieren superar las siguientes limitaciones:

1. Las metodologías de diagnóstico a utilizarse deberán ser atractivas en costo.
2. Las técnicas a implantarse deberán ser realizadas en línea, debido a que, por factores económicos y de disponibilidad del servicio, no es factible retirar de operación estos equipos para su evaluación.
3. Las técnicas empleadas tendrán que ser robustas, confiables e inmunes a la alta interferencia electromagnética prevaeciente en las S.E.'s.

Se ha demostrado que una de las técnicas más sensibles para la cuantificación del grado de afectación de un aislamiento frente a un defecto o falla incipiente es la medición de descargas parciales.

Desgraciadamente, además de que para su ejecución, se requiere que el objeto bajo estudio esté fuera de línea, las técnicas tradicionales de medición de descargas parciales utilizan por norma frecuencias de medición de hasta 600 kHz, por lo que pierden información sobre el fenómeno de la descarga y además, son susceptibles a interferencias electromagnéticas que impiden su detección cuando los equipos se encuentran en ambientes de campo.

De acuerdo con lo anterior, la implantación de un esquema de medición que permita evaluar en línea los diversos equipos de alta tensión, sin interferencia y con una mejor interpretación de la física de la descarga, sería de gran utilidad para el sector eléctrico nacional.

1.6 Alcances del trabajo

El tema central de este trabajo es la aplicación de técnicas distribuidas de diagnóstico en banda ultra ancha, con la finalidad de predecir o determinar la existencia de fallas incipientes en aislamientos de cables de energía.

Como contribución del trabajo, se analizarán y se determinarán criterios, equipos y metodologías para la aplicación de técnicas de UWB de detección de descargas parciales en redes subterráneas de energía. Para tal fin, se enumeran las siguientes actividades:

1. Implantar metodologías no invasivas, confiables y de bajo costo para el diagnóstico de cables subterráneos de alta tensión, incluyendo sus empalmes y terminales.
2. Verificar la factibilidad de la aplicación de técnicas de UWB a cables con aislamiento sólido y tipo PILC.
3. Establecer las ventajas de la aplicación de técnicas en UWB sobre las técnicas convencionales.
4. Explorar durante el desarrollo del trabajo, alternativas de solución diferentes que pudieran servir como base a trabajos futuros.
5. Determinar el efecto de las condiciones de operación y manufactura en el deterioro de cables de energía.

1.7 Organización de la Tesis

Esta tesis consta de 6 capítulos, 2 anexos y un apéndice, los cuales se describen a continuación:

En el Capítulo Uno se presenta la introducción al problema de investigación que aborda esta tesis. Se hace una breve exposición de los antecedentes en el diagnóstico del aislamiento de cables de energía mediante detección de descargas parciales por métodos convencionales y en banda ultra ancha. Adicionalmente se plantea la justificación y el objetivo de esta tesis.

En el Capítulo Dos se presentan algunos aspectos relacionados con los procesos de degradación de aislamientos sólidos y PILC, originados por aspectos térmicos, por el Impacto de la demanda, el tipo de carga y por la configuración de las redes subterráneas.

En el Capítulo Tres se presentan los fundamentos teóricos del método normalizado de medición y la teoría básica de rompimiento dieléctrico.

En el Capítulo Cuatro se presenta el desarrollo y la implantación en sitio de la metodología de medición de descargas parciales en banda ultra ancha. Para este fin se presenta la teoría básica de las técnicas en UWB, los criterios para la selección de especímenes, el desarrollo y caracterización de sensores y la medición de descargas parciales en UWB.

En el Capítulo Cinco se presentan los resultados experimentales obtenidos, mediante el despliegue de diagramas $Q-\Phi$, $N-Q-\Phi$ y el análisis de patrones de las señales obtenidas en UWB. Se presenta la relación entre mediciones convencionales y en UWB.

En el Capítulo Seis se presentan las conclusiones obtenidas con el desarrollo de esta tesis. Se describen las aportaciones y se establecen las recomendaciones para trabajos futuros.

A continuación, se presenta la bibliografía utilizada como referencia para la realización de este trabajo de tesis.

Por último se presentan los Anexos A y B. El Anexo A presenta mediciones complementarias para la evaluación de redes subterráneas de energía, principalmente relacionadas con aspectos térmicos. El Anexo B muestra la secuencia de pasos seguida para obtener la función de transferencia del sensor utilizado para la medición distribuida de descargas parciales en este trabajo de tesis. Como apéndice se presenta la lista de publicaciones nacionales e internacionales generadas por este trabajo de tesis.

CAPÍTULO

2

Antecedentes y fundamentos teóricos

A continuación se presentan antecedentes y fundamentos teóricos relacionados con la problemática que se presenta en las líneas subterráneas de energía. Se determina el por qué estas líneas de energía se prefieren en algunas circunstancias sobre las líneas aéreas y se listan aspectos relacionados con la degradación de sus aislamientos.

2.1 Clasificación de las líneas eléctricas de distribución. Ventajas y desventajas

Tanto en México, como a nivel mundial, se utilizan tres tipos de líneas o sistemas de distribución eléctrica: líneas aéreas, líneas subterráneas y la mezcla de los dos tipos anteriores. Cada uno de estos tipos de líneas, presentan ventajas y desventajas de distinta índole, que pueden englobarse en aspectos cuantitativos y cualitativos [34]. Las ventajas y desventajas de cada línea englobadas de esta manera se presentan a continuación:

2.1.1 Aspectos cuantitativos

2.1.1.1 Inversión inicial

Este parámetro favorece ampliamente a las líneas aéreas de distribución, cuyo comparativo con la inversión inicial de las líneas subterráneas de distribución varía desde 1:1 hasta 20:1, dependiendo de la situación. El tamaño del diferencial de costo depende de las opciones de diseño dentro de cada una de las categorías más grandes de la arquitectura del sistema.

2.1.1.2 Vida útil

Este es un parámetro muy importante a tomarse en cuenta para la estimación de costos futuros de reemplazo y mantenimiento. El impacto de este parámetro en la comparación de ambos tipos de líneas de distribución presenta mucha incertidumbre. De cualquier manera, la vida útil de un sistema subterráneo alcanza comúnmente de 20 a 40 años, mientras que los sistemas aéreos alcanzan de 30 a 50 años dependiendo de las condiciones ambientales locales.

2.1.1.3 Crecimiento futuro y expansión

Nuevamente los sistemas aéreos presentan una mayor facilidad de actualización a un costo menor. La capacidad de las líneas por ejemplo, puede elevarse fácilmente incrementando el tamaño del conductor, aumentando el número de fases o incrementando el número de circuitos. Esto no siempre es posible de lograr con el empleo de redes subterráneas. Sin embargo, en sistemas subterráneos con trincheras existentes, la instalación de cable es económicamente equivalente a la instalación de líneas aéreas.

2.1.1.4 Confiabilidad

La confiabilidad de los sistemas de distribución tiene un enorme impacto sobre la economía. La frecuencia y la duración de eventos de falla en redes de distribución conlleva a riesgos en la producción de satisfactores y costos adicionales por operaciones de reparación. Este es el punto fino que favorece ampliamente a las redes subterráneas sobre las redes aéreas.

La mayoría de las salidas de operación de las líneas aéreas está relacionada con factores ambientales y ocurren a razón de 6 a 20 fallas por cada 100 km de alimentador primario por año. Para cables subterráneos, la mayoría de las salidas durante la vida útil del sistema son causadas por problemas durante la instalación del mismo. En cables ya instalados y con tiempos largos de operación los principales problemas se deben a descargas parciales y a problemas en empalmes. En general, la tasa de falla en cables subterráneos varía de 1 a 9 fallas por cada 100 km de alimentador primario por año.

Los costos de reparación de las líneas aéreas son más económicos, ya que las 4 fases de reparación: localización de la falla, aislamiento de la falla, reparación y reemplazo del segmento afectado y por último la restauración del sistema se hacen de manera más expedita. Sin embargo, la arquitectura de los sistemas subterráneos permite una mayor continuidad del servicio al presentar un eficiente mallado.

Debido a los requerimientos energéticos y sociales actuales, este es el parámetro decisivo en instalaciones críticas, de gran importancia estratégica e importancia social, por lo que los sistemas subterráneos cobran un valor especial.

2.1.1.5 Tiempos de operaciones de rutina, mantenimiento y reparación

Como ya se mencionó, los tiempos asociados a estas maniobras y los costos de las mismas, son menores para líneas aéreas, sin embargo, con técnicas avanzadas de diagnóstico, como la propuesta en este trabajo de tesis, el

diferencial se reduce notablemente sin sacrificar la confiabilidad de los sistemas subterráneos.

2.1.2 Aspectos cualitativos

Entre estos aspectos se tiene el factor estético, la seguridad, los requerimientos de ley, los aspectos ambientales y políticos, etc.

En áreas densamente pobladas como las principales capitales del país o bien en instalaciones industriales críticas, estos factores toman una considerable importancia, favoreciendo ampliamente la utilización de redes subterráneas.

El factor estético cobra una gran importancia cuando la instalación se realiza en centros turísticos o comerciales, donde la contaminación visual ocasionada por las líneas de transmisión aéreas perjudica notablemente las características arquitectónicas y ecológicas del entorno.

De acuerdo con lo anterior y con el objetivo de conocer los principales problemas de deterioro de los cables instalados en redes subterráneas de distribución, se procederá ahora al estudio de los problemas de degradación que tienen asociados.

2.2 Procesos de degradación de aislamientos

El aislamiento de los cables de energía está sujeto a esfuerzos eléctricos, problemas de disipación de calor y parámetros ambientales como agua y en algunos casos radiación. La degradación en función del tiempo del aislamiento debido a estos factores es un aspecto importante de investigación.

El tiempo que tarda un aislamiento eléctrico sin presentar falla, después de la aplicación de voltaje es llamado tiempo de vida. Es muy importante entender qué ocurre dentro de este periodo. Algunos factores que determinan la degradación son conocidos, pero no está muy claro su mecanismo de ocurrencia. Sin embargo, a pesar de la incertidumbre en el estudio de estos mecanismos, es posible establecer una relación empírica entre la tensión aplicada (V) y el tiempo de vida (t_v). Esta relación es la siguiente:

$$t_v = \frac{A}{V^n} = \frac{K}{F^n} \quad (2.1)$$

Donde A , K , y n son constantes y F es el esfuerzo eléctrico [35]. Esta relación es lineal cuando se representa en una escala logarítmica doble. La tensión crítica de operación puede ser considerada de la siguiente manera: considérese una región susceptible de descargas internas, en la cual no ocurrirá descarga a tensiones

previas a la tensión de inicio de descargas V_i . En este caso la siguiente relación aplica:

$$t_v = \frac{B}{(V_l - V_i)^n} = Ce^{\left(\frac{V_l - V_i}{D}\right)} \quad (2.2)$$

De cualquier manera, puesto que es muy difícil hallar V_i , esta ecuación no es utilizada para analizar la característica voltaje-tiempo. Esta relación no es única, pero es de las más utilizadas ya que está basada en el modelo de Weibull.

De acuerdo con la anterior puede estudiarse de mejor manera la característica voltaje-tiempo con dos enfoques: uno basado en el proceso físico en el cual se desarrolla el proceso de degradación de interés y que es utilizado en este trabajo de tesis y por otro lado, un segundo enfoque basado en procesos matemáticos o en el análisis del comportamiento estadístico de la ruptura eléctrica.

A continuación se presenta un breve análisis de los procesos de deterioro del aislamiento de cables de energía, considerando condiciones de operación, instalación y cargas no lineales.

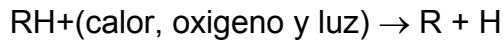
2.3 Aspectos térmicos relacionados con el deterioro de aislamientos sólidos y tipo PILC

El deterioro de los materiales orgánicos aislantes tiene su origen en cambios químicos en su estructura. De manera general, las reacciones químicas relacionadas se incrementan cuando la temperatura se eleva, por lo que la degradación del aislamiento se acelera. Este deterioro se manifiesta de diversas maneras, física, mecánica y eléctrica. Algunos parámetros macroscópicos de interés, tales como el factor de disipación, el voltaje de rompimiento y la resistencia mecánica, deberían ser obtenidos o estimados a partir del nivel de deterioro termoquímico, pero en general, esto no siempre es fácil de lograr.

Considerando por ejemplo un aislamiento tipo PILC, la resistencia mecánica decrece más rápido en función del incremento de temperatura. Por otro lado, el rompimiento eléctrico puede iniciarse por la generación de gas que puede acompañar al decremento de la resistencia mecánica. Estos indicios de deterioro revelan degradación térmica, la cual es comúnmente detectada a través de la medición de otro parámetro. En el caso del aislamiento tipo PILC, por ejemplo, es posible determinarla a través de la degradación del papel.

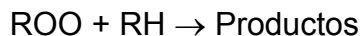
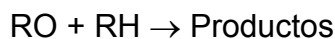
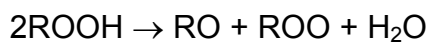
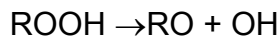
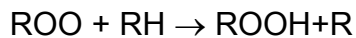
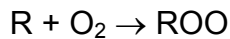
En el caso de aislamientos sólidos, la degradación térmica de gomas y plásticos es generalmente gobernada por las siguientes reacciones químicas:

- Reacción inicial:

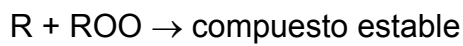
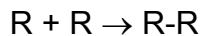


Donde R es un hidrocarburo saturado.

- Reacción de crecimiento:



- Reacciones finales



Los polímeros representados por R, exhiben su propia reactividad específica con el oxígeno y su grado de disociación con calor y luz. Por lo tanto, los diferentes polímeros son caracterizados por sus diferentes comportamientos de oxidación y de envejecimiento térmico. La temperatura permisible máxima de operación es más o menos estimable sobre la base del proceso de envejecimiento térmico [36].

2.4 Impacto de la demanda en la degradación de aislamientos sólidos

Debido a las condiciones determinísticas que se presentan en periodos largos de análisis, es posible correlacionar la carga demandada con el deterioro del aislamiento de los cables de energía. Debido a la explosión demográfica y al incremento industrial, las redes antiguas o bien, las redes diseñadas con criterios inadecuados de planeación a futuro, se ven comúnmente expuestas a sobrecargas y de manera normal, a fluctuaciones o ciclos variantes en el tiempo de la carga demandada. A continuación se presentan algunas relaciones y consideraciones útiles para establecer criterios base para análisis estadístico de la

conexión entre las condiciones de carga del sistema y el deterioro del aislamiento de cables de energía.

Los estándares internacionales [37], tratan con especificaciones de corriente a factores de carga del 100%, por lo que se puede considerar que el análisis en que se basan, corresponde principalmente a estado estacionario.

Para ciclos de cargas variables, se ha introducido en el cálculo del circuito térmico equivalente de cables de energía, un parámetro llamado factor de pérdidas. Este método es la base de las tablas de ampacidades permisibles establecidas por IEEE [38]. El método de cálculo está basado en el siguiente principio: Las características térmicas de un cable enterrado tienen una constante de tiempo alta, por lo que su temperatura permanece relativamente estacionaria y es una función del promedio de las pérdidas durante los ciclos de carga. Por otro lado, la temperatura de un conductor sigue inmediatamente las fluctuaciones de corriente, por lo que la máxima temperatura es función de la máxima corriente circulante. Las partes constitutivas adicionales del cable también siguen las fluctuaciones de carga y están involucradas también en el análisis.

El factor de carga diario es:

$$\text{factor de carga} = \frac{\sum_{i=0}^{23} I_i}{24I_{\max}} \quad (2.3)$$

Donde I_i son las lecturas de carga en Amperes correspondientes a un periodo de $i=24$ horas.

El factor de pérdidas diario de acuerdo con IEC [39] y con CIGRÉ [40], está definido como:

$$\mu = \frac{\sum_{i=0}^{23} (I_i)^2}{24I_{\max}^2} \quad (2.4)$$

Para cuando el factor de carga diario es conocido, la literatura [41] provee la siguiente relación para el cálculo del factor de pérdidas:

$$\gamma = 0.3(\text{factor de carga}) + 0.7(\text{factor de carga})^2 \quad (2.5)$$

En general, el grupo de estándares IEC 853 [42], basado en estudios del CIGRÉ [43], provee procedimientos de cálculo para especificaciones de carga con diferentes ciclos, incluyendo las tablas requeridas, diagramas y métodos computacionales.

Como se puede ver, nuevamente todos los parámetros de dependencia de la demanda, repercuten en la temperatura de operación del cable bajo análisis, incluso de manera acentuada al generar esfuerzos mecánicos microscópicos debidos a la alternancia de condiciones de carga.

2.5 Impacto de los diferentes tipos de carga y configuración de las redes subterráneas en el deterioro de aislamientos sólidos

El advenimiento de las cargas no lineales, producto del desarrollo de la electrónica de potencia y de la computación, ha establecido cambios importantes en el diseño de cables de energía.

Bajo condiciones estacionarias y cuasi-estacionarias de voltaje, el desempeño de un cable es determinado por la resistencia de sus diversos componentes, como son el conductor, el aislamiento, la pantalla y la armadura protectora. Puesto que algunos de estos parámetros son no lineales, la especificación de corriente y los esfuerzos eléctricos a través del aislamiento son una compleja función de la temperatura a través del aislamiento del cable y de la corriente circulante.

La temperatura que se presenta a través del aislamiento, depende de la resistencia térmica del suelo y de los componentes del cable.

Asumiendo la ecuación (2.6) con conductividad dada por (2.7), donde V es el voltaje aplicado, θ es la temperatura en el radio r , α es una temperatura constante, b es un esfuerzo eléctrico constante, σ_0 es la conductividad base del aislamiento y E el gradiente de potencial con respecto al radio, se muestra la alta dependencia de la conductividad de un dieléctrico de la temperatura y el esfuerzo eléctrico aplicado.

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0 \quad (2.6)$$

$$\sigma = \sigma_0 e^{(\alpha\theta + bE)} \quad (2.7)$$

A pesar de que estas dos ecuaciones son más bien utilizadas para evaluar el desempeño de un cable en corriente directa, son válidas para cables en corriente alterna que alimentan cargas no lineales. Esto es posible debido a que se toman en cuenta para el análisis las componentes de corriente directa presentes en el análisis armónico de CA.

Debido a que los cables son generalmente parte de un sistema de potencia de corriente alterna, experimentan algunos problemas relacionados con la frecuencia. Los cables puede ser sujetos a componentes de alta frecuencia que favorezcan la

aparición del efecto piel o a sobre-voltajes transitorios de cualquier polaridad. Estos eventos pueden deberse a una gran variedad de condiciones de operación, por ejemplo:

1. Inversión de polaridad de la componente de CD debido a cambios de dirección de transporte eléctrico.
2. Falla de un semiconductor de potencia de algún convertidor instalado en la red
3. Conmutación de convertidores
4. Impulsos de rayo en líneas aéreas asociadas a la instalación del cable

La rigidez dieléctrica de cables con aislamiento tipo PILC bajo condiciones combinadas de CD y transitorios de voltaje, ha sido estudiada por muchos autores. [44]

Los principales mecanismos que causan la disminución de la rigidez dieléctrica debido a cargas no lineales son:

1. Formación de burbujas en los claros entre el aislamiento y el conductor
2. Polarización del dieléctrico bajo componentes de CD

Asimismo, el número de aplicaciones de transitorios repetitivos, por ejemplo, conmutaciones de semiconductores y el intervalo entre aplicaciones, también afectan la rigidez dieléctrica. Un análisis detallado de la distribución de esfuerzos bajo condiciones transitorias está dado por [45].

Analizando ahora el deterioro de un conductor aislado instalado en una red subterránea, originado por las condiciones del tendido, se tienen los siguientes factores a considerar:

1. Pérdidas en las pantallas del cable
2. Pérdidas por corrientes parásitas en armaduras
3. Pérdidas en el aislamiento
4. Sobrecalentamiento de los cables debido a alta resistencia térmica del suelo
5. Exceso de circuitos instalados por trinchera
6. Profundidad de instalación inadecuada
7. Ingreso de humedad, contaminación por hidrocarburos o suciedad a las trincheras

Como se puede ver, en el caso de las condiciones de instalación, también se aprecia la íntima relación entre la degradación dieléctrica y el efecto térmico en un cable de energía. En los puntos anteriores, las pérdidas en pantallas, armaduras y aislamientos, repercuten en incrementos de temperatura, mientras que el ingreso de contaminantes repercute directamente en el incremento de problemas de aislamiento.

En el capítulo siguiente se presentan los resultados obtenidos con el método convencional en mediciones en laboratorio y en sitio y las desventajas asociadas a este método.

CAPÍTULO

3

Método convencional de detección de descargas parciales

Como se mencionó anteriormente, el principal obstáculo para la medición de descargas parciales en sitio es la interferencia electromagnética presente en el rango de frecuencias de medición. Esta interferencia es alta en las subestaciones y plantas donde los cables de energía se encuentran instalados, debido a que se ven afectados por señales comerciales de radio, efecto corona y ruido eléctrico.

Las frecuencias de medición de DP's por el método convencional, se seleccionan mediante la utilización de amplificadores electrónicos sintonizados oscilantes, cuyas frecuencias de corte que se encuentran entre 30 kHz y 500 kHz.

Debido al tipo de amplificador empleado y por lo tanto, a los anchos de banda utilizados, las mediciones se subdividen en dos tipos, el primer tipo se identifica como de banda ancha, por tener un ancho de banda que se encuentra entre 100 y 300 kHz. El segundo tipo de medición, debido al empleo de un amplificador normalizado de alta calidad (Q), es llamado de banda angosta, cuyo ancho puede ajustarse entre 5 y 30kHz y la frecuencia central de medición puede moverse dentro de los límites de la banda ancha.

Con el afán de establecer niveles aceptables en equipos nuevos pero tomando en cuenta las limitaciones tecnológicas de la época de estandarización (1970), se aceptó de manera unánime el rango de frecuencias descrito. Este rango se definió en la zonas del espectro donde los efectos de las fuentes de interferencia cercanas a los laboratorios participantes en la estandarización tenían menor intensidad y por lo tanto, en la actualidad ya no se justifica.

A continuación se presentan algunos aspectos teóricos relacionado con la formación y detección de descargas parciales por métodos convencionales.

3.1 Conceptos básicos de campos eléctricos

El diseño apropiado de cualquier equipo de alta tensión requiere un completo conocimiento de la distribución del campo eléctrico y de los métodos para controlar este campo. Mas aún, para un completo entendimiento de los modos de falla de los aislamientos, algunos conceptos de campos son un prerrequisito, por lo que se presenta aquí una breve introducción al tema.

La intensidad de campo eléctrico E en cualquier posición dentro de un campo electrostático está relacionado con la fuerza que experimenta una carga q como $F=qE$. Más aún, la densidad de flujo eléctrico D asociada con E esta dada por $D=\varepsilon E$, donde $\varepsilon=\varepsilon_r\varepsilon_0$ es la permitividad absoluta del medio en el cual existe el campo eléctrico. Si el medio está libre de distribuciones de carga volumétricas, el campo eléctrico se obtiene de la solución de la ecuación de Laplace:

$$\nabla^2 \phi = 0 \quad (3.1)$$

Donde el operador ∇^2 es conocido como el laplaciano y ϕ es el potencial que está relacionado con E y con la trayectoria l a través de la cual se mueve la carga como:

$$\phi = -\int E \cdot dl \quad (3.2)$$

Si el medio tiene una distribución de carga volumétrica ρ_v , entonces el campo es gobernado por la solución de la ecuación de Poisson.

$$\nabla^2 \phi = \frac{-\rho_v}{\varepsilon} \quad (3.3)$$

Hablando generalmente, la distribución de campo en una región puede ser clasificada como homogénea (uniforme) y como no homogénea (no uniforme). En un campo homogéneo, E es el mismo en toda la región de análisis, mientras que en un campo no homogéneo, el campo E es diferente en diferentes puntos de la región. En geometrías coaxiales y con ausencia de distribuciones volumétricas de carga, E en un campo no homogéneo comúnmente tiene su máximo valor en la superficie del conductor que tiene el radio de curvatura más pequeño y alcanza su valor mínimo en el conductor que tiene el mayor radio de curvatura o en el electrodo a potencial de tierra. En este caso, el campo es no homogéneo. La mayoría de los casos prácticos en alta tensión tiene campos no homogéneos y distribuciones asimétricas de campo. Los campos eléctricos uniformes o aproximadamente uniformes sólo existen entre dos electrodos planos paralelos infinitos. Los ejemplos de campos no uniformes se dan claramente en las configuraciones punta-punta y punta-plano.

Muchas veces, es necesario para el diseñador o investigador saber el máximo valor del campo eléctrico en una configuración determinada de electrodos o en la presencia de protuberancias que contribuyan a incrementar el valor de E . En estos casos, el concepto de factor de campo es de gran utilidad. Este factor se define como:

$$f = \frac{E_{\max}}{E_{av}} \quad (3.4)$$

Donde E_{av} es el valor promedio de la intensidad de campo en la región de análisis y es igual a la diferencia de potencial aplicada dividida por la distancia de separación entre electrodos. En la literatura es posible encontrar valores de f para la mayoría de las geometrías de interés para los ingenieros de alta tensión.

En el caso de las descargas parciales en cables, aunque realmente las geometrías de las cavidades que están alojadas dentro del dieléctrico marcan la pauta para la elección del tipo de campo que gobierna el fenómeno, es conveniente utilizar la aproximación inicial de que el campo interno dentro de una cavidad es homogéneo, siempre y cuando no haya iniciado un fenómeno de avalancha que contribuya a la distorsión del campo interno. A continuación se aclara más esto.

3.2 Campos dentro de cavidades

Las cavidades se originan dentro de aislamientos sólidos, líquidos y compuestos durante su manufactura o su operación. Tales cavidades son comúnmente volúmenes de un material de menor densidad o bien, de un gas atrapado en el material aislante. Estos espacios de gas experimentan esfuerzos eléctricos más elevados que el material aislante como resultado de su permitividad eléctrica más baja. Una cavidad cuyo diámetro perpendicular al campo eléctrico es apreciablemente más grande que su diámetro en la dirección del campo, y cuando su profundidad es pequeña comparada con el total del espacio de aislamiento, experimenta un campo eléctrico E_c bajo tensiones de corriente alterna dado por:

$$E_c = \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon_c} E_d \quad (3.5)$$

Donde E_d es la intensidad de campo en el medio dieléctrico. Para una cavidad gaseosa cuyo diámetro es ligeramente más pequeño en proporción con su profundidad en la dirección del campo eléctrico, el campo eléctrico en la cavidad se hace aproximadamente igual al del medio aislante, esto es $E_c = E_d$. Para una cavidad perfectamente esférica que tenga una profundidad igual al diámetro de la cavidad, el campo E está dado por:

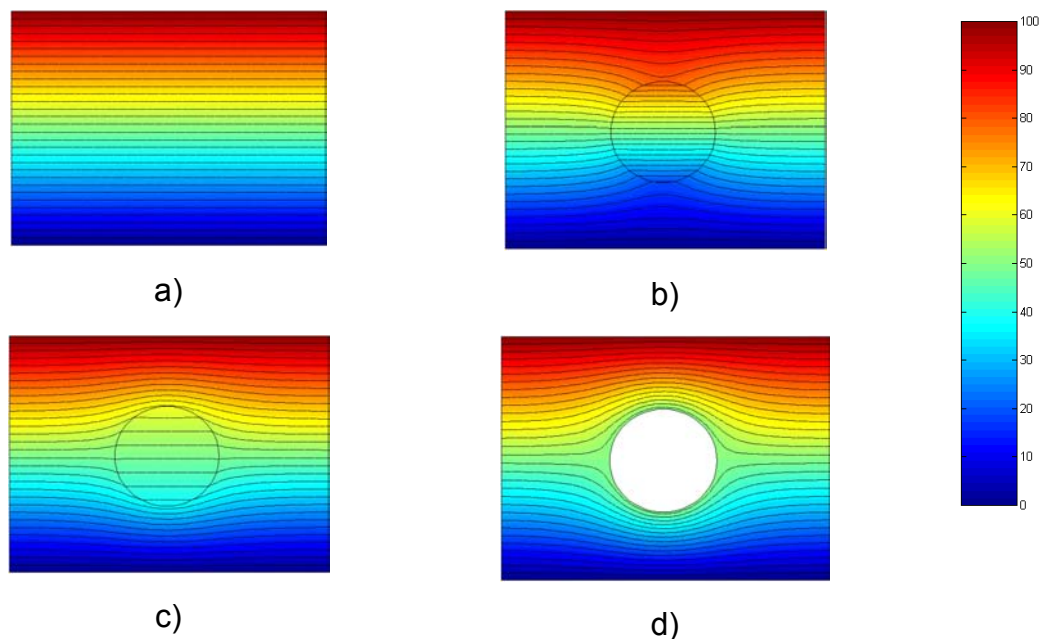
$$E_c = \left(\frac{3\varepsilon_d}{\varepsilon_c + 2\varepsilon_d} \right) E_d \quad (3.6)$$

En las **Figuras 3-1 a, b y c** se presentan los casos en que la permitividad de la cavidad es igual (dieléctrico sin cavidad), menor y mayor que la permitividad del

medio aislante que aloja la cavidad. Nótese que las líneas equipotenciales dentro de la cavidad no sufren distorsión alguna y por lo tanto el asumir de que el problema de descargas puede ser inicialmente tratado en el contexto de los campos eléctricos homogéneos parece adecuado.

3.3 Campos en partículas flotadas

En aislamientos gaseosos, líquidos y compuestos, así como en sistemas aislados al vacío, se pueden introducir partículas conductoras libres durante su manufactura, instalación y operación. Estas partículas pueden adquirir carga eléctrica como resultados de diversos mecanismos y pueden moverse por el aislamiento. El campo eléctrico en los extremos de tales partículas puede amplificarse y por lo tanto, puede disparar el rompimiento eléctrico del medio aislante (**Figura 3-1d**). En la presencia de distribuciones volumétricas de carga electrónicas o iónicas y para partículas de resistividad considerable, los factores de campo son influenciados significativamente por parámetros experimentales.



- a) Dieléctrico sin cavidad
- b) Cavidad con permitividad inferior a la del dieléctrico
- c) Cavidad con permitividad superior a la del dieléctrico
- d) Partícula conductora flotada

Figura 3- 1 Distribución de líneas equipotenciales en cavidades y partículas conductoras

3.4 Dieléctricos gaseosos

A pesar de que el aislamiento de los cables de energía puede considerarse sólido, realmente se trata de un aislamiento compuesto y sus defectos, cavidades internas, por ejemplo, son componentes gaseosos y en algunos casos líquidos.

Debido a lo anterior, es de vital importancia para entender los fenómenos relacionados con las descargas parciales, estudiar el comportamiento de los dieléctricos gaseosos, como a continuación se procede:

Los gases son el aislamiento más simple y más utilizado, así como el material más común en cavidades dentro de aislamientos sólidos, líquidos y compuestos. De acuerdo con lo anterior, es necesario conocer su comportamiento eléctrico, especialmente los procesos físicos que conducen a su ionización y rompimiento. A continuación se mencionan los mecanismos básicos de rompimiento de gases para poder entender sus implicaciones en el deterioro del aislamiento de cables de energía.

3.5 Comportamiento de los gases bajo condiciones libres de campo eléctrico

En la ausencia de campo eléctrico, un gas obedece la ley de Boyle:

$$Pv = C \quad (3.7)$$

Donde P y v son la presión del gas y el volumen y C es una constante la cual depende de la temperatura absoluta T y la masa m . De cualquier manera, v varía con T de acuerdo con la ley de Gay Lussac:

$$\frac{v}{v_0} = \frac{T}{T_0} \quad (3.8)$$

Donde v_0 y T_0 son los valores iniciales de volumen y temperatura. De las ecuaciones (3.7) y (3.8) se puede obtener:

$$Pv = n_k RT \quad (3.9)$$

Donde n_k es el número de kmoles de gas y R es la constante universal de los gases, cuyo valor es 8314 J/°K.

Asumiendo que N_0 es el número de moléculas de gas en un mol (número de Avogadro) = 6.02×10^{23} moléculas/mol y N' es el número de moléculas totales en el gas, el cual es igual a Nv , donde N es la densidad del gas. Si n_k en la ecuación (3.9) se reemplaza por N'/N_0 , y N' por Nv , puede obtenerse:

$$Pv = \frac{N'}{N_0} RT = \frac{N_v}{N_0} RT \quad (3.10)$$

Por lo que:

$$P = NkT \quad (3.11)$$

Donde $R/N_0 = k =$ Constante de Boltzmann $= 1.3806 \times 10^{-23}$ °K.

Utilizando los mecanismos clásicos con algunas suposiciones, la energía cinética de un gas puede relacionarse con su energía térmica por:

$$\frac{1}{2} mv^2 = \frac{3}{2} kT \quad (3.12)$$

Donde v es la velocidad molecular. En la ausencia de campo eléctrico, las moléculas de gas tiene velocidades aleatorias variando desde cero hasta infinito. Maxwell derivó la función de distribución de velocidades moleculares y probó que esta función es única para una temperatura fija del gas. La ecuación que caracteriza esta distribución es:

$$f(v_r) = \frac{4}{\sqrt{\pi}} v_r^2 e^{(-v_r^2)} \quad (3.13)$$

Donde la velocidad relativa v_r está dada por $v_r = v/v_p$ y v_p es la velocidad más probable.

Puesto que las moléculas de gas se mueven aleatoriamente, ellas colisionarán con otras moléculas y con las paredes del contenedor. La distancia de una partícula que atraviesa entre dos colisiones sucesivas es llamada distancia libre (λ). Obviamente la distancia libre difiere significativamente y por lo tanto el concepto de distancia libre media ($\bar{\lambda}$) es más práctico. Si hay N_p pares de partículas de radio r_1 y r_2 , entonces:

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{\pi(r_1 + r_2)^2 N_p} = \frac{1}{\delta} \quad (3.13)$$

Donde δ es la sección transversal efectiva de colisión. Para un gas determinado, $\bar{\lambda}$ es directamente proporcional a la presión del gas. Debe notarse que $\bar{\lambda}$ varía para cada tipo de gas.

3.6 Generación de partículas cargadas

Si se aplica una tensión entre dos electrodos separados por un gas aislante, la corriente de conducción fluirá sólo si hay partículas cargadas en el medio gaseoso. Tales partículas pueden incluir:

1. Un electrón (carga negativa)
2. Un ión positivo (átomo neutro con déficit de un electrón)
3. Un ión negativo (átomo neutro con exceso de un electrón)

Estas partículas se pueden generar a partir de varios procesos. La Figura muestra los principales procesos que conducen a la generación de tales partículas en una descarga en un medio gaseoso.

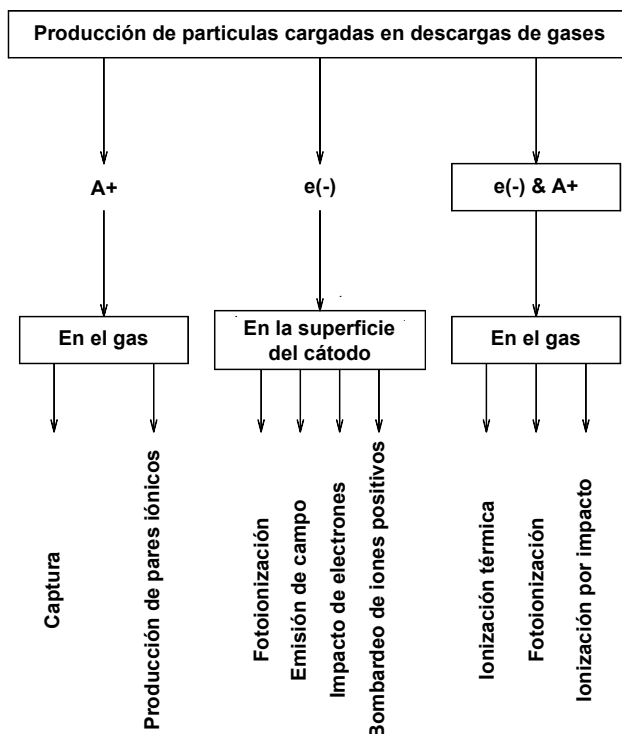


Figura 3- 2 Principales procesos que conducen a la generación de partículas cargadas en un gas

Antes de discutir algunos de estos procesos, la teoría de Bohr relacionada con la estructura atómica y los niveles de energía se presenta de manera sintetizada a continuación:

1. Los electrones sólo pueden existir en orbitas estables discretas alrededor del núcleo sin radiar ninguna energía. Estas órbitas estables están localizadas a una distancia r del centro del núcleo, según:

$$r = \frac{qh}{2\pi m_e v_e} \quad (3.14)$$

2. Donde q es un número cuántico (entero), h es la constante de Planck, cuyo valor es 6.6257×10^{-34} Js, v_e es la velocidad del electrón y m_e es la masa del electrón.
3. Cuando la energía de un átomo cambia de un valor W_1 a un nivel más bajo W_2 , la energía excedente es emitida como un cuanto de radiación (fotón) cuya frecuencia f_p está relacionada con la constante de Planck como:

$$hf_p = W_1 - W_2 \quad (3.15)$$

La generación de electrones libres puede obtenerse de la ionización de átomos neutrales o de la liberación de iones negativos. El proceso de ionización necesita una cantidad mínima específica de energía. Si la energía absorbida por un átomo es más baja que esta cantidad específica, esta puede conducir a la excitación del átomo, donde el electrón no abandonará el átomo pero se mueve a un nivel más alto de energía (o a una órbita más exterior). Normalmente el estado de excitación no es estable y el átomo absorbe más energía para ser ionizado o puede regresar a su estado estable original radiando la energía excedente. A continuación se presenta una breve descripción de los principales procesos de ionización.

3.6.1 Ionización por colisión

Cuando se aplica un campo eléctrico entre dos electrodos y hay un electrón libre en el espacio entre estos electrodos. Este electrón gana energía mientras viaja hacia el ánodo. Durante su recorrido, colisiona con moléculas neutras de gas. Si la energía del electrón es menor que la energía de ionización del átomo o molécula de gas, se tendrá una colisión elástica. Alternativamente, el átomo de gas puede ser excitado. De cualquier manera, cuando la energía del electrón es mayor que la energía de ionización, puede ocurrir una colisión inelástica, causando la ionización del átomo o molécula de gas. En tales colisiones inelásticas, cada impacto produce un ión positivo y un electrón adicional. El ión positivo es atraído hacia el cátodo. Ahora esos dos electrones ganarán energía del campo eléctrico y pueden ionizar mas moléculas o átomos de gas. Dependiendo de las condiciones físicas, este proceso puede ya sea alcanzar una condición estable, donde un cierto número de partículas cargadas es generado y cierta corriente de conducción fluye, o bien el proceso de ionización progresa como avalancha conduciendo al rompimiento del medio aislante. En la **Figura 3-3** se esquematiza el proceso de

ionización por colisión. Las siguientes relaciones delimitan la progresión de la ionización de este proceso.

$$\begin{aligned}
 A + (-e) &\rightarrow A^+ + (-e) + (-e) \quad \text{ó} & (3.16) \\
 A + 1(-e) &\rightarrow 2(-e) + A^+ \\
 2A + 2(-e) &\rightarrow 4(-e) + 2A^+ \\
 4A + 4(-e) &\rightarrow 8(-e) + 4A^+ \quad \text{y así sucesivamente}
 \end{aligned}$$

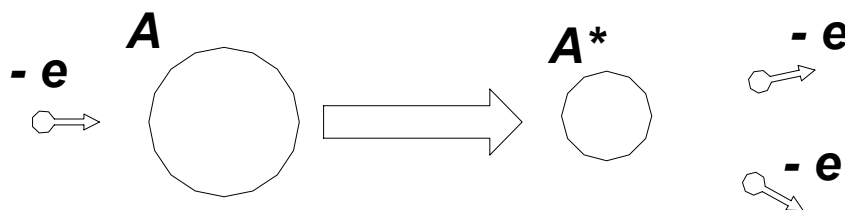


Figura 3- 3 Representación gráfica de la ionización por colisión

3.6.2 Fotoionización (ionización por radiación)

Un átomo excitado tiene generalmente un tiempo de vida en el intervalo de 10^{-7} a 10^{-9} s. Cuando retorna a su estado basal, emite la energía adicional como un fotón. Tales fotones de baja energía pueden conducir a ionización como sigue:

$$\begin{aligned}
 A^* &\rightarrow A + hf_p & (3.17) \\
 B + hf_p &\rightarrow B^+ + (-e)
 \end{aligned}$$

Donde A^* representa el estado de excitación de un átomo A y hf_p es la energía del fotón, la cual se asume superior a la energía de ionización de un átomo B .

En la **Figura 3-4** se representa esquemáticamente la ionización por radiación, prescindiendo del átomo B mencionado arriba. Las fuentes externas como rayos x, radiación nuclear o rayos cósmicos puede causar fotoionización de niveles mucho más energéticos dentro de una molécula. La fotoionización es un proceso importante, especialmente en el rompimiento de mezclas de gases compuestos de gases raros cuyos estados de excitación pueden tener tiempos de vida muy largos.

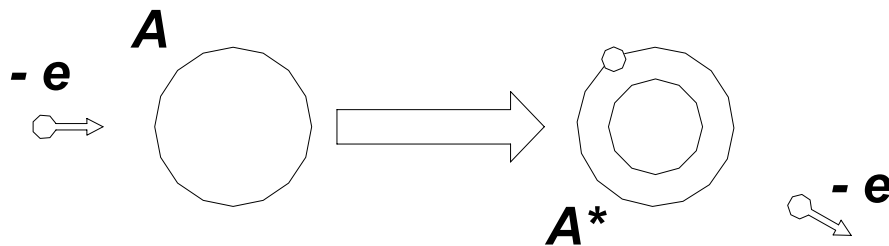


Figura 3- 4 Representación gráfica de la fotoionización

3.6.3 Ionización térmica

Un incremento suficiente de la temperatura del gas puede causar que sus partículas se muevan más rápido, y consecuentemente pueden causar ionización por colisión entre átomos o moléculas. La energía térmica W_t puede causar ionización por si misma a altas temperaturas, como en el caso de flamas y arcos como sigue:



3.6.4 Liberación electrónica

Un electrón puede liberarse de iones negativos como sigue:



A pesar de que el número de partículas cargadas no se incrementa en este proceso, la liberación electrónica puede ser considerada como un proceso de ionización puesto que en este proceso, los iones negativos de lento movimiento se convierten en electrones de rápido movimiento. Puesto que la energía cinética es directamente proporcional a la masa y al cuadrado de la velocidad, los más ligeros pero rápidos electrones tendrán mucho más energía cinética comparados con los pesados pero lentos iones negativos. Por lo tanto, los electrones pueden causar ionización de manera más efectiva que los iones negativos.

Todos los procesos de ionización anteriormente mencionados generan distribuciones volumétricas de carga en el volumen de la cavidad gaseosa donde tienen lugar. En la **Figura 3-5** se muestra una imagen de una cavidad obtenida con un microscopio electrónico, donde se muestra la presencia de una distribución volumétrica de cargas [46]. Debe notarse que el término volumétrico no excluye

las cargas superficiales que se depositen en las paredes internas del volumen de control establecido por la cavidad.

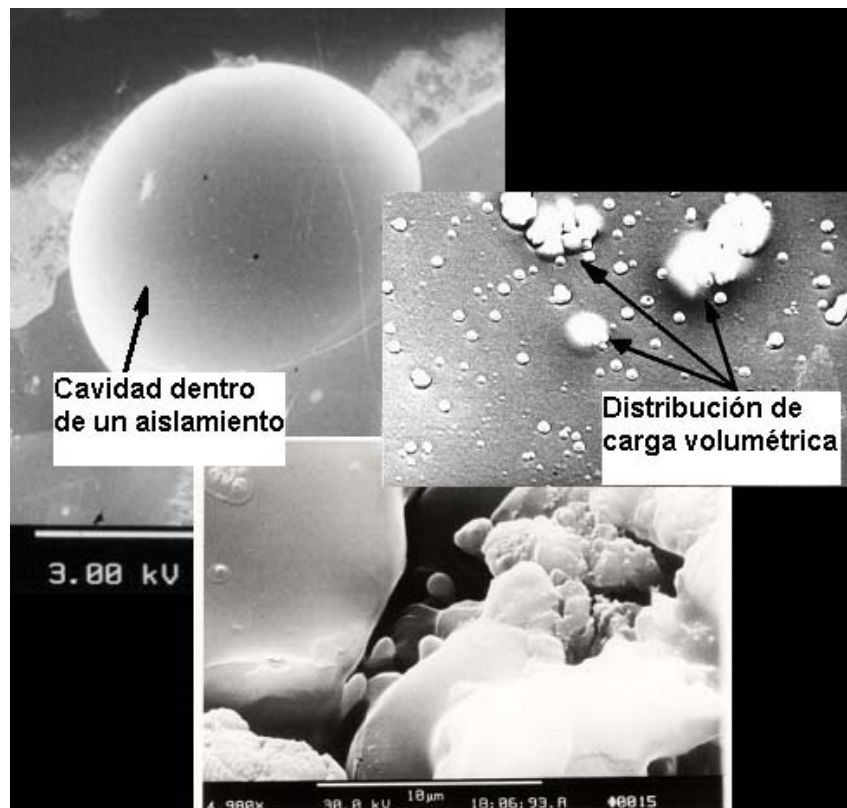


Figura 3- 5 Fotografías de microscopio digital que muestran la existencia de distribuciones de carga volumétricas dentro de cavidades localizadas en materiales aislantes

3.7 Procesos catódicos

Las partículas cargadas pueden ser suministradas por los electrodos, especialmente por el cátodo. En estado normal, los electrones son confinados al electrodo sólido por fuerzas electrostáticas entre electrones e iones en la estructura. Para que el electrón abandone el cátodo, se requiere una energía específica mínima, conocida como función de trabajo, cuyo valor depende del material. La fuente de la energía requerida puede ser una o la combinación de las siguientes:

3.7.1 Bombardeo de iones positivos y átomos excitados

Cuando un ión positivo impacta en el cátodo, se libera un electrón provisto de una energía de impacto igual o dos veces mayor que la función de trabajo catódica. Al menos se liberarán dos electrones, uno neutralizará al ión positivo y el otro será

expulsado al medio gaseoso. Un electrón será emitido también como resultado del bombardeo del cátodo por átomos o moléculas neutros excitados.

3.7.2 Foto-emisión

Si la energía de un fotón que golpea la superficie del cátodo es más alta que la función de trabajo del cátodo, es posible que pueda liberar un electrón del cátodo.

3.7.3 Emisión termoiónica

Si se alcanza la temperatura del cátodo a un valor muy elevado (alrededor de 2000 °K), esto ocasionará que algunos electrones abandonen su superficie debido a que las vibraciones reticulares térmicas se pueden hacer muy violentas, lo que proveerá a los electrones con la energía requerida. El proceso de emisión termoiónica ha sido muy utilizado desde los primeros días de la electrónica.

3.7.4 Emisión por campo

Un campo electrostático elevado puede superar la fuerza de unión entre electrones y protones y conducir a la liberación de uno o más electrones del cátodo. Esto tiene lugar cuando el valor del campo eléctrico es del orden de 10^7 - 10^9 V/cm. La mayoría de los dispositivos utilizados en la práctica no operan a tan altos niveles de stress, pero de cualquier manera, las condiciones para la emisión por campo pueden existir en protuberancias y en defectos microscópicos de los electrodos.

Debe notarse que así como existen procesos de ionización, también existen procesos de de-ionización, los cuales no serán tratados en este documento de tesis. Entre los procesos de de-ionización más conocidos se encuentra el proceso de difusión, el de recombinación y el de captura electrónica.

3.8 Rompimiento de gases en un campo homogéneo

La aplicación de un campo eléctrico específico E a través de un gas en un dieléctrico, puede resultar primero en su ionización. Mientras que el tiempo o el campo aplicado de incrementa, la ionización puede conducir a otros procesos, como se muestra en la **Figura 3-6**.

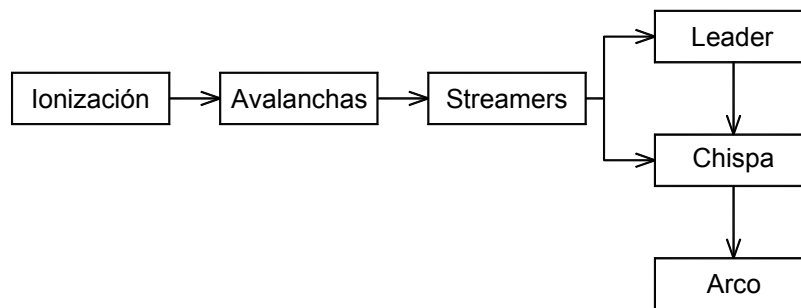


Figura 3- 6 Procesos físicos posteriores a la ionización

El crecimiento exponencial de la ionización comúnmente conduce a la formación de avalanchas. Estas avalanchas pueden ocasionar a su vez la formación de streamers, líderes, chispas, arcos o plasma. El campo eléctrico puede ser uniforme o no uniforme dependiendo del arreglo de los electrodos o de las condiciones de las cavidades. En el caso de un campo uniforme en el espacio entre electrodos, el esfuerzo eléctrico es el mismo en cualquier parte y por lo tanto los parámetros de ionización y de-ionización son constantes. Debido a esto, la física del rompimiento debido a un campo uniforme puede ser entendido más fácilmente. Las dos teorías de rompimiento más ampliamente aceptadas son la teoría de *Townsend* y la teoría de los streamers. Estas teorías se describen a continuación:

3.8.1 Teoría de *Townsend*

Townsend [47] investigó la ionización y el rompimiento bajo condiciones de corriente directa y propuso una teoría para explicar las observaciones experimentales. Considerando el circuito de la **Figura 3-7**, él asumió que n_0 electrones libres son emitidos del cátodo por segundo por la luz ultravioleta.

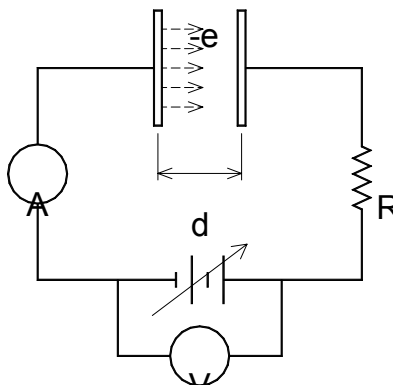


Figura 3- 7 Circuito experimental de Townsend

Estos electrones libres serán acelerados por el campo eléctrico hacia el electrodo positivo, presentando una probabilidad de colisión dependiente de la cantidad de moléculas de gas presentes en la cavidad, la cual en campos homogéneos se manifiesta como una presión interna (ley de *Paschen* [48]). La posible colisión, de acuerdo al modelo presentado, generará un electrón y un ión positivo adicional siempre y cuando el electrón libre inicial llamado ahora electrón de inicio de avalancha, tenga la energía suficiente para arrancar un electrón a una molécula estable, esto es, ionizarla. Cuando se libera un segundo ión negativo o electrón, éste y el electrón de inicio de avalancha serán nuevamente acelerados por el campo eléctrico, colisionando y ionizando progresivamente más átomos estables. Como se podrá ver, la liberación de nuevos iones y electrones libres será una función exponencial dependiente de α , que es el coeficiente de ionización y de la distancia promedio entre átomos estables. Una vez que se ha completado la avalancha, ésta tendrá la forma aproximada de un cono como el que se muestra en la **Figura 3-8** debido a la diferente movilidad de los iones positivos y negativos.

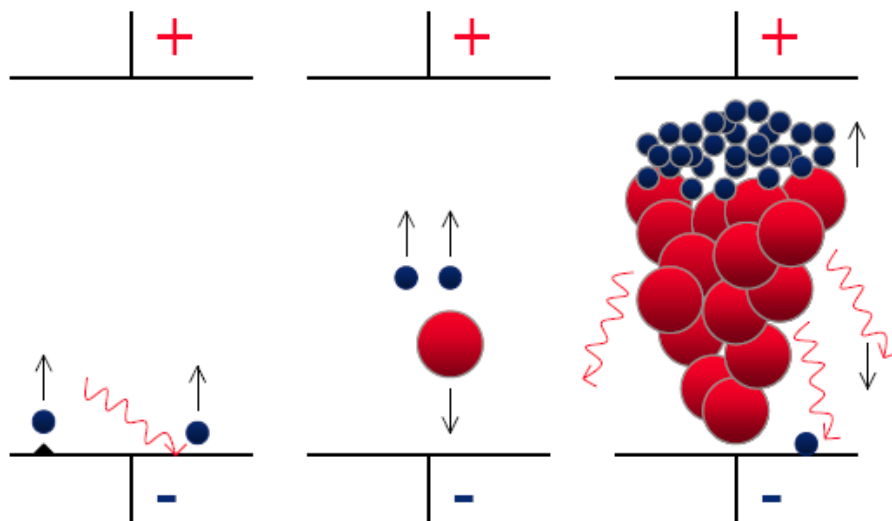


Figura 3- 8 Modelo de Townsend para avalanchas iónicas

De acuerdo con lo anterior, el primer coeficiente de ionización de *Townsend* α se define como el número de colisiones ionizantes realizadas por un electrón en una distancia en por unidad mientras viaja en la dirección del campo eléctrico. Este coeficiente depende de la presión del gas y el campo eléctrico. El número de electrones a una distancia x del cátodo será n_x y está dado por:

$$\frac{dn_x}{dx} = \alpha n_x \quad (3.20)$$

Y por lo tanto:

$$n_x = n_0 e^{(\alpha x)} \quad (3.21)$$

Similarmente, n_d , el número de electrones que alcanzan el ánodo situado a una distancia d estará dado por:

$$n_d = n_0 e^{(\alpha d)} \quad (3.22)$$

El número de electrones nuevos creados por el promedio de cada electrón primario abandonando el cátodo es:

$$\frac{n_x - n_0}{n_0} = e^{(\alpha x)} - 1 \quad (3.23)$$

La corriente promedio en el espacio entre electrodos, la cual es numéricamente proporcional al número de electrones viajando por segundo es:

$$I = I_0 e^{(\alpha d)} \quad (3.24)$$

Donde I_0 es la corriente inicial en el cátodo. Esto constituye un proceso de avalancha simple. Durante la amplificación de electrones en el campo por el proceso α , se liberarán electrones adicionales por otros procesos secundarios. Los electrones secundarios producidos entonces crearán sus propias avalanchas. Los procesos secundarios incluyen el bombardeo de iones positivos y la liberación electrónica. El segundo coeficiente de *Townsend* γ se define como el número neto de electrones secundarios producidos por los electrones primarios que dejan el cátodo. γ es una función de E/P , así como del material del electrodo. La influencia de los procesos secundarios en el crecimiento de la corriente se puede considerar como sigue: Sea n_s el número de electrones secundarios producidos por segundo en el cátodo y $n_t = (n_0 + n_s)$ el número de electrones abandonando el cátodo por segundo. Por lo tanto, el número total de electrones alcanzando el ánodo es:

$$n_d = n_t e^{(\alpha d)} = (n_0 + n_s) e^{(\alpha d)} \quad (3.25)$$

Por definición:

$$n_s = \gamma (n_d - n_t) \quad (3.26)$$

Por lo tanto:

$$n_s = \gamma [n_d - (n_0 + n_s)] \quad (3.27)$$

Arreglando las ecuaciones, obtenemos:

$$n_d = \frac{n_0 e^{(\alpha d)}}{1 - \gamma [e^{(\alpha d)} - 1]} \quad (3.28)$$

Por lo tanto, el crecimiento de corriente en la presencia de los procesos γ y α está dado por:

$$I = \frac{I_0 e^{(\alpha d)}}{1 - \gamma [e^{(\alpha d)} - 1]} \quad (3.29)$$

Durante el rompimiento $I \rightarrow \infty$, puesto que la corriente sólo está limitada por la resistencia del circuito externo. Esta condición que es llamada criterio de rompimiento de Townsend puede ser escrita como:

$$\gamma [e^{(\alpha d)} - 1] = 1 \quad (3.30)$$

Normalmente $e^{(\alpha d)} \gg 1$, por lo que la ecuación se convierte en:

$$\gamma e^{(\alpha d)} = 1 \quad (3.31)$$

Puesto que α y γ son dependientes de E y P , entonces para un cierto valor de d habrá un valor de E y por lo tanto de V que satisfaga el criterio de rompimiento de *Townsend*. Esta tensión V será llamada tensión de rompimiento V_s y la correspondiente distancia d será llamada la distancia de ruptura.

El mecanismo de *Townsend* explica el fenómeno de rompimiento sólo a presiones bajas, correspondientes a $Pd \geq 1.45$ bar cm para el aire. Para espacios entre electrodos con valores de Pd más grandes o para rompimientos ocasionados por tensiones de frente muy rápido, aplicará mejor la teoría de rompimiento por streamers.

3.8.2 Teoría de rompimiento por medio de streamers

La teoría de *Townsend* falla para explicar algunas observaciones experimentales tales como las rutas ramificadas de los canales de arqueo y cuando el espacio entre electrodos es sobre-estresado o si tiene valores grandes de Pd . Debido a estas y otras limitaciones, se propuso la teoría de los streamers. Esta teoría propuesta independientemente por *Meek y Raether* [49] que involucra la formación de avalanchas electrónicas individuales en la etapa inicial, su posterior transición a streamers y finalmente, el mecanismo de la formación de los streamers en sí, puede sintetizarse de la siguiente manera:

1. En el espacio entre electrodos uniforme de la **Figura 3-9a**, se genera una avalancha electrónica consistente de electrones rápidos y iones positivos lentos como se discutió en la teoría de *Townsend*, asumiéndose que un electrón que se acelera en un campo eléctrico suficientemente elevado E , en una distancia x , da lugar a $e^{(\alpha x)}$ electrones.

A relaciones suficientemente altas de E/P , donde P es la presión necesaria para el rompimiento eléctrico, los electrones alcanzan velocidades de 2×10^7 cm/s, mientras que los iones se mueven mucho más lento a 2×10^5 cm/s, resultando en la forma cónica típica de la avalancha de la **Figura 3-8**. Entonces, se formará un campo eléctrico secundario E_r causado por la distribución volumétrica de carga de la avalancha. Este campo secundario se opone al campo principal en el semiciclo positivo de la corriente alterna y refuerza al campo externo aplicado durante el semiciclo negativo, produciendo un componente de campo radial al eje de la avalancha. Los electrones libres son pronto absorbidos por el ánodo, dejando detrás una acumulación de iones positivos. Aquí también tiene lugar la excitación de los átomos como resultado de las colisiones que se presentan durante la avalancha primaria, por lo que los átomos excitados producen fotones.

2. Estos fotones son absorbidos por los átomos de gas, produciendo fotoelectrones en el gas a distancias diferentes de la avalancha (**Figura 3-9b**). Si el campo debido a la distribución volumétrica de carga es del mismo orden de magnitud que el campo aplicado original, entonces comenzará una segunda generación de avalanchas auxiliares a partir de los fotoelectrones mejor situados.
3. Mientras se forman las avalanchas auxiliares, se producen más fotones y consecuentemente más fotoelectrones creando una tercera generación de avalanchas. Los electrones no siguen las líneas de campo originales puesto que el campo debido a las distribuciones volumétricas de carga distorsiona el campo original. Además, se pueden crear muchas avalanchas casi

simultáneamente. Esta es la causa de las ramificaciones y las rutas en zigzag de los canales de rompimiento (**Figura 3-9c**).

Las avalanchas auxiliares serán continuamente absorbidas por la avalancha primaria y la carga volumétrica de los iones positivos crecerá en dirección del cátodo. Por lo tanto, los canales ionizados se extenderán del ánodo al cátodo. Este canal ionizado es llamado streamer. La punta del streamer forma ramas que crecen como resultado de la avalancha más reciente (**Figura 3-9d**). Aquellos electrones en las puntas pronto serán absorbidos por el streamer y movidos en el canal hacia el ánodo en virtud del gradiente de potencial dentro del canal de streamer.

4. La propagación de una punta del streamer continua mientras que las otras puntas dejan de avanzar debido a falta de avalanchas que los alimenten como se muestra en la figura. Si este proceso continua, un canal final (streamer) se formará entre el ánodo y el cátodo, causando un rompimiento completo. Este canal será similar al bosquejado en la **Figura 3-9d** con varias ramificaciones incompletas.

El campo debido a la distribución volumétrica de carga en la punta del streamer, teniendo un radio r , está dado por:

$$E_r = \frac{4 \varepsilon \alpha e^{\alpha x}}{3 r} \quad (3.32)$$

Donde ε es la permitividad absoluta del gas. El término de radio, r , es una función del coeficiente de difusión D y de la temperatura absoluta T y se determina a partir de:

$$r = \sqrt{2 DT} \quad (3.33)$$

El criterio para la formación de streamers requiere que E_r , definido por las ecuaciones, se aproxime en valor al campo aplicado externamente, esto es:

$$E = \frac{2\sqrt{2}}{3} \left\{ \varepsilon \alpha D^{-\frac{1}{2}} T^{-\frac{1}{2}} e^{[\alpha x]} \right\} \quad (3.34)$$

Devins [50] encontró que en cavidades en dieléctricos de pequeño tamaño (0.08 a 2.5 mm), el mecanismo de streamers predomina debido a las distorsiones de campo que surgen de las cargas depositadas en los electrodos del dieléctrico, que siguen de las descargas previas. *Devins* mostró también que la transición de streamer a descarga tipo *Townsend* ocurre cuando la resistividad de la superficie del electrodo cae entre 10^8 y $10^9 \Omega/\text{cm}^2$ o menos. Con resistividades superficiales

mayores o iguales a $10^{10} \Omega/\text{cm}^2$, las descargas tipo streamer son predominantes. De acuerdo con *Devins*, la constante de tiempo se define por la siguiente ecuación:

$$\tau = \rho_s C_s \tag{3.35}$$

Donde ρ_s es la resistividad superficial y C_s es la capacitancia por unidad de superficie. La constante de tiempo debe ser lo suficientemente baja para redistribuir rápidamente la carga superficial sobre la superficie entera después de una descarga precedente. En materiales aislantes prácticos, la resistividad es alta y por lo tanto la constante de tiempo es lo suficientemente alta para afectar la distribución de carga en las superficies frontera. Esto conduce a concentraciones de carga y consecuentes distorsiones de campo; el espacio carga positivo formado por las avalanchas en conjunto con la carga superficial y espacial contribuyen a la formación del streamer.

Una vez que se ha formado el streamer, éste conduce común y rápidamente a la ruptura. Matemáticamente, un criterio empírico de rompimiento por streamers en campos homogéneos se puede formular como:

$$\int_0^d \alpha \cdot dx = n_c \tag{3.36}$$

Donde n_c es el número crítico de electrones o iones en una avalancha cuando esta se transforma en streamer. Generalmente se establece que $n_c \approx 10^8$ para el aire y otros gases.

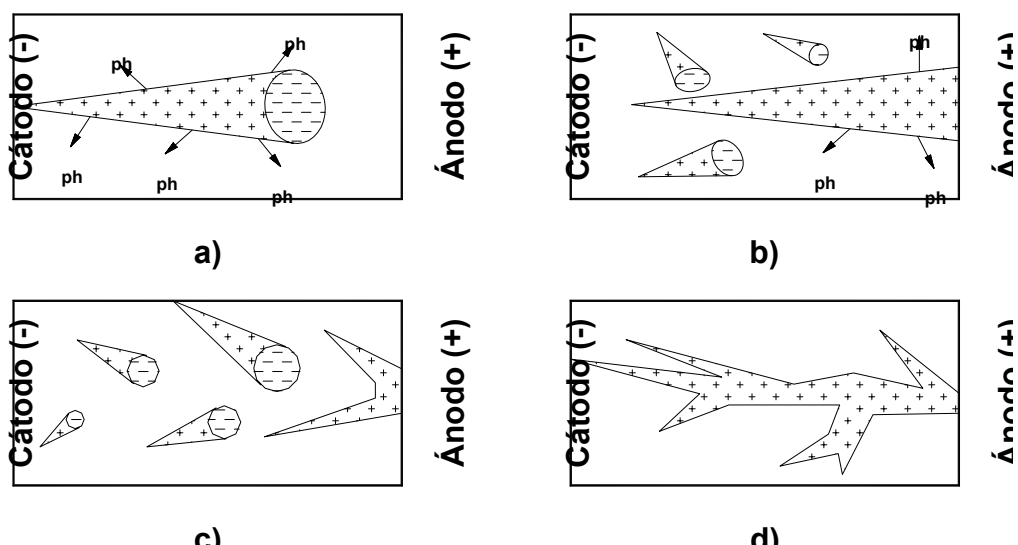


Figura 3- 9 Mecanismo de formación de los streamers

3.9 Rompimiento de gases en un campo no-homogéneo

Cualquier gas puede soportar un cierto esfuerzo eléctrico crítico, y cuando el esfuerzo es superior a este esfuerzo crítico, entonces tendrá lugar una descarga. Puesto que la distribución del esfuerzo eléctrico en un espacio entre electrodos homogéneo es igual en cualquier punto, la descarga que se presente será una descarga de rompimiento completo. Sin embargo en un espacio entre electrodos no homogéneo, la descarga tendrá lugar sólo en las áreas donde el esfuerzo es mayor que la rigidez dieléctrica del gas. Esto se conoce como descarga parcial y puede ocurrir dentro de cavidades dentro de un aislamiento en los electrodos del mismo. En aire, donde esta ruptura se conoce como corona.

En un espacio entre electrodos no uniforme, α y γ ya no son constantes y varían con el campo entre los dos electrodos. Debido a lo anterior las ecuaciones para la corriente tienen en cuenta la posición para establecer la dependencia de α y γ . Si el factor de campo es menor que 5, el campo es llamado cuasi-homogéneo y el fenómeno de descarga será igual que el que ocurre en un campo homogéneo. Sin embargo, si el factor de campo es superior a 5, entonces el campo será no homogéneo y la corona será muy importante para el estudio del rompimiento.

Una vez que se tiene las condiciones para este rompimiento, debe transcurrir un periodo de tiempo para que este fenómeno tenga lugar. Este periodo o retraso de tiempo para que ocurra el rompimiento puede dividirse en retraso de tiempo estadístico (t_s) y retraso de tiempo de formación (t_f). El primero es el tiempo requerido para que aparezca un electrón inicial en la región con alto campo eléctrico. El retraso de tiempo de formación es el tiempo necesario para que el proceso de rompimiento se complete una vez que el electrón inicial esté disponible. La naturaleza estadística del retraso de tiempo conduce a una variación probabilística de la tensión de ruptura.

3.10 Rompimiento del aislamiento compuesto por papel impregnado por aceite

El uso de papel de celulosa impregnado en aceite ha persistido hasta nuestros días a pesar de la competencia de una gran variedad de materiales sintéticos. A pesar de que algunos materiales como el polipropileno poseen menores pérdidas eléctricas, menor absorción de la humedad y una resistencia dieléctrica superior, su capacidad de impregnación resistencia mecánica son mucho menores que las del papel de celulosa.

La impregnación puede considerarse como un proceso físico interactivo, controlado predominantemente por la tensión superficial. Los factores más determinantes son la viscosidad del compuesto de impregnación, su tensión

superficial y el ángulo de contacto con el dieléctrico. Un ángulo pequeño entre el líquido y el sólido ocasiona una rápida penetración del líquido de la superficie del aislamiento a los poros del sólido. La tensión superficial es básicamente igual a $\eta \cos\theta$, donde η es la tensión superficial del líquido y es por lo tanto dependiente de la naturaleza del compuesto de impregnación.

La interacción química entre los dieléctricos sólidos y el líquidos está confinada a varios procesos donde componentes de bajo peso molecular o iónicos migran del sólido al líquido y viceversa. La presencia de contaminantes iónicos en el líquido se puede detectar por un incremento de la conductividad y por la tanto del factor de pérdidas. Este incremento puede resultar en limitaciones térmicas del cable o puede conducir a deterioro químico a una velocidad que dependerá de la densidad y actividad química de los iones. Este factor también puede incrementarse en la presencia de humedad u otros contaminantes que se disocian en el dieléctrico.

Los principales efectos de envejecimiento responsables de la falla de materiales compuestos tiene lugar por procesos térmicos y por la presencia de descargas parciales.

3.10.1 Rompimiento por descargas en cavidades dentro de aislamientos compuestos

Debido a que es muy complicada la manufactura de aislamientos compuestos libres de cavidades dentro del dieléctrico o de las interfaces entre el conductor y el dieléctrico. Estas descargas involucran la transferencia de carga entre dos puntos en una cantidad suficiente para descargar la capacitancia local. A una tensión dada, el impacto de esta carga en la superficie dieléctrica produce un deterioro de las propiedades dieléctricas en diversas formas dependientes de factores geométricos y de la naturaleza del dieléctrico.

En el caso de la ruptura en materiales compuestos y en el entendido que este fenómeno se da en espacios entre electrodos no homogéneos, pero que inicialmente se puede considerar como sujeto a las teorías de rompimiento de campos homogéneos, *Whitehead* [51] planteó un modelo simplificado para estudiar el fenómeno de las DP's

3.11 Concepto de carga aparente basado en el modelo ABC de Whitehead

EL modelo ABC de *Whitehead* considera que el defecto donde ocurre la descarga se puede esquematizar como un arreglo de 3 capacitores, identificados convencionalmente como A, B y C. El capacitor A corresponde al aislamiento sin defectos, el capacitor B representa la cavidad donde ocurren las descargas y el

capacitor C es la parte del aislamiento libre de descargas que está en serie con el capacitor B (Figura 3-10)

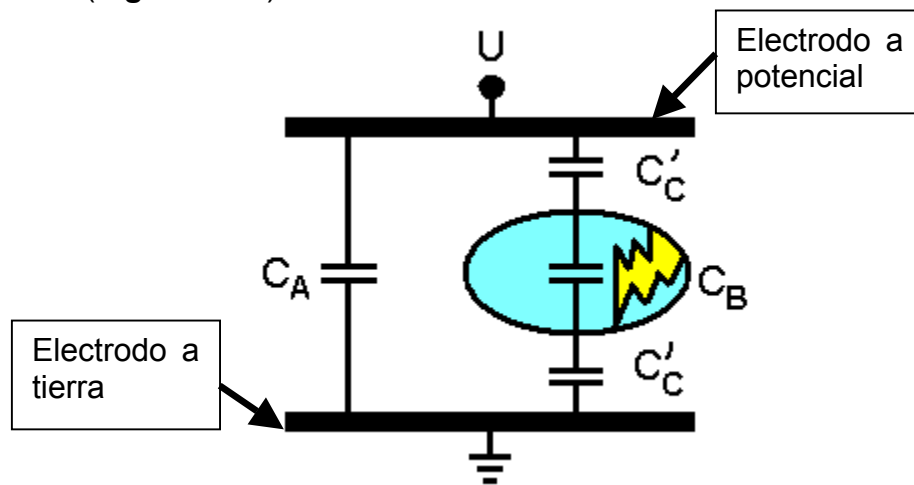


Figura 3- 10 Capacitancias del modelo ABC

Este simple modelo capacitivo representa la oclusión de una cavidad dentro del dieléctrico bajo estudio y permite visualizar de manera más simple la secuencia de las DP's durante la aplicación de un voltaje alterno. En adición, este modelo permite establecer las bases para un procedimiento de calibración simple de los sistemas detectores convencionales de descargas parciales. Debe notarse, que el modelo, por simplicidad, considera una longitud corta de cable, entendiéndose por longitud corta su comparación con la longitud de onda de las descargas. Esta simplificación permite asumir que el aislamiento del cable se comporta como una simple capacitancia concentrada, de acuerdo con la teoría de líneas cortas de transmisión.

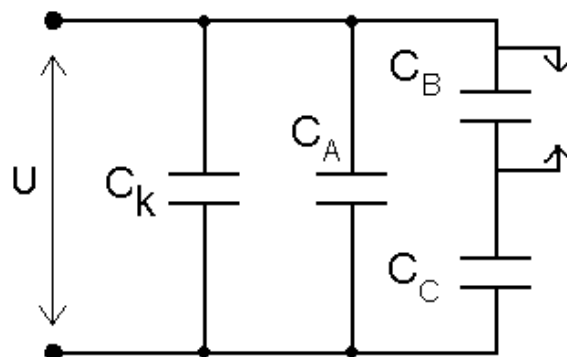


Figura 3- 11 Modelo ABC de Whitehead para la obtención del concepto de carga aparente

A continuación se describe de manera breve, el concepto de carga aparente, fundamental en la operación de los detectores convencionales de descargas.

Un cambio abrupto de voltaje (ΔV_B) a través de la capacitancia que modela la cavidad B, al instante del evento de descarga, causará que un voltaje ΔV_A se refleje a través de C_A , dado por:

$$\Delta V_A = (\Delta V_B) \frac{C_C}{C_C + C_A} \quad (3.37)$$

La carga reflejada en terminales del cable debido a la transferencia de carga en la cavidad será aproximadamente igual a:

$$q \approx C_C \Delta V_B \quad (3.38)$$

Donde q es comúnmente conocida como la carga aparente. El valor de esta carga no es igual a la transferencia de carga real que ocurre dentro de la cavidad, la cual es:

$$\Delta Q \approx (V_B - V_r) C_C \quad (3.39)$$

Donde V_r es el voltaje residual de la cavidad. Las condiciones para el análisis anterior son que:

$$C_A \gg C_C \gg C_B \quad (3.40)$$

Debido a lo anterior, estas ecuaciones constituyen la base para el procedimiento convencional de calibración, donde una carga conocida es inyectada a través de un capacitor de calibración en las terminales de un cable bajo prueba. El pulso resultante de voltaje es comparado con aquel que la amplitud de un pulso de descarga real ocasiona, para obtener la transferencia de carga asociada con el pulso de descarga detectado.

Es muy importante realizar la medición de descargas parciales en términos de la carga y no del voltaje pico de un pulso detectado, debido a que éste es una cantidad relativa. Mientras más grande sea la capacitancia del espécimen, menor será el pico de voltaje detectado.

Cuando se evalúa una longitud muy grande de cable, no puede modelarse entonces el sistema aislante como un elemento concentrado de circuito. La capacitancia A debe ser remplazada por la impedancia característica del cable, la cual es por definición:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.41)$$

Donde R, L, G y C, son los valores de la resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia distribuidas del cable. Esta consideración mueve el dominio de análisis al de las líneas de transmisión largas, con el consecuente fenómeno de reflexiones de la señal de descargas, falseando los valores medidos.

Como se mencionó, los detectores convencionales de DP's están limitados en banda. Por lo tanto, los circuitos electrónicos de oscilación utilizados para reducir la frecuencia de la señal de DP's, pero utilizando las frecuencias convencionales de detección seleccionadas en los años 70's, inhiben datos relevantes de la física y de la localización de la descarga evitando un diagnóstico efectivo.

Puesto que los circuitos electrónicos de oscilación están basados en el empleo de amplificadores sintonizados RC o peor aún, en dispositivos RLC, se tiene una señal oscilante de la corriente de cargas imagen, lo cual, en adición con la ya existente imprecisión producto de la utilización del concepto de carga aparente, vela la información relevante que una medición de la forma de onda de una DP nos puede ofrecer.

Una desventaja adicional de los detectores convencionales que no está muy relacionada con la frecuencia pero que sin embargo, es una limitante de la aplicación en sitio de esta técnica, es que, para conectar el detector de DP's al espécimen bajo estudio será necesario abrir su circuito para insertar una impedancia de acoplamiento, generalmente constituida por un divisor capacitivo y un cuadripolo.

3.12 Mediciones fuera de línea de especímenes

Para la evaluación mediante mediciones fuera de línea de los especímenes analizados se montó el circuito convencional, el cual se muestra en la **Figura 3-12**. En la configuración de este circuito de prueba se tuvieron los siguientes cuidados y consideraciones:

1. Se desconectó el espécimen bajo estudio de su conexión al sistema de energía.
2. Se utilizaron cables cortos de prueba, con la finalidad de evitar reflexiones debidas a la alta frecuencia de las señales de descargas parciales y acoplamiento radiado.

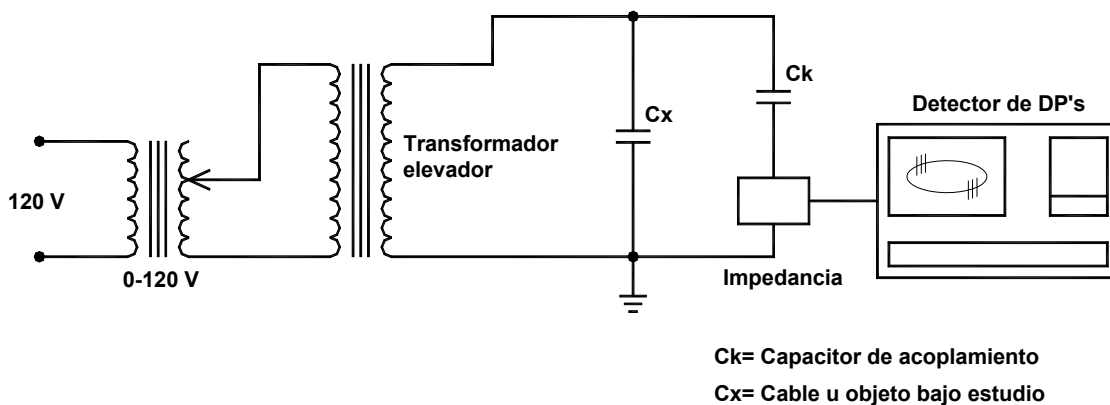


Figura 3- 12 Circuito para la medición fuera de línea de descargas parciales utilizando el método eléctrico

3. El sistema de tierra utilizado es de vital importancia, por lo que, para mediciones fuera de línea se utilizaron preferentemente las facilidades del laboratorio de alta tensión. En el caso en que esto no fue posible, como por ejemplo en las condiciones experimentales de sitio, se proveyó al menos de una tierra independiente al equipo de medición utilizado y al arreglo de prueba. Las conexiones a tierra deberían preferente realizarse con conductores planos a un punto común (conexión en estrella) evitando formar mallas de tierra, pero estos es impractico en sitio.
4. La fuente de alimentación depende de la potencia demandada por la capacitancia del objeto bajo estudio. En los casos en que fue necesario, se utilizó un equipo resonante para el suministro de la tensión de prueba. Con el empleo de este equipo se canceló la reactancia capacitiva del objeto bajo prueba con la conexión en paralelo de un reactor o mediante la variación de la frecuencia de alimentación.
5. Cuando fue posible, se utilizó un inductor en serie con la fuente de alimentación con la finalidad de filtrar ruido conducido de alta frecuencia proveniente de la fuente hacia el circuito de medición.
6. El capacitor de acoplamiento utilizado está libre de descargas parciales a la tensión de prueba, sin embargo, en caso de que no sea este el caso, los equipos de medición pueden separar las descargas provenientes del acoplamiento y del objeto bajo prueba y medirlas independientemente.
7. El dispositivo de acoplamiento utilizado es una parte integral del sistema de medición y circuito de prueba, con componentes diseñados específicamente para obtener una sensibilidad óptima en el circuito de prueba. Se pueden

utilizar diferentes dispositivos de acoplamiento en conjunto con un instrumento de medición. El dispositivo de acoplamiento utilizado es un cuadripolo pasivo que convierte las corrientes de entrada en señales de voltaje a la salida. Estas señales son transmitidas al instrumento de medición vía un cable de conexión debidamente terminado.

La instalación de este circuito de prueba en el laboratorio se presenta en la **Figura 3-13**, nótese la incorporación de la inductancia serie en azul, con la fuente de alimentación. La importancia de este inductor radica en el hecho de que los máximo niveles de descargas parciales normalizados en cables de XLPE son cuando mucho de 5 pC. El ruido ambiente acoplado por la fuente de alimentación, por tierra y acoplado capacitivamente puede exceder fácilmente este nivel si no se toman las providencias adecuadas.

A continuación se listan las características del equipo de medición utilizado en el laboratorio y en sitio para efectuar mediciones fuera de línea de algunos especímenes seleccionados, con la finalidad de mostrar que cumplen ambos con los requerimientos marcados en la normatividad. Este equipo se utilizó para efectuar mediciones normalizadas según *IEC 60270*

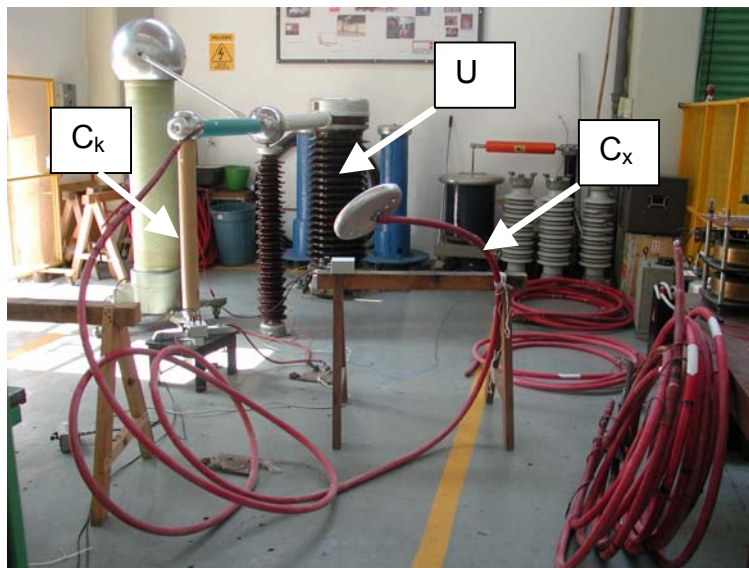


Figura 3- 13 Arreglo experimental de laboratorio para la medición fuera de línea de descargas parciales por el método eléctrico

1. El detector muestra el valor de la descarga aparente medida (magnitud mayor de las DP ocurridas en forma repetitiva).
2. La magnitud del espectro de frecuencia de los pulsos de entrada es constante dentro del menor ancho de banda Δf del sistema de medición. La respuesta del

instrumento es un pulso de voltaje con un valor pico proporcional a la carga (unipolar) del pulso de entrada. La forma, duración y valor pico de este pulso de salida están determinados por la impedancia de transferencia $Z(f)$ en el sistema de medición. De esta manera, la forma y duración de los pulsos de salida son completamente diferentes a los de la señal de entrada.

3. La representación individual del pulso de tensión de salida en la pantalla de un osciloscopio puede ayudar en el reconocimiento de la DP original y en la distinción de un disturbio. El pulso de tensión puede ser tal que una base lineal de tiempo es disparada por la tensión de prueba, ó una base sinusoidal de tiempo es sincronizada con la frecuencia de la tensión de prueba, ó una base elíptica de tiempo gira sincrónicamente con la frecuencia de la tensión de prueba.
4. El tiempo de cambio de la pantalla digital no excede de un segundo.

Adicionalmente a las consideraciones anteriores, uno o más de los siguientes parámetros debe ser evaluado y registrado:

- La carga aparente q_i ocurrida en el instante de tiempo t_i .
- El valor instantáneo del voltaje de prueba U_i como medición en el instante de tiempo t_i de la ocurrencia de la carga aparente individual q_i .
- El ángulo de fase ϕ donde ocurre el pulso de DP.

Los especímenes de XLPE fueron seleccionados debido a la deficiente fabricación de sus terminales, por lo que presentaron valores de DP's muy elevados con patrones típicos de descargas parciales que revelan la existencia de problemas de graduación de campo eléctrico. En la **Figura 3-14** se presenta un patrón de este tipo, con un valor de descargas parciales superior a 1 nC. Este valor demuestra claramente que la causa de problemas de este cable no se debe a problemas de aislamiento, ya que su magnitud es superior a la que podría soportar el aislamiento del cable en sí.

En la **Figura 3-15**, Se presenta un arreglo de pruebas normalizado montado en sitio. Debido a la pequeña longitud del cable evaluado, un transformador de distribución fue suficiente para energizarlo. En la **Figura 3-16** se presenta un patrón de medición correspondiente a una muestra evaluada en sitio con este circuito. Debido a los problemas de interferencia ambiental, no es posible distinguir patrones de descargas parciales, por lo que se hacen evidentes los problemas que presenta la medición fuera de línea realizada por el método convencional eléctrico.

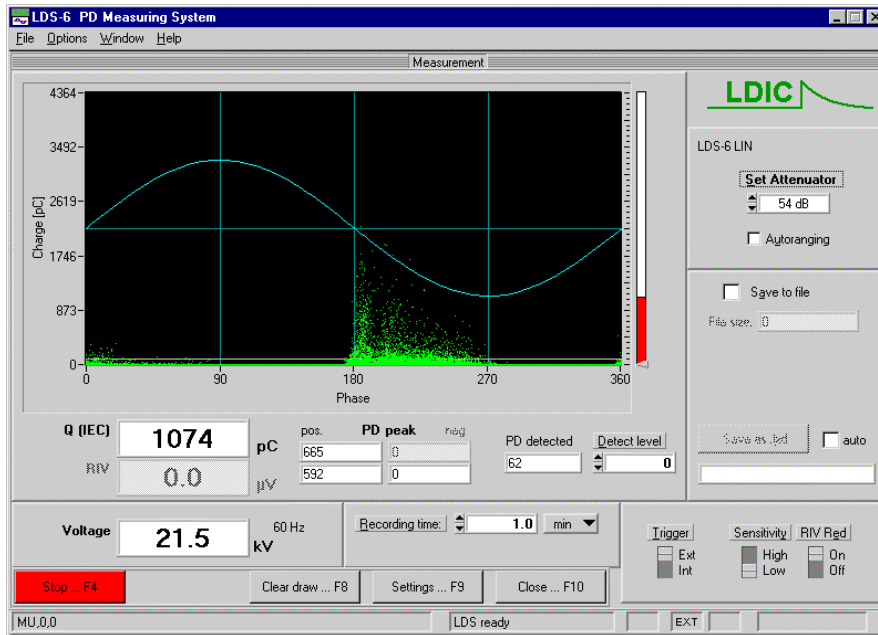


Figura 3- 14 Medición fuera de línea efectuada en el laboratorio para una terminal defectuosa con un nivel de DP de 1,746 pC

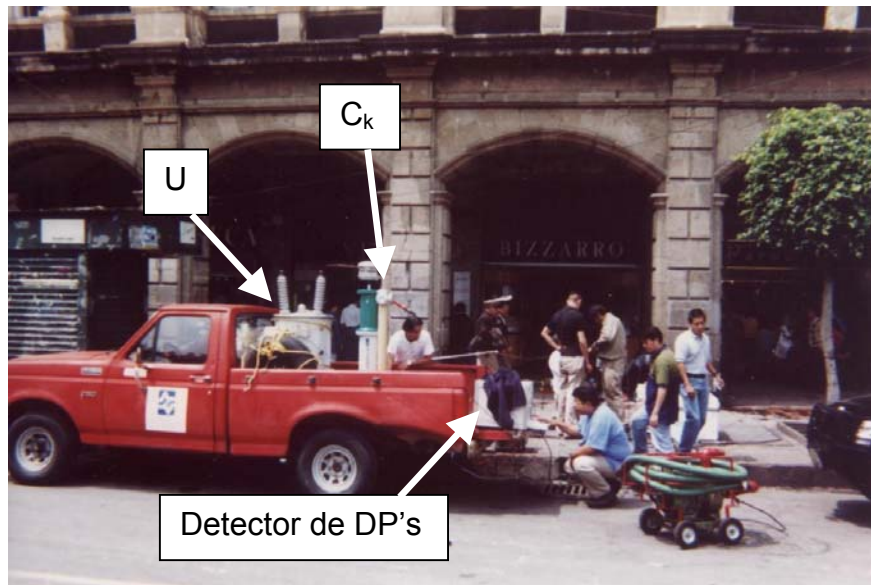


Figura 3- 15 Medición fuera de línea efectuada en sitio para un circuito de cable de 85 m identificado como problemático con técnicas UWB

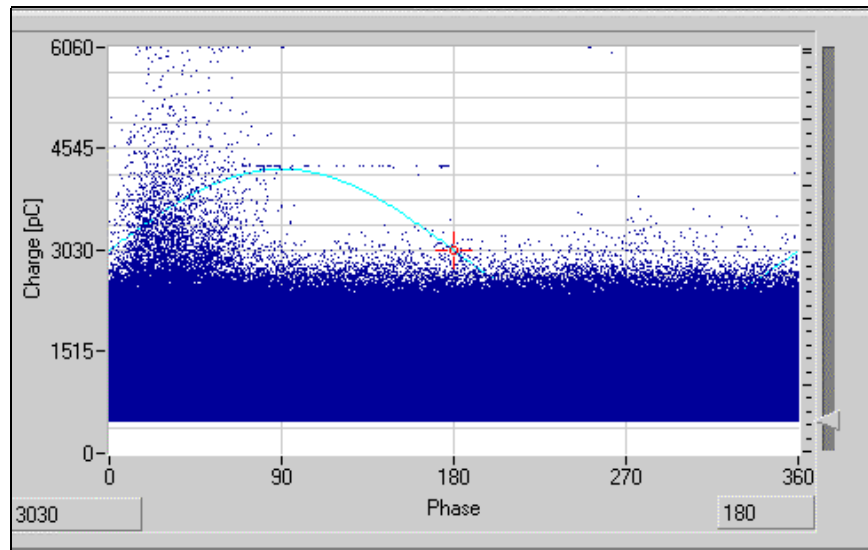


Figura 3- 16 Evaluación en sitio de un cable subterráneo de 85 m influenciado por alta interferencia electromagnética ambiental

En cuanto a los aspectos de calibración que se deben llevar a cabo para la utilización de este método, se puede mencionar lo siguiente: La rutina de calibración del sistema de medición con el objeto bajo prueba en el circuito de medición, es efectuada mediante la inyección de un pulso de corriente de corta duración de magnitud de carga aparente conocida, aplicado entre las terminales del objeto bajo prueba, como lo muestran las **Figuras 3-17 y 3-18**. El objetivo de la calibración es cuantificar el factor de escala del sistema de medición dentro del circuito de prueba.

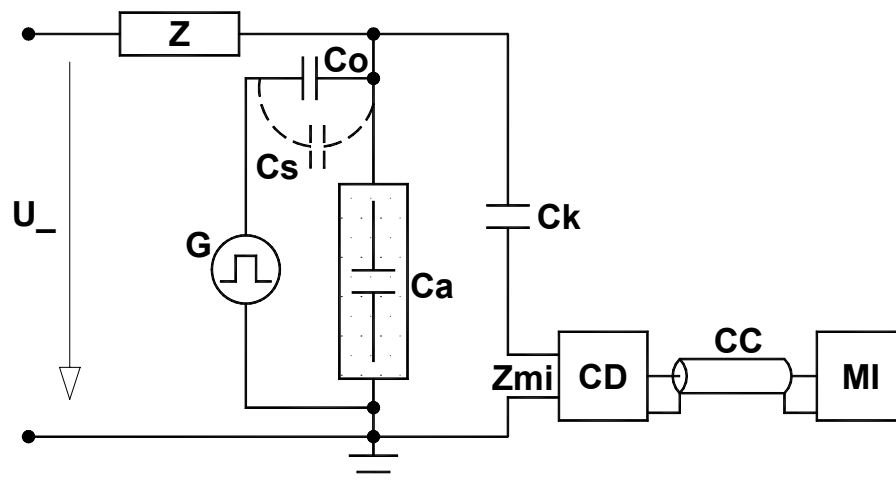


Figura 3- 17 Pulso de calibración aplicado directamente al objeto bajo prueba

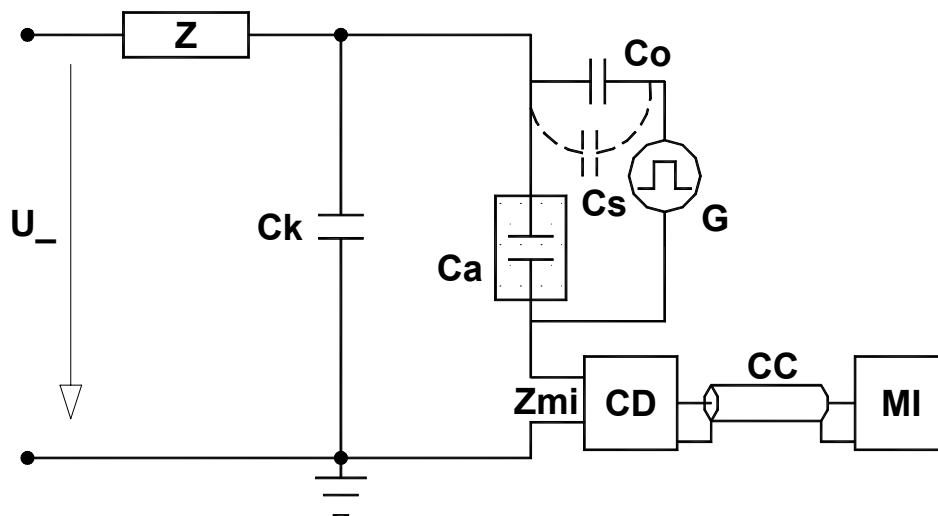


Figura 3- 18 Pulso de calibración aplicada entre las terminales de alta y baja del objeto bajo prueba cuando éste se encuentra conectado en serie con la impedancia de medición

Donde la nomenclatura de estas figuras es la siguiente:

- U fuente de alta tensión
- CC cable de conexión
- Co capacitor para calibración
- Ca objeto bajo prueba
- Ck capacitor de acoplamiento
- Cs capacitancia parásita
- CD dispositivo de acoplamiento
- MI instrumento de medición
- G generador rectangular de tensión
- Z filtro
- Zmi impedancia de entrada del sistema de medición

El pulso de calibración es generalmente dado por un calibrador el cual consta de un generador de escalones de tensión con amplitud U_o en serie con un capacitor C_o , los pulsos de calibración generados son repetitivos y cada uno de magnitud de carga igual a:

$$q_o = U_o C_o \quad (3.42)$$

En la práctica no es posible generar un pulso de voltaje ideal.

Debido a que los resultados empleados en sitio, son repetitivamente similares a los que se muestran en la **Figura 3-16**, con altos valores de interferencia y a la problemática asociada a la excitación de los especímenes de prueba y los problemas logísticos asociados al tiempo de prueba, se determinó utilizar la técnica UWB, tema central de este trabajo de tesis. La teoría asociada a esta técnica, los equipos utilizados para implantarla y los resultados de su aplicación se presentan en los Capítulos 4 y 5.

CAPÍTULO

4

Implantación de la metodología de medición distribuida de descargas parciales en banda ultra ancha

4.1 La falacia de la capacitancia de cavidades según *McAllister* [52]

Es importante hacer notar que el modelo ABC de *Whitehead* es una simplificación muy burda de la teoría de campos eléctricos. Para un campo laplaciano la capacitancia entre dos conductores está definida por:

$$C = \frac{|Q|}{V} \quad (F) \quad (4.1)$$

Donde V es la diferencia de potencial entre los dos conductores y $|Q|$ es la magnitud de la carga de cada conductor debida a esa diferencia particular de potencial. Para que V exista las cargas distribuidas en la superficie del conductor deberán ser de polaridades opuestas. Siendo aún mas rigurosos la definición de capacitancia es válida sólo para un campo laplaciano, para el cual $|Q|$ es directamente proporcional a V . Esta proporcionalidad no existe en un campo poissoniano, cuando existe carga espacial en el volumen entre electrodos.

El aspecto más pertinente de la definición de capacitancia es que sólo puede haber una diferencia de potencial única entre superficies. Esto implica que las superficies deben ser equipotenciales. Considérese el caso de una cavidad esférica de radio R en un campo uniforme E , el cual está orientado en la dirección negativa de Z . El potencial de la cavidad está dado por:

$$\phi_w = \frac{3\varepsilon_r}{2\varepsilon_r + 1} RE \cos \theta \quad (4.2)$$

Donde ε_r es la permitividad relativa del material y θ es la coordenada polar esférica.

De esta ecuación es evidente que la pared de la cavidad no es una superficie equipotencial, ya que el potencial está en función de la coordenada polar. Esto viola el concepto de capacitancia.

Debido a lo anterior, el representar una descarga según el modelo ABC y cuantificarla a través del concepto de carga aparente no es adecuado, por lo que es necesario explorar otras consideraciones como el concepto de carga inducida de *Pedersen*.

4.2 Técnicas de detección de DP's en UWB

Para entender los fundamentos del análisis de descargas parciales en banda ultra ancha, es necesario estudiar nuevamente la física de una avalancha eléctrica, con las consideraciones pertinentes de análisis. Analizando nuevamente la **Figura 3-1**, pero con la inclusión de un sensor de campo cercano, nótese ahora que la parte inferior del cono mostrado en la **Figura 4-1** presentará a su vez, un campo eléctrico dependiente de la cantidad de iones acumulados. Este campo, polarizará por alineación de dipolos, al aislamiento situado entre el hemisferio del cono y el electrodo inferior. Los dipolos “estables” situados en el electrodo, se alinearán entonces, produciendo movimiento de carga, el cual puede expresarse como dq/dt . Estrictamente esta es la definición de una corriente de conducción, solo que debido al dieléctrico solo será una corriente de desplazamiento. La corriente así obtenida es posteriormente sometida a un amplificador oscilador con la finalidad de amortiguarla y acondicionarla al ancho de banda de los detectores convencionales. Una vez acondicionada es integrada para conocer la cantidad de carga que representa y esta magnitud es promediada con la de otras avalanchas y desplegada en magnitud y fase.

Pedersen [53], considera además, que la cantidad de carga inducida en un electrodo durante la descarga dentro de una cavidad esférica puede calcularse por una función λ que es numéricamente igual al operador laplaciano y que cuantifica la inducción de cargas de una DP.

Para estimar la inducción de cargas sin distorsión significativa, hasta ahora se han tratado aspectos teóricos de medición en UWB. Veamos ahora como se adquieren señales de DP's de manera práctica. La realización de mediciones arriba de 50 MHz en un equipo diseñado a 60 Hz es un gran reto tecnológico debido a que la disposición del circuito de pruebas y cada dispositivo involucrado en la medición, deberán estar diseñados para evitar problemas de distorsión debidos a reflexión de los pulsos de DP's. Una solución para mantener la linealidad del pulso es el uso de técnicas de campo cercano, donde el pulso Electromagnético de DP's es detectado cerca del espécimen, utilizando un dispositivo pasivo o activo denominado sensor de banda ultra ancha de campo cercano.

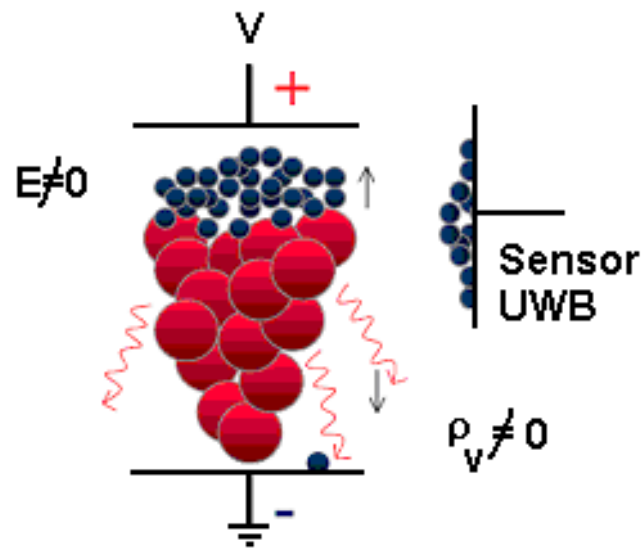


Figura 4- 1 Imágenes de carga en un electrodo de prueba en la vecindad de una DP

En la **Figura 4-1**, también se aprecia como los reacomodos iónicos de una imperfección bajo estudio forman imágenes de carga. Estas imágenes de carga se dan tanto en los electrodos de prueba como en el sensor de campo cercano. Debido a estos movimientos de carga, se genera una onda electromagnética transversal que se radia en todas direcciones e induce un potencial en las superficies conductoras que se ven afectadas por el campo transitorio de la descarga [54]. Esto explica el por qué, este tipo de sensores tiene una respuesta que se atenúa con el cubo de la distancia y ofrece su mejor ganancia en la vecindad del origen de las descargas.

En los resultados que se presentan en los siguientes capítulos de esta tesis, se utilizan estos sensores de campo cercano en conjunto con pre-amplificadores que permiten conectar los sensores a digitalizadores rápidos. Estos amplificadores producen también un pulso de frecuencia proporcional más baja que puede ser conectado a un detector convencional para obtener los despliegues tradicionales o bien, los diagramas $N-Q-\Phi$ (**Figura 4-2**), característicos de los nuevos detectores digitales comerciales.

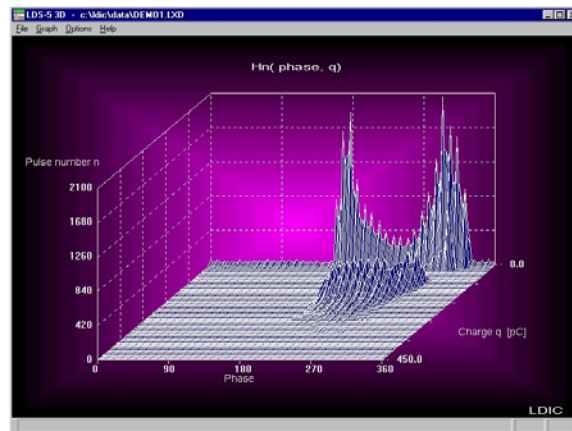


Figura 4- 2 Diagrama N-Q- ϕ comercial

En la **Figura 4-3** se presenta un sensor de campo cercano desarrollado por el autor.



Figura 4- 3 Sensor de campo cercano en modalidad bobina de Rogowski

Cabe mencionar que aunque para este trabajo se utilizan sensores tipo bobina de *Rogowski* [55], existen diversos sensores, más adecuados para otro tipo de equipos de alta tensión, o bien para frecuencias centrales de medición diferentes. Entre otros sensores disponibles en la práctica, se tienen pares de capacitores balanceados [56], acopladores para ranuras de estatores y resistencias de detección de temperaturas (RTD's) [57].

Numerosas mediciones en laboratorio bajo condiciones controladas de interferencia han demostrado que las formas de onda de la corriente producida por las DP's son formas de onda tipo impulso que pueden alcanzar frentes de muy rápido tiempo de subida (0.7ns) y que se deforman en función de la distancia [58].

Esto equivale a decir que para reconstruir con precisión la forma de onda de estos impulsos, se requieren equipos analógicos con un ancho de banda coherente o bien, equipos digitales capaces de muestrear a frecuencias superiores a 1 GHz, tiempo en que el fenómeno de ionización transitoria puede ocurrir dentro de los defectos del aislamiento que originan las descargas parciales. En la época actual, debido a los avances de la electrónica, es posible digitalizar con buena precisión la forma de onda de las descargas parciales, o más bien, la forma de su efecto electromagnético en la vecindad del defecto que provoca la descarga. Incluso, algunos autores [59] han realizado trabajos relacionados con el análisis espectral de las señales de descargas en banda ultra ancha. Los pasos a seguir para este tipo de análisis son:

1. Transformación al dominio de la frecuencia de los pulsos de descargas
2. Cálculo de un juego de parámetros que modelen la distribución en frecuencia de las descargas en la región del espectro donde no hay cambios significativos
3. Reconocimiento del mecanismo de descargas por la clasificación de los parámetros establecidos previamente.

Métodos como el anterior, contribuyen a hacer la detección o diagnóstico independientes del ejecutante de la prueba, lo que un futuro hará más accesible la medición a usuarios industriales no especializados.

Como una de las posibles desventajas del empleo de técnicas en UWB se tiene el hecho de que al ser utilizada alta frecuencia, la longitud “vista” del objeto bajo prueba estará limitada a la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de medición. No obstante, se puede obtener provecho de esta circunstancia si en lugar de medir en los extremos de un cable bajo estudio, se hacen mediciones múltiples en toda la longitud del espécimen. Esto permitirá aplicar una especie de bisección para localizar la fuente de descarga, que por experiencia, en cables, comúnmente se asocia a empalmes y terminales.

Otra desventaja de las técnicas en UWB, es la dificultad técnica que entraña la medición, ya que deberán extremarse precauciones para evitar distorsiones de la señal debidas a posibles rebotes ocasionados por la geometría de la muestra o por el arreglo del circuito de medición. Estas distorsiones se muestran en la **Figura 4-4** en mediciones realizadas en un arreglo experimental.

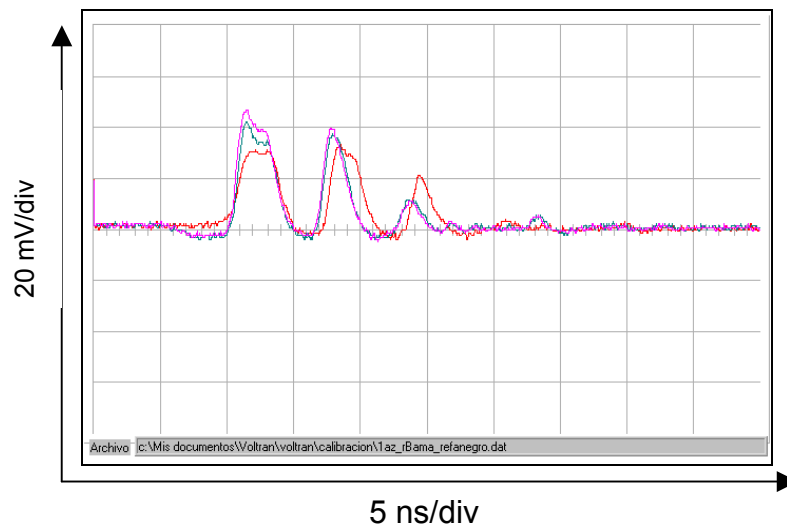


Figura 4- 4 Reflexiones en la instrumentación de la medición con sensores UWB localizados a distintas distancias

Asimismo, para aplicar las técnicas de medición en UWB utilizando detectores normalizados convencionales en lugar de digitalizadores rápidos, será necesaria la introducción de un dispositivo que sirva como referencia de fase, ver **Figura 4-5**.

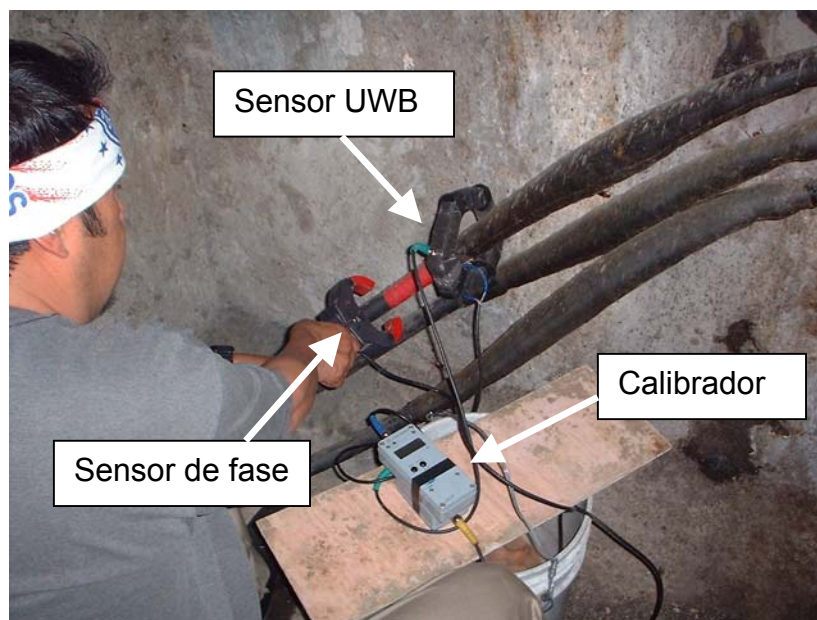


Figura 4- 5 Sensores de campo cercano y de fase en la medición de DP's en cables tipo PILC

Otro importante aspecto de la medición en banda ultra ancha es el proceso de calibración. Para tal fin, se hace necesaria la configuración de un arreglo de un

calibrador convencional, basado en un circuito RC, y una línea de calibración, formada en este caso por el corto circuito relativo de las terminales del calibrador. Se habla de un corto circuito relativo puesto que a alta frecuencia, la línea de calibración tiene una impedancia definida diferente de cero. La línea de calibración puede ser un cable coaxial, con la longitud mínima necesaria para evitar reflexiones que alteren la calibración. En la **Figura 4-6**, se presenta un arreglo típico de esta configuración.

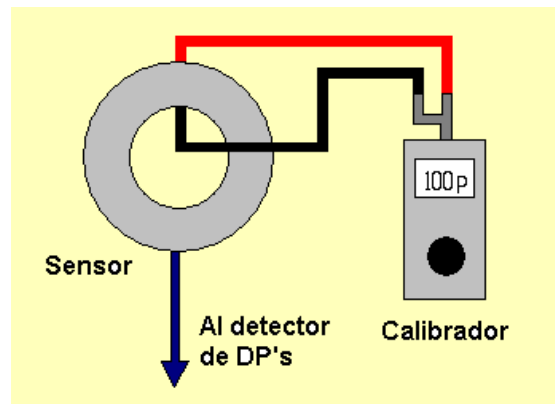


Figura 4- 6 Arreglo típico de calibración en banda ultra ancha

4.3 Fundamentos matemáticos de las técnicas en UWB

A continuación se presentan los diversos cálculos relacionados con las técnicas de medición de descargas parciales en banda ultra ancha. Estos cálculos contemplan la estimación de la longitud efectiva de cable en el análisis en banda ultra ancha, el diseño del sensor de campo cercano y la teoría de inducción de carga de *Pedersen* [60].

Las bases que hacen posible la detección selectiva de descargas en conductores, radican en los rangos de alta frecuencia utilizados. A frecuencias superiores a 100 MHz, el campo electromagnético encuentra menor impedancia cuando se propaga en aire (propagación capacitiva) que cuando se conduce a lo largo de la pantalla del conductor (conducción a través de una reactancia inductiva) [61]. Este hecho permite la detección de descargas parciales durante la operación normal del cable si un sensor tipo *Rogowski* se posiciona en la vecindad de la fuente de descargas. Por lo tanto, los pulsos de descargas en un cable sufren una gran atenuación y los componentes de alta frecuencia de las señales de descargas parciales mutan a componentes de baja frecuencia a medida que la distancia de medición se acerca a 10 veces la longitud de onda (λ), debido a lo cual, se toman las siguientes consideraciones [62]:

Si se emplea un amplificador con el debido acoplamiento y ancho de banda para capturar pulsos de descargas de 1 GHz, la longitud de onda puede calcularse como:

$$\lambda = v/f \quad (m) \quad (4.3)$$

donde v es la velocidad de propagación en el dieléctrico y se calcula como:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}} \quad (m/s) \quad (4.4)$$

Considerando que:

$\epsilon_0 = 10^7/(4\pi C^2)$ F/m (permitividad eléctrica del vacío)

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m (permeabilidad magnética del vacío)

ϵ = Permitividad eléctrica relativa del aislamiento del cable (aproximadamente 3)

μ_r = Permeabilidad magnética relativa del aislamiento del cable (igual a 1)

c = Velocidad de la luz en el vacío (3×10^8 m/s)

f = Frecuencia de $1/4\tau$ (medición en Hz de cada mitad de semiciclo)

τ = Tiempo del frente de la descarga parcial (1-10ns)

Entonces:

$$v = 0.577c$$

y

$$\lambda = 3.46 \text{ m}$$

De acuerdo con este cálculo, la distribución de la intensidad de la respuesta de una medición en UWB se distribuye de manera similar a una curva gaussiana, cuyo máximo estará centrado en la localización del defecto y decaerá a cero prácticamente a 35 m (10λ) de dicha fuente de radiación electromagnética.

De acuerdo con lo anterior, el filtro pasabajas, formado en el cable, implica que las componentes de alta frecuencia sólo pueden ser medidas si los sensores se colocan lo suficientemente cerca de la fuente de DP's. Utilizando este principio, la detección electromagnética de la energía del pulso de DP's en la región de alta frecuencia (arriba de 50 MHz) permitirá la detección y localización de las DP's.

(Figura 4.7) Mas aún, en estas circunstancias la forma del pulso de DP's no se distorsiona, debido a que la longitud física del cable es muy grande comparada con la longitud de onda de la DP y no alcanza a haber reflexiones de la señal antes de que el pulso de descarga termine.

Estas relaciones existentes entre la frecuencia, la longitud de onda de la señal de DP's medida y la capacidad de análisis de los sensores, muestran que, a diferencia del método normalizado, el cual analiza prácticamente toda la longitud del cable, en el método en UWB es necesario efectuar mediciones múltiples distribuidas en la longitud total del cable bajo análisis para completar su diagnóstico. Es por esto que a la técnica propuesta en este trabajo se le llamó **medición distribuida** de DP's en UWB.

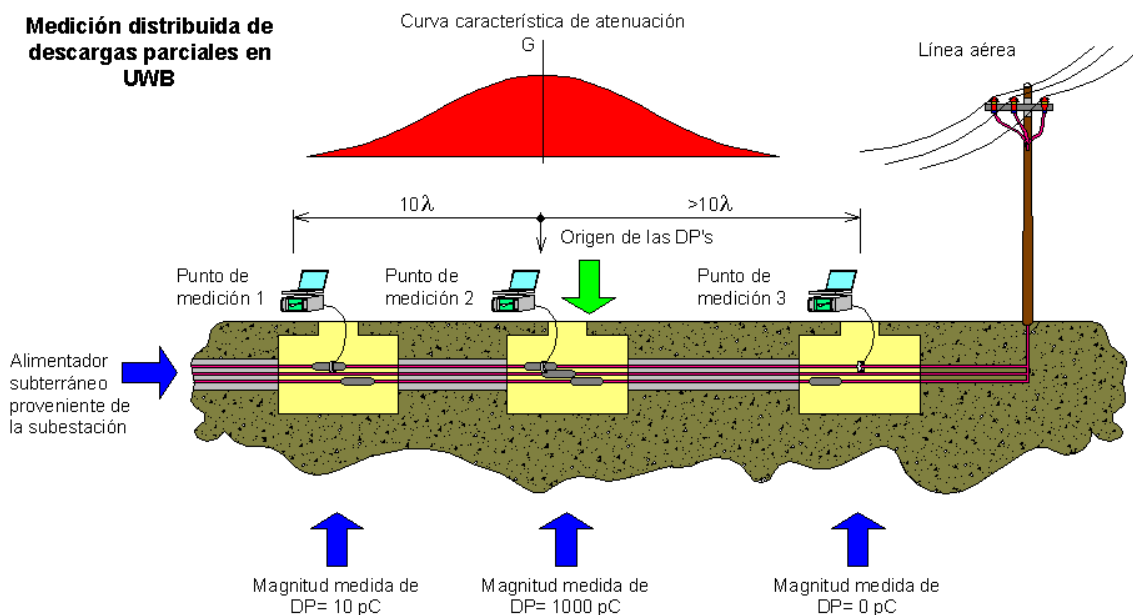


Figura 4- 7 Concepto de medición distribuida de DP's en UWB

Puesto que la corriente eléctrica medida en eventos de descargas parciales es de índole transitorio, es conveniente tomar ventaja de la variación rápida de la inducción magnética. La manera más simple de lograr esto, es mediante el empleo de una espira o bien una bobina en la vecindad de la corriente a ser medida. En esta bobina, la inducción magnética cambiante causará una fuerza electromotriz, dada por la ley de Faraday como sigue:

$$V = -\frac{d\phi}{dt} \quad (V)$$

(4.5)

Donde ϕ es el flujo magnético a través de la bobina. Una medida de este flujo puede ser tomada integrando la fuerza electromotriz. Debido a que la magnitud de este flujo depende de la magnitud de la corriente que produce la inducción, un conocimiento de este flujo permitirá la determinación de la corriente. Un diagrama esquemático del circuito de la bobina de prueba, se muestra en la **Figura 4-8** con una red simple de integración RC. La ecuación de Kirchoff para este circuito es:

$$\frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt} + iR + \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (4.6)$$

Donde i es la pequeña corriente que fluye en el circuito de medición, L es la inductancia de la bobina y R y C son la resistencia y capacitancia de la red de integración.

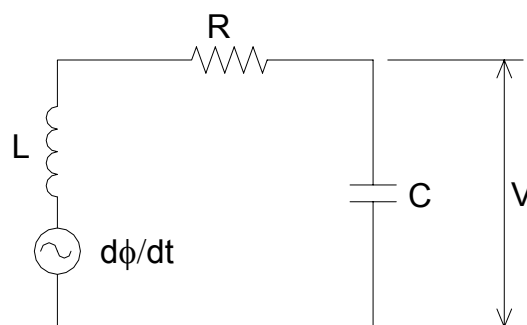


Figura 4- 8 Modelo de bobina de Rogowski y red de integración simple [63]

La resistencia en corriente directa de la bobina es despreciable en comparación con R . Si $R \gg L\omega$, donde ω es la componente más significativa de frecuencia de ϕ , entonces:

$$\frac{d\phi}{dt} \approx iR + \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (4.7)$$

Para $t \ll RC$, se tiene que:

$$i \approx \frac{1}{R} \frac{d\phi}{dt} \quad (4.8)$$

Por lo que el voltaje de salida V está dado por:

$$V = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{1}{RC} \int_0^t \frac{d\phi}{dt} dt = \frac{\phi(t)}{RC} \quad (4.9)$$

Donde se asume que el flujo magnético inicial es cero. El flujo en cualquier instante está relacionado con la magnitud de la corriente I , por una ecuación de la forma:

$$\phi(t) = KnI(t) \quad (4.10)$$

Donde n es el número total de vueltas de la bobina y K es una constante de proporcionalidad que depende de la geometría de la bobina y de la distribución de la corriente. La ecuación para el voltaje de salida queda entonces como:

$$V(t) = \frac{Kn}{RC} I(t) \quad (4.11)$$

En la práctica es deseable que el voltaje de salida sea lo suficientemente grande para ser medido con facilidad y precisión. El voltaje de salida puede hacerse más grande si se incrementa el número de vueltas, pero la restricción de que $L\omega \ll R$ limita la magnitud de n para una bobina diseñada para medir corrientes a frecuencias ω . La restricción de que $RC \gg t$ es también una limitación del voltaje de salida, por lo que el diseño de la bobina involucra un compromiso entre estos parámetros.

En general la constante K puede ser determinada con precisión sólo cuando la posición y distribución de la corriente son conocidas con alguna precisión. Un arreglo que permite la determinación de la corriente bajo circunstancias donde la geometría no se conoce con precisión es el conocido como bobina de *Rogowski*. Una bobina de *Rogowski* es esencialmente un solenoide con múltiples espiras, formado sobre un toroide el cual rodea la corriente a ser medida. La ley de Ampere puede aplicarse a una trayectoria cerrada que enlace las vueltas de devanado de una manera tal que cada elemento de la longitud de la trayectoria sea perpendicular al plano de la vuelta que enlaza. Si las vueltas están espaciadas equitativamente, el resultado de la Ley de Ampere puede escribirse como:

$$I = \frac{1}{\mu_0} \oint B \cdot dl = \frac{S}{\mu_0 n} \oint B \cdot dn \quad (4.12)$$

Donde S es la longitud efectiva del solenoide. La circunferencia media del toroide, dn es un vector en la dirección de dl pero con magnitud ndl/S , y μ_0 es la permeabilidad del espacio libre.

Si las vueltas individuales tienen la misma sección A, la Ecuación (4.12) puede escribirse como:

$$I = \frac{S}{\mu_0 n A} \int AB \cdot dn = \frac{S}{\mu_0 n A} \int d\phi = \frac{S\phi}{\mu_0 n A} \quad (4.13)$$

Donde ϕ es el flujo total a través de las vueltas de la bobina de *Rogowski*.

En la Ecuación (4.13), la variación de la inducción magnética sobre el área de una vuelta en particular se asume como despreciable, por lo que se logra una relativa independencia de la posición de las bobinas de *Rogowski*. Esta característica es lo que hace que este tipo de bobinas sean tan utilizadas. En muchas aplicaciones, como la que es el tema de estudio de esta tesis, es muy importante blindar las bobinas, con la finalidad de prevenir errores resultantes del acoplamiento capacitivo con fluctuaciones grandes de voltaje. De cualquier manera, siempre se deberá proveer una ranura en el blindaje con la suficiente apertura para permitir la penetración del campo magnético.

Las características en frecuencia de las bobinas de *Rogowski*, así como sus ecuaciones detalladas de diseño, han sido estudiadas por muchos autores, por lo que no se profundizará en su estudio, pero se presentará más adelante la caracterización de las obtenidas durante el desarrollo de este trabajo de tesis.

La teoría de cargas inducidas de *Pedersen*, establece un método analítico para la evaluación cuantitativa de la carga inducida en un electrodo en la vecindad de un dieléctrico. El desarrollo de una descarga dentro de una cavidad gaseosa dentro de un dieléctrico, conduce a la separación de cargas iónicas dentro de la cavidad. Casi inmediatamente, esta carga espacial ocasiona inducción electrostática en todos los conductores del sistema. Todo este proceso puede ser estudiado a través de un enfoque de Maxwell, permitiendo que las descargas parciales puedan ser cuantificadas en términos de una función λ . La función λ trata inherentemente con la presencia de materiales polarizables y está relacionada por lo tanto con el desplazamiento eléctrico.

Para entender esto, consideremos una situación de carga puntual dQ , localizada en un sistema dieléctrico heterogéneo en la presencia de electrodos y/o sensores de campo cercano. Esta carga inducirá carga en todos los electrodos. Esta carga inducida electrostáticamente dependerá solo de la magnitud y localización de la carga espacial.

Con referencia al i -ésimo electrodo en un sistema de N electrodos, la carga total inducida dq_i , relacionada con dQ puede ser expresada como:

$$dq_i = -\lambda_i dQ \quad (4.14)$$

El parámetro λ_i , es simplemente una función adimensional de proporcionalidad. En general, para un sistema de N electrodos, se requieren N funciones λ diferentes. La función λ_i , tiene un valor específico en cada punto del espacio. Toma un valor unitario en la superficie del i-ésimo electrodo y tiende a cero mientras la localización espacial se aleja de este electrodo.

La carga inducida electrostáticamente en cada electrodo, es debido al principio de superposición, la suma de todas las contribuciones en todos los elementos espaciales $d\Omega$ y en los elementos de superficie dS , por lo que se puede escribir:

$$q_i = -\iiint_{\Omega} \lambda_i \rho d\Omega - \iint_S \lambda_i \sigma dS \quad (4.15)$$

Debe observarse entonces que no hay una conexión lógica entre la carga inducida y la carga aparente.

A continuación se presenta la obtención de la función λ , con la simplificación inicial de que los N electrodos presentes son mantenidos a potencial cero, mientras que todas las cargas espaciales se fijan en sus posiciones adquiridas cuando se aplica voltaje a los electrodos. Nótese que al existir carga espacial, este análisis será manejado de acuerdo a la teoría de Poisson. A pesar del hecho de que los electrodos se consideran aterrizados, un campo eléctrico es sin embargo establecido a lo largo del dieléctrico debido a la presencia de cargas espaciales. Debido a esto se pueden sustituir las densidades volumétricas y superficiales de carga, ρ y σ respectivamente por:

$$\rho = \nabla \cdot \delta D \quad (4.16)$$

y por:

$$\sigma = n \cdot (\delta D_+ - \delta D_-) \quad (4.17)$$

Donde δD denota la densidad de flujo eléctrico en el campo poissoniano básico, establecido por las cargas espaciales y superficiales en el dieléctrico, junto con las cargas inducidas en los electrodos. Por lo tanto, rescribiendo la Ecuación (4.15) de la siguiente manera:

$$q_i = -\iiint_{\Omega} \lambda_i (\nabla \cdot \delta D) d\Omega - \iint_S \lambda_i n \cdot (\delta D_+ - \delta D_-) ds \quad (4.18)$$

E introduciendo la identidad vectorial:

$$\nabla \cdot (\lambda_i \delta D) = \lambda_i \nabla \cdot \delta D + \delta D \cdot \nabla \lambda_i \quad (4.19)$$

se obtiene:

$$q_i = -\iiint_{\Omega} \nabla \cdot (\lambda_i \delta D) d\Omega + \iiint_{\Omega} \delta D \cdot \nabla \lambda_i d\Omega - \iint_S n \cdot (\lambda_i \delta D_+ - \lambda_i \delta D_-) ds \quad (4.20)$$

Aplicando el teorema generalizado de Gauss al vector $\lambda_i \delta D$, se obtiene:

$$\iiint_{\Omega} \nabla \cdot (\lambda_i \delta D) d\Omega + \iint_S n \cdot (\lambda_i \delta D_+ - \lambda_i \delta D_-) ds + \iint_F c \cdot (\lambda_i \delta D) dF = 0 \quad (4.21)$$

Donde la última integral es tomada sobre todas las superficies de electrodo y c es un vector unitario hacia afuera de la superficie del electrodo. Debido a que λ_i es 1 en el i -ésimo electrodo e igual a cero en los electrodos restantes, esta última integral es simplemente igual a q_i . Una comparación de las ecuaciones (4.20) y (4.21) muestra que se requiere que λ_i se interpreta de manera tal que:

$$\iiint_{\Omega} \delta D \cdot \nabla \lambda_i d\Omega = 0 \quad (4.22)$$

Para obtener una condición simple para λ_i , se introduce:

$$\delta D = \varepsilon \delta E = -\varepsilon \nabla \delta V \quad (4.23)$$

Donde δE es la intensidad de campo y δV es el potencial escalar en el volumen entre los electrodos, siendo ε la permitividad. La Ecuación (4.22) puede ahora escribirse en la forma:

$$\iiint_{\Omega} \nabla \delta V \cdot (\varepsilon \nabla \lambda_i) d\Omega = 0 \quad (4.24)$$

o bien, utilizando la identidad vectorial:

$$\nabla \cdot (\delta V \varepsilon \nabla \lambda_i) = \delta V \nabla \cdot (\varepsilon \nabla \lambda_i) + \nabla \delta V \cdot (\varepsilon \nabla \lambda_i) \quad (4.25)$$

En la forma:

$$\iiint_{\Omega} \nabla \cdot (\delta V \varepsilon \nabla \lambda_i) d\Omega - \iiint_{\Omega} \delta V \nabla \cdot (\varepsilon \nabla \lambda_i) d\Omega = 0 \quad (4.26)$$

Aplicando ahora el teorema generalizado de Gauss al vector $\delta V \varepsilon \nabla \lambda_i$, obtenemos:

$$\iiint_{\Omega} \nabla \cdot (\delta V \varepsilon \nabla \lambda_i) d\Omega + \iint_S n \cdot (\delta V \varepsilon_+ \nabla_+ \lambda_i - \delta V \varepsilon_- \nabla_- \lambda_i) dS + \iint_F c \cdot (\delta V \varepsilon \nabla \lambda_i) dF = 0 \quad (4.27)$$

En esta última integral δV es cero debido a que se supuso que los electrodos restantes al i -ésimo estaban aterrizados. Esto permite que la ecuación (4.26) pueda escribirse como:

$$\iiint_{\Omega} \delta V \nabla \cdot (\varepsilon \nabla \lambda_i) d\Omega + \iint_S \delta V \left[\varepsilon_+ \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial n} \right)_+ - \varepsilon_- \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial n} \right)_- \right] dS = 0 \quad (4.28)$$

Esta condición se satisface si:

$$\nabla \cdot (\varepsilon \nabla \lambda_i) = 0 \quad (4.29)$$

y:

$$\varepsilon_+ \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial n} \right)_+ = \varepsilon_- \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial n} \right)_- \quad (4.30)$$

en el cual las derivadas parciales denotan la derivada de λ_i , en la dirección normal a la interfaz del dieléctrico. Estas condiciones junto con las condiciones de frontera $\lambda_i=1$ en el i -ésimo electrodo y $\lambda_i=0$ en los electrodos restantes, determinan la función λ_i .

La ecuación (4.29) es el laplaciano, y por lo tanto cualquier método matemático puede ser empleado para evaluar λ_i . Debe aclararse que esto no hace a λ_i una función de potencial, por lo que λ_i no debe ser vista como una función del voltaje aplicado.

De acuerdo con lo anterior, la existencia de carga inducida implica que los presentes métodos de análisis de la energía disipada en una cavidad no tiene fundamentos físicos.

4.4 Selección de muestras

La selección de muestras para efectuar las mediciones de este trabajo de tesis fue un proceso simple, ya que los factores que afectan la integridad del aislamiento de un cable subterráneo son conocidos y presentan mecanismos de deterioro ya analizados. Básicamente fueron 7 los factores a tomarse en cuenta para seleccionar las muestras a ser evaluadas y variaron de acuerdo a la locación de las pruebas:

1. Redes expuestas a sobrecargas y a sobretensiones transitorias
2. Redes expuestas a la circulación de corrientes armónicas
3. Cables instalados con radio de curvatura excesivo o bien, con evidencias de daño mecánico producido durante el arrastre de los conductores o por obras civiles vecinas, ver **Figura 4-9**.



Figura 4- 9 Detalle de conductores instalados con excesivo radio de curvatura

4. Accesorios dañados tales como empalmes o terminales con fuga de compuesto aislante o daño mecánico. En la **Figura 4-10** se muestra un espécimen evaluado que presenta este problema.



Figura 4- 10 Terminales con fuga severa de compuesto impregnante

5. Cables instalados en condiciones adversas, deficiente profundidad de instalación, número de conductores excesivos por trinchera, pozos de visita inundados con agua o con productos agresivos para la integridad del aislamiento, ver **Figura 4-11**



Figura 4- 11 Número excesivo de conductores instalados en una misma trinchera con evidencia de inundación

6. Accesorios deficientemente preparados o con mantenimiento defectuoso o nulo. Los problemas involucrados en este rubro son por ejemplo, una deficiente graduación de campo eléctrico en empalmes y terminales, la incorrecta graduación de la densidad de corriente y la inadecuada puesta a tierra de la malla del cable.

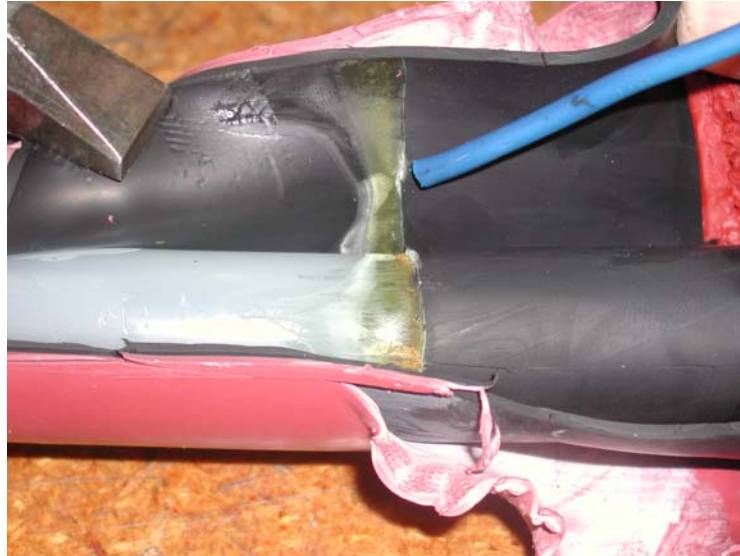


Figura 4- 12 Detalle de un inadecuado proceso de fabricación de terminales

7. Antigüedad de la instalación bajo análisis

En la locación experimental de campo se efectuó el análisis de 3950 muestras o puntos de muestra, las muestras analizadas se pueden clasificar de acuerdo con la gráfica de la **Figura 4-13** y forman parte de redes afectadas por diversos problemas de aislamiento, instalación, vandalismo y sobrecarga. Estas muestras son cables tipo 23PT 1x35, 1x150 y 1x240, equipados con terminales y empalmes de diversos tipos, entre los que se tienen terminales premoldeadas, españolas y 3M entre otras.

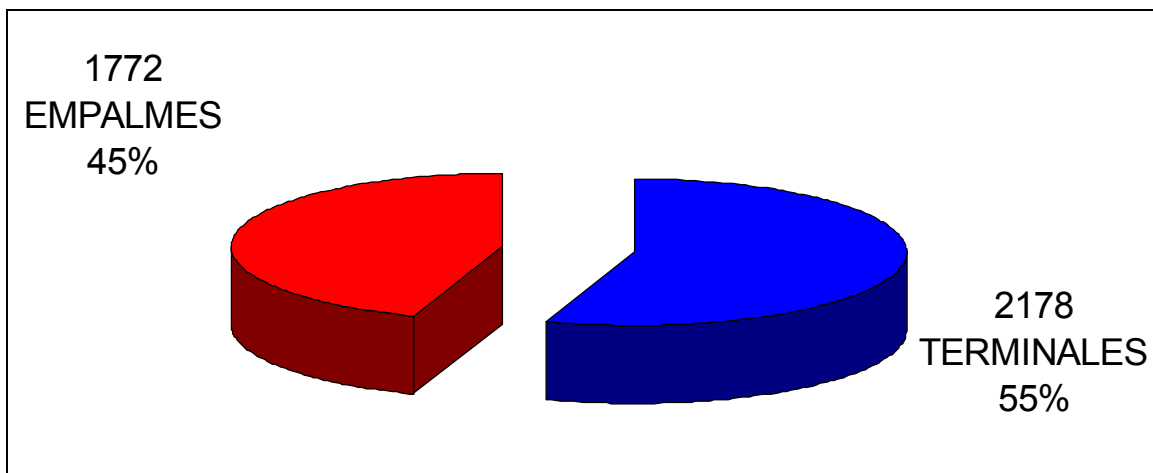


Figura 4- 13 Distribución del tipo de accesorio utilizado como muestra

Las muestras evaluadas en laboratorio fueron 13 cables de aislamiento XLPE completos de longitud variable entre 8 y 15 metros, clase 25 kV, equipados con sus 26 terminales.

4.5 Desarrollo de sensores

Debido a su simplicidad de construcción se seleccionó al arreglo denominado bobina de *Rogowski* para la detección de los pulsos de alta frecuencia provenientes de las descargas parciales que ocurren en los cables de energía. La tecnología de este tipo de sensores fue utilizada originalmente en la medición de corrientes de aceleradores pulsados de electrones. Las ventajas de esta bobina son su confiabilidad, facilidad de instalación, voltaje de salida independiente de la distribución de corriente, estabilidad a largo plazo y un voltaje de salida no dependiente de la frecuencia. A pesar de que este tipo de bobinas son llamadas con núcleo de aire, realmente si tienen un núcleo sólido pero con permeabilidades magnéticas muy bajas. Esta particularidad incrementa el valor de ancho de banda que son capaces de operar, pero limita la ganancia en magnitud.

El número de vueltas con la cual se construyen estas bobinas mejora la ganancia pero limita el ancho de banda por lo cual se establece siempre un compromiso entre estos dos parámetros. Para el diseño de la bobina de *Rogowski* que se utiliza en este trabajo se hicieron las siguientes consideraciones: No se toma en cuenta el fenómeno asociado con los efectos de tiempo de tránsito en la bobina, detalle que tiene lugar cuando la bobina no es excitada simétricamente. Tampoco se consideran los efectos de capacitancia entre vueltas. Esto podría ser discutible dada la frecuencia de las señales medidas, pero brinda resultados válidos en un rango de precisión aceptable, facilitando el diseño.

Entre las consideraciones prácticas utilizadas para el diseño de bobinas se aseguró que el flujo enlace sólo las bobinas menores del arrollamiento y no la vuelta mayor. Esto puede ser logrado proveyendo una relación razonable del área de las bobinas menores al área de la bobina mayor, y cuidadosamente alineando el plano de la bobina con la corriente primaria. En bobinas prácticas, es difícil incrementar la relación Na^2/r^2 más de 0.2, donde a es el radio medio menor de la bobina (al centro del devanado) y r es el radio medio mayor de la bobina. No se puede aumentar arbitrariamente a o N debido a que estos parámetros influyen en la corriente inducida en la bobina y en su respuesta en frecuencia.

La manera más práctica de reducir el eslabonamiento de flujo en la bobina mayor es colocar la bobina en un alojamiento conductor masivo. Este alojamiento llamado también blindaje cumple dos funciones: las corrientes azimutales inducidas en este blindaje por la componente axial del campo magnético B tienden a cancelar las componentes axiales del flujo.

El paso de las bobinas tiene un efecto muy pequeño en la corriente en la bobina y por lo tanto en su sensibilidad. Para una disminución cuádruple en el paso, la corriente en la bobina disminuye solo un cuarto. De cualquier manera el incremento del paso aumenta la capacitancia entre vueltas. Comúnmente se selecciona la razón paso a radio menor con un valor de 2.

Se debe escoger el paso de tal manera que el tiempo de tránsito en la bobina sea 4 o 5 veces mas corto que el tiempo de subida de la corriente bajo observación. Si la corriente bajo observación no se distribuye axi-simétricamente, la corriente inducida en la bobina tampoco será axi-simétrica y las diferentes corrientes inducidas en varios lugares de la bobina arribaran a la impedancia de terminación de la bobina en tiempos diferentes. Con esta condición la señal de salida puede exhibir oscilaciones transitorias super-impuestas en la forma de onda. Estas oscilaciones se amortiguan en 4 o 5 veces el tiempo de tránsito de la bobina. Cuando la bobina se excita simétricamente no ocurren estas aberraciones.

Dos muestras de bobina construidas fueron embebidas en resina y en silicón, con la finalidad de asegurar la estabilidad geométrica y el aislamiento eléctrico para las conexiones. El manejo del silicón fue mucho mas sencillo que el de la resina, especialmente al efectuar el vaciado. La resina al variar su volumen durante el fraguado generó esfuerzos mecánicos en la bobina que alteraron su configuración geométrica y además, aislaba la tapa del blindaje del resto de la carcaza favoreciendo el ingreso de interferencia electromagnética a la medición.

En las **Figura 4-14** se muestra el dibujo de conjunto de una de las bobinas de *Rogowski* desarrolladas para este trabajo. El principal problema de este prototipo radica en el hecho de que requiere montarse a priori en el espécimen bajo estudio,

ya que sus dimensiones son fijas. Por tal motivo y por otros que se expondrán en el capítulo 4, se utilizó para la medición en sitio de los especimenes de prueba un sensor de banda ultra ancha comercial, desarrollado por una empresa alemana orientada al diagnóstico de equipo eléctrico de alta tensión utilizando detectores digitales. En la **Figura 4-15** se muestra este sensor acompañado de una pinza de prueba para medición de corriente, cuyo objetivo es proporcionar una referencia de fase.

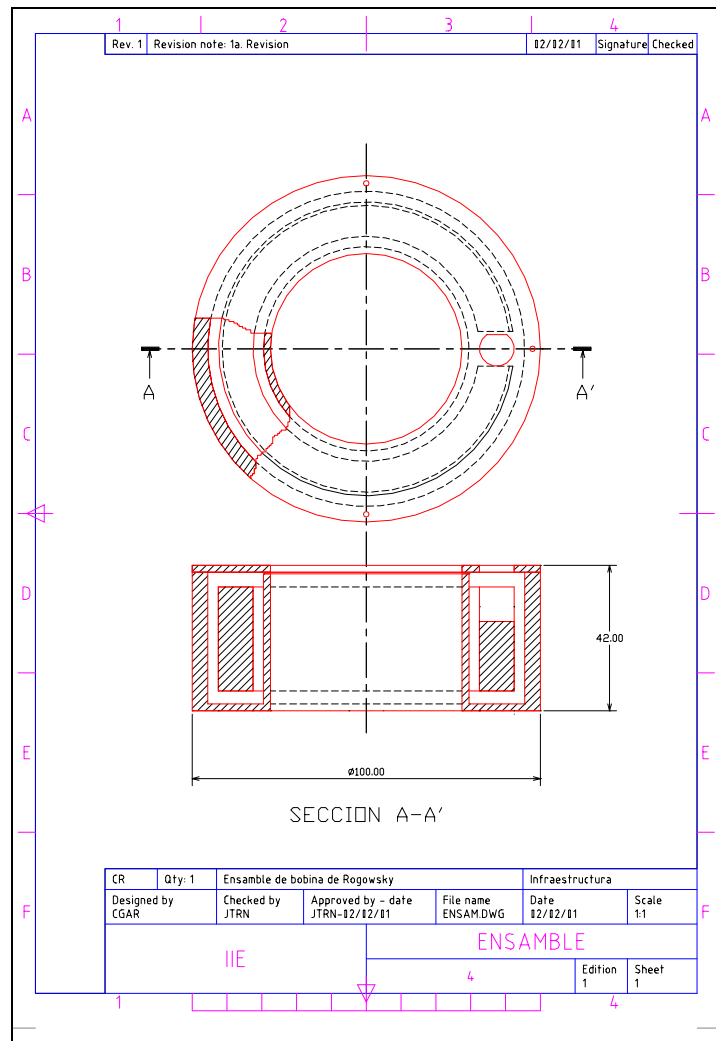


Figura 4- 14 Dibujo de conjunto del sensor desarrollado

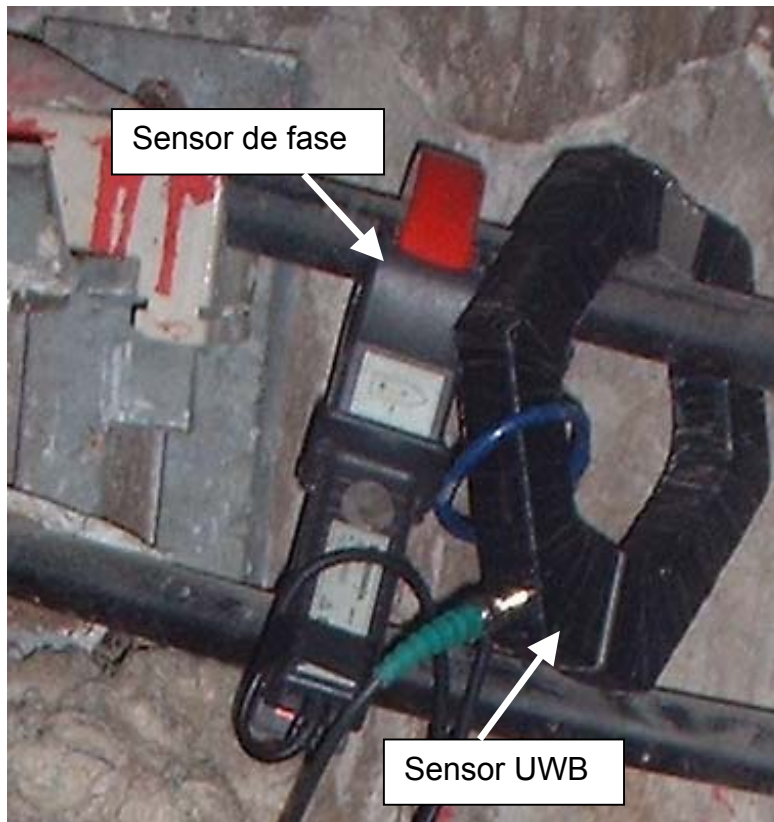


Figura 4- 15 Sensor comercial utilizado con pinza de corriente para referencia de fase

4.6 Caracterización de sensores utilizados para la medición en banda ultra ancha

A continuación se presentan los sensores que se utilizaron para efectuar las mediciones mostradas en la realización de este trabajo de tesis. La selección definitiva del sensor utilizado se realizó al analizar los resultados de la caracterización de cada sensor en función de la frecuencia, su facilidad de uso y sus características mecánicas de construcción.

Junto con la descripción de cada sensor se presentan sus gráficas de tensión pico a pico de salida en función de la frecuencia, ante una entrada sinusoidal de 1 Volt pico a pico. En las **Figura 4-16 y 4.17** se presenta el arreglo de pruebas utilizado para la caracterización de los sensores y enseguida se describe su funcionamiento.

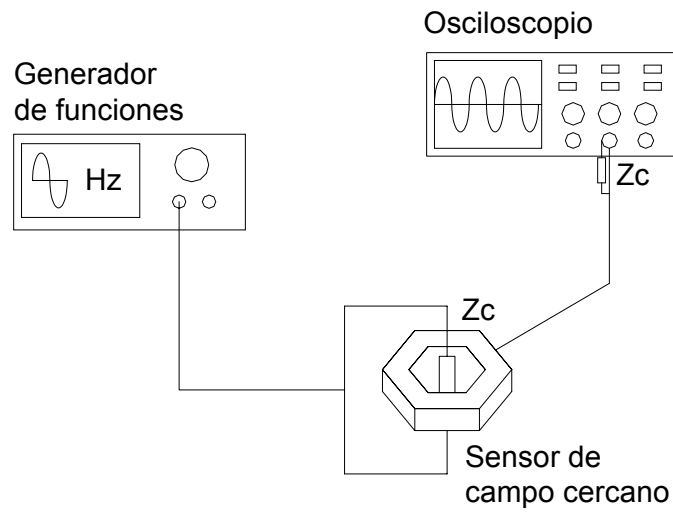


Figura 4- 16 Arreglo de prueba para determinar el ancho de banda de un sensor de UWB

El arreglo de pruebas utilizado consiste básicamente en un generador avanzado de funciones marca Agilent Technologies, modelo 33250, el cual provee un ancho de banda de 80 MHz [64].

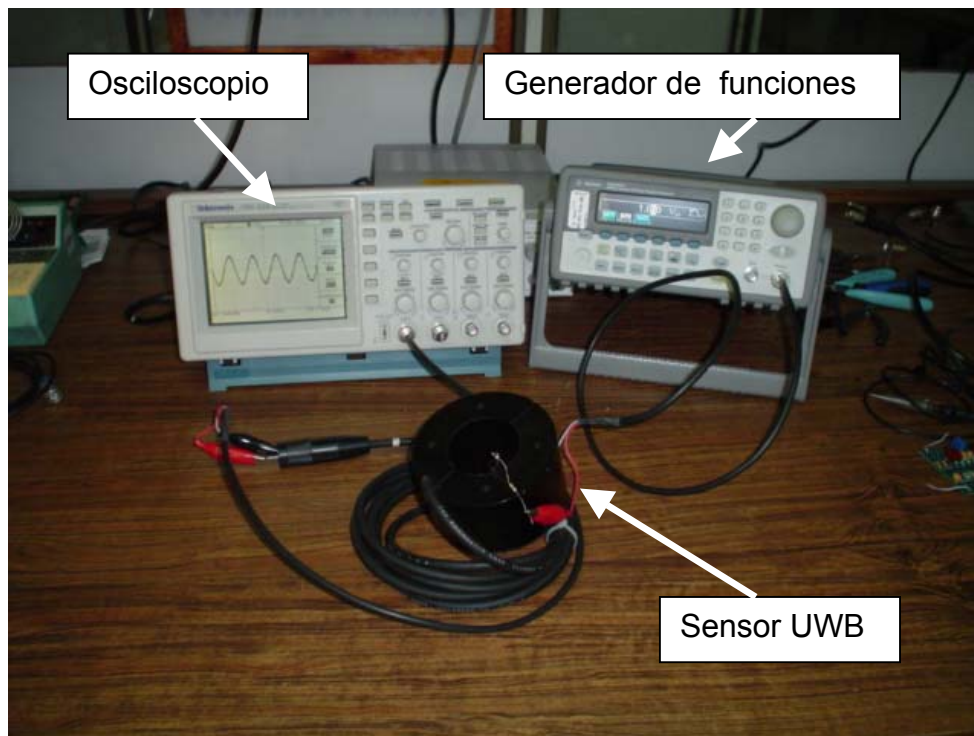


Figura 4- 17 Detalle del circuito utilizado para caracterizar los sensores de UWB

Como se observa en las **Figuras 4-16 y 4-17**, la señal de salida del generador de funciones se aplica al sensor bajo estudio a través de un lazo formado por un cable coaxial cortocircuitado por medio de una resistencia de 50Ω . Este lazo cumple la función del devanado primario del transformador de alta frecuencia bajo estudio durante la caracterización de los sensores.

El arreglo del sensor y el lazo de alimentación se conecta a un osciloscopio digital marca Tektronix modelo TDS220, el cual tiene una frecuencia de muestreo de 1 GS/s por canal y un ancho de banda de 100 MHz, con la finalidad de visualizar la señal adquirida.

A continuación, se aplica una señal sinusoidal inicial de 5 MHz al sensor y se ajusta la ganancia y la base de tiempo del osciloscopio para poder visualizar la señal a escala completa. El valor de frecuencia se incrementa en pasos gruesos, con la finalidad de detectar un ancho de banda efectivo. El ancho de banda efectivo es una franja de frecuencias en las cuales, la señal adquirida no muestra variaciones significativas en amplitud. Una vez determinado de manera gruesa este ancho de banda, se configura el generador de funciones para que entregue un voltaje pico a pico de salida con valor unitario y se ajustan los pasos de frecuencia para tener un tamaño de paso lo suficientemente fino para detectar con buena resolución las variaciones de tensión. Esta configuración tiene la gran ventaja de que facilita la determinación de los límites inferior y superior del ancho de banda efectivo: cuando la señal adquirida a través del sensor y digitalizada en el osciloscopio presenta una atenuación de 3 dB, se dice que se ha alcanzado una frecuencia de corte. La atenuación de 3 dB corresponde a un valor de $1/\sqrt{2}$ del valor pico máximo que se presenta en el ancho de banda, esto es, una atenuación en porcentaje de 70.71% del valor máximo.

Después de estimar el valor de corte a partir de la lectura máxima obtenida, se procede entonces a efectuar un barrido en frecuencia desde 5 MHz hasta los 80 MHz que es capaz de entregar el generador de funciones, variando el número de puntos de muestreo por década de manera coherente para mantener la resolución. Las lecturas de este barrido se registran a partir de la frecuencia de corte bajo hasta la frecuencia de corte alto.

La ventaja de la configuración de salida unitaria de la señal del generador de funciones, se puede visualizar fácilmente en el cálculo de la ganancia correspondiente a cada sensor y a su cableado asociado. Al efectuar un análisis de las señales de voltaje de entrada y de salida al sistema, la ecuación (4.31) se utiliza entonces para determinar la ganancia del sensor:

$$G = 20 \log \frac{V_o}{V_i} \quad (4.31)$$

En esta ecuación V_o es el voltaje de salida del sensor medido en el osciloscopio y V_i el voltaje de entrada aplicado al mismo por el generador de funciones. De aquí se observa claramente que si se asume V_i unitario, el voltaje de salida del sensor será el único parámetro de peso de la ecuación, por lo que la ganancia se puede calcular fácilmente a partir de la Ecuación (4.32):

$$G = 20 \log V_o \quad (4.32)$$

Cabe hacer notar que en el circuito de pruebas utilizado no se controló la inductancia de sus componentes, con la finalidad de que se tuvieran las condiciones más adversas para la determinación del ancho de banda y así poder tener la respuesta más pesimista de los sensores.

A continuación se presenta cada uno de los sensores evaluados, estableciendo los beneficios y desventajas que se presentan con su utilización:

El primer sensor evaluado fue un sensor redondo construido con núcleo de aire y encapsulado en plástico (**Figura 4-18**). De acuerdo con la teoría electromagnética este sensor debe presentar una respuesta en frecuencia muy buena ya que no tiene problemas de saturación. Se observa que tiene una ganancia constante en frecuencias inferiores a 1 MHz y que prácticamente a partir de este valor comienza a presentar un comportamiento no lineal, incrementando su ganancia (**Figura 4-19**). A primera vista, este comportamiento es el ideal para un sensor UWB, sin embargo, el responder a baja frecuencia lo hace susceptible a ruido y a interferencia. Además, la respuesta en alta frecuencia es de tipo resonante, por lo que no es confiable su comportamiento en el rango de interés de las mediciones, generando incertidumbre acerca de los valores medidos.

El blindaje de este sensor se construyó utilizando pintura conductora de manera previa a la plastificación de su envoltorio. Esta tecnología, al ser experimental todavía, limita el uso de estos sensores en aplicaciones de campo, puesto que las expansiones térmicas a las que se ve sujeto contribuyen a afectar la integridad de su blindaje, favoreciendo que la interferencia electromagnética afecte las mediciones.

Una desventaja adicional de este sensor, de índole mecánico, es que al estar fabricado de una sola pieza, no permite que se acople a especímenes en línea, debido que su diámetro es fijo. Sin embargo, este tipo de sensor será muy útil si se utiliza en ambientes no agresivos y se instala como sensor permanente dado su bajo costo. En estas circunstancias, se podrá tener un sistema de monitoreo en línea de alimentadores de equipo costoso, lo que favorecerá el mantenimiento preventivo y reducirá el índice de fallas catastróficas.



Figura 4- 18 Sensor circular encapsulado en plástico

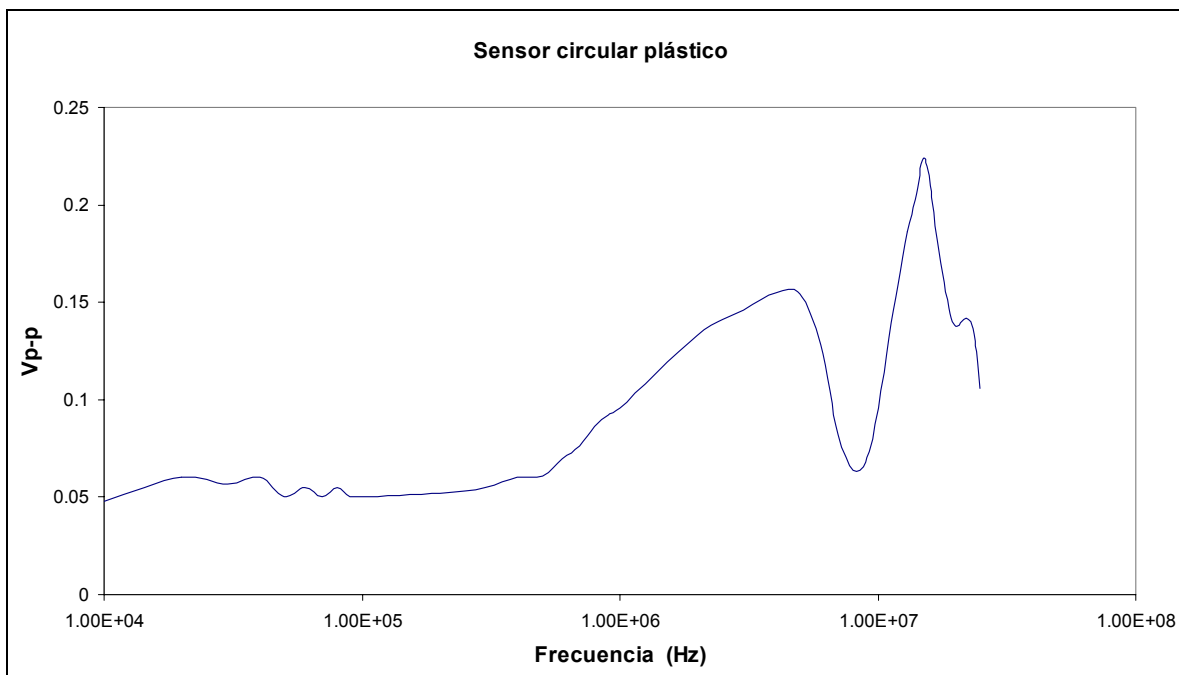


Figura 4- 19 Respuesta a la frecuencia del sensor UWB encapsulado en plástico

Para fines de investigación se evaluaron los comportamientos de un sensor sin blindaje y con un espacio exagerado en el yugo para favorecer la dispersión magnética y reducir su ganancia y un sensor con blindaje al cual también se le provocó un espaciado en la geometría de su yugo. En las **Figuras 4-20 y 4-22** se muestran estos sensores.

Con los resultados obtenidos, puede observarse que no hay mucha influencia del tamaño del espacio de separación del yugo siempre y cuando este sea pequeño y que el blindaje contribuye a mejorar el ancho de banda. De acuerdo con lo anterior, la separación no es un factor crítico en el desempeño del sensor y puede ser una ventaja en el caso de conductores más gruesos o bien, en equipos tales como subestaciones encapsuladas, en los cuales no se requeriría un transformador de corriente de gran diámetro, sino que bastaría con un sensor con geometría tipo cinta.

Comparativamente, ambos sensores presentan una mejor ganancia que el sensor redondo encapsulado en plástico, debido a que cuentan con núcleo de ferrita. Este material permite una respuesta lineal en prácticamente todo el ancho de banda de interés de estos sensores y sólo se ve afectado por problemas de resonancia y reflexiones (**Figuras 4-21 y 4-23**), debidos a omisiones en el diseño de su envolvente.

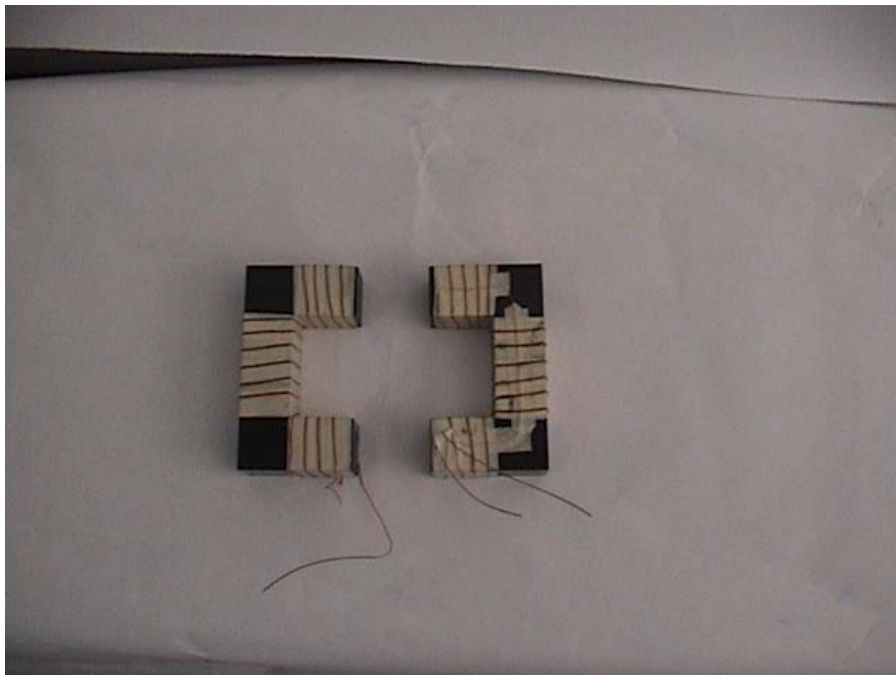


Figura 4- 20 Sensor cuadrado con abertura de 1.5 cm sin blindaje

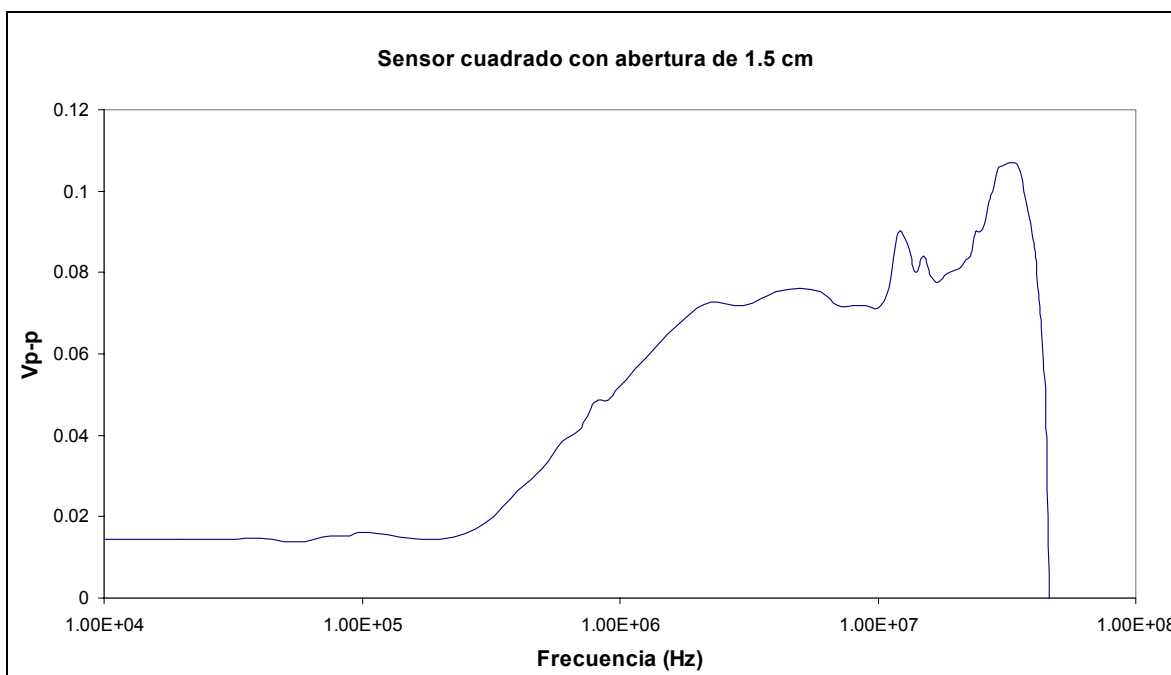


Figura 4- 21 Respuesta a la frecuencia de un sensor UWB con abertura de 1.5 cm y sin blindaje



Figura 4- 22 Sensor cuadrado con abertura de 1 cm con blindaje

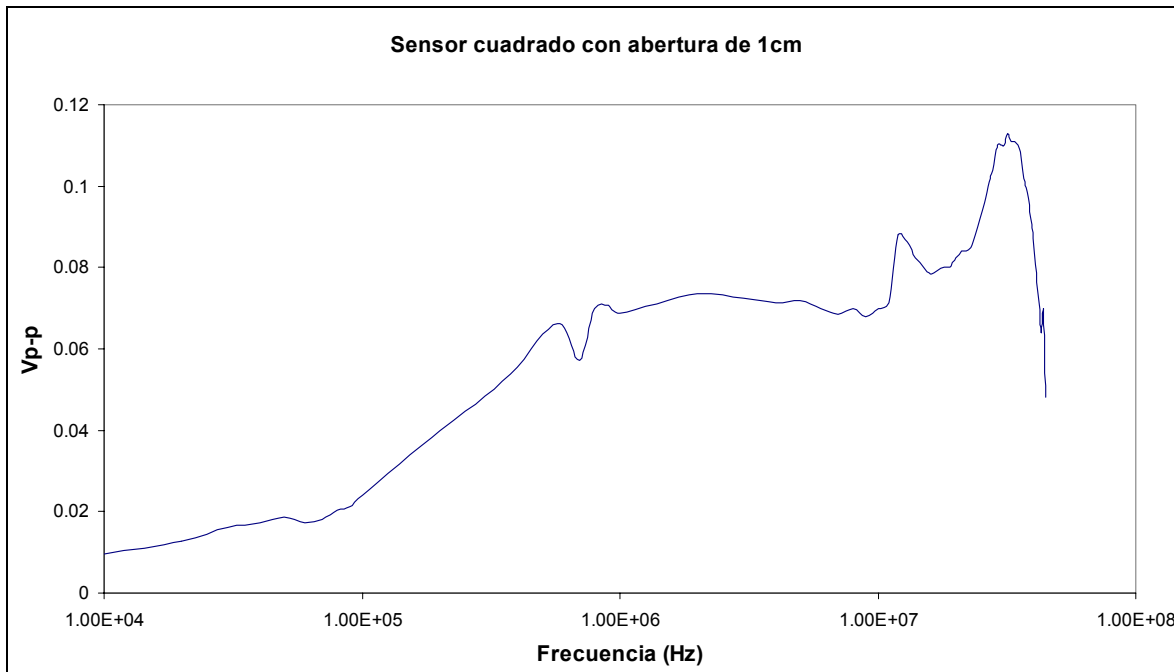


Figura 4-23 Respuesta a la frecuencia de un sensor UWB con apertura de 1 cm y con blindaje

En la **Figura 4-24** se presenta el sensor comercial CT-100 [65] utilizado en este trabajo de tesis para llevar a cabo las mediciones de descargas parciales en banda ultra ancha. Este sensor tiene un cuidadoso e inteligente diseño que lo hace inmune a resonancias y oscilaciones por reflexiones. Su blindaje, además de funcionar como pantalla electrostática, sirve como retorno de corriente en la construcción de la bobina *Rogowski*, esto es, cancela los enlaces de flujo que se presentan entre cada espira de la bobina. La tornillería de sujeción está cuidadosamente espaciada teniendo en cuenta la longitud de onda de las señales esperadas, con el objeto de lograr que tenga la distancia adecuada para evitar reflexiones de alta frecuencia. Además, con la finalidad de evitar corrientes circulantes indeseables en la envolvente, ésta se construye con una ranura a lo largo de la circunferencia interna del sensor, evitando eslabonamientos de flujo en su sección transversal que limitarían su ancho de banda. De acuerdo con la **Figura 4-25**, este sensor tiene un ancho de banda de 2 a 32 MHz a 3 dB y de 1.2 a 40 MHz a 6 dB, presentando un comportamiento que si bien no es completamente lineal, si cumple con los requerimientos de la medición.

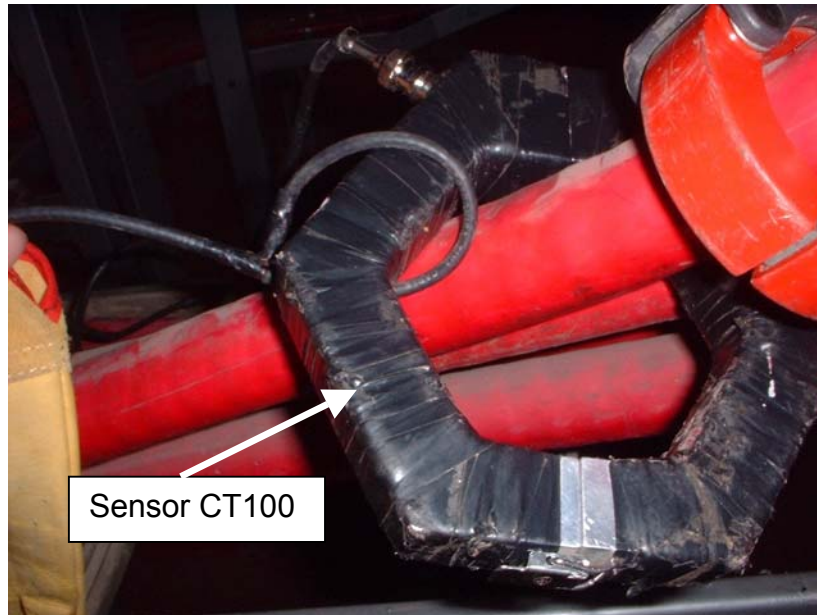


Figura 4- 24 Sensor CT-100

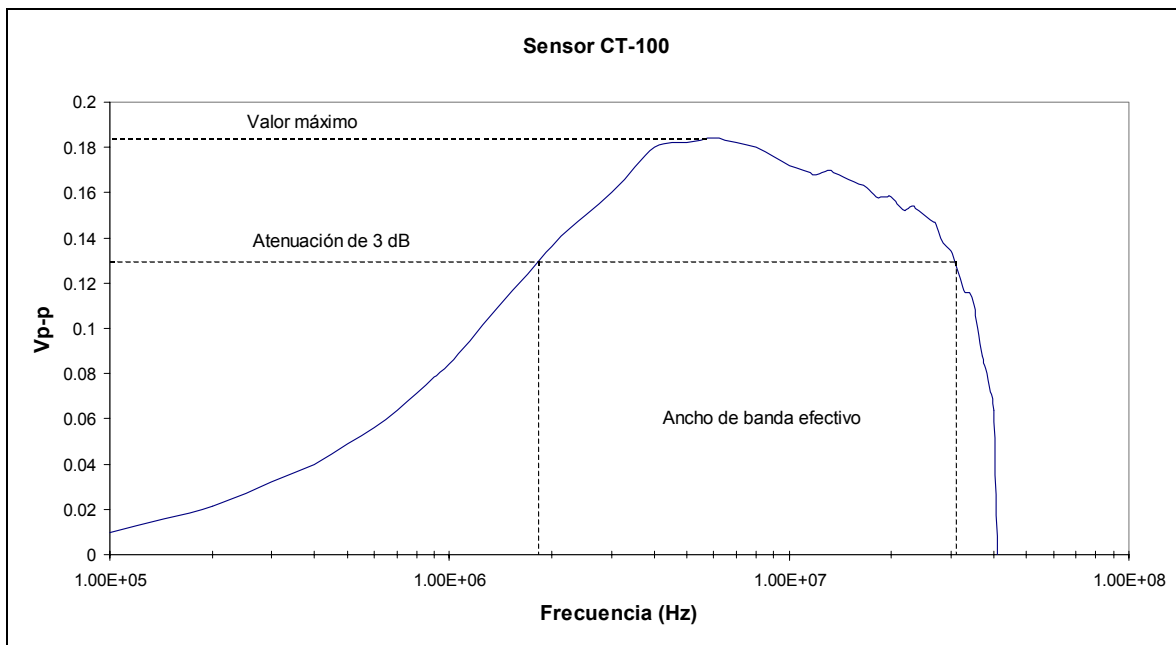


Figura 4- 25 Respuesta a la frecuencia de un sensor CT-100

En la **Figura 4-26** se muestra un comparativo final de los sensores evaluados que da la razón de por qué se eligió el sensor CT-100 para las mediciones de este trabajo. Resumiendo, este sensor presenta el ancho de banda más grande con comportamiento lineal, no responde en bajas frecuencias (KHz), lo cual lo hace inmune a interferencia electromagnética y tiene la mejor ganancia.

Además de los aspectos anteriores, el hecho de que tiene un diseño mecánico tipo gancho, facilita enormemente su uso en mediciones en línea, no necesitando sacar de operación al circuito bajo análisis para su colocación.

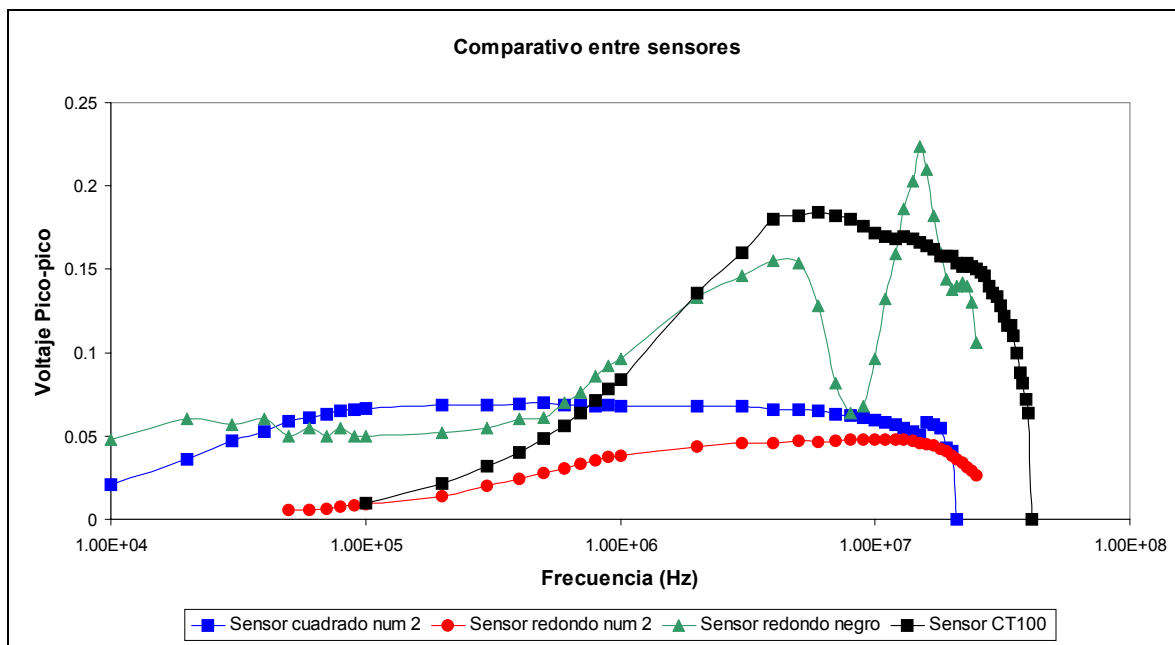


Figura 4- 26 Comparación de la respuesta a la frecuencia de los sensores evaluados

4.7 Obtención de la función de transferencia del sensor utilizado

Una vez definido el CT-100 como sensor a utilizarse para las mediciones de este trabajo de tesis, es de importancia conocer sus características de entrada-salida para estimar su comportamiento frente a pulsos de alta frecuencia y en especial frente a la línea de transmisión utilizada para su calibración.

Para tal fin se montó el circuito que se muestra en la **Figura 4-27**, el cual consta básicamente de un osciloscopio, un calibrador y el sensor bajo estudio. Para determinar las características de entrada-salida del sensor, mediante un conector "T" se divide una línea de transmisión coaxial en dos partes. Una derivación se conecta directamente al osciloscopio digital, utilizando una impedancia de 50

Ohms para acoplar adecuadamente la señal al osciloscopio. Esta derivación es la que contiene la señal de entrada al sensor. La segunda derivación se cortocircuita para formar el primario del sensor y de esta manera inyectarle el pulso al sensor. Cabe mencionar que a pesar de que esta conexión se denominó como cortocircuito, no es tal, debido a que la longitud de onda de las señales transmitidas es lo suficientemente pequeña para evitar este comportamiento.

El sensor una vez excitado a través del lazo de cortocircuito, es conectado mediante una línea de transmisión coaxial terminada en su impedancia característica, al mismo osciloscopio en el que se está desplegando la señal de entrada al sensor. Esta nueva conexión permite visualizar la señal de salida del sensor en el osciloscopio, el cual cuenta con un programa de control desarrollado para transferir las señales a una computadora personal en formato ASCII.

Las señales así digitalizadas y transferidas a una PC son alimentadas al programa **Matlab** [66] para proceder a la obtención de una función de transferencia mediante identificación de sistemas.

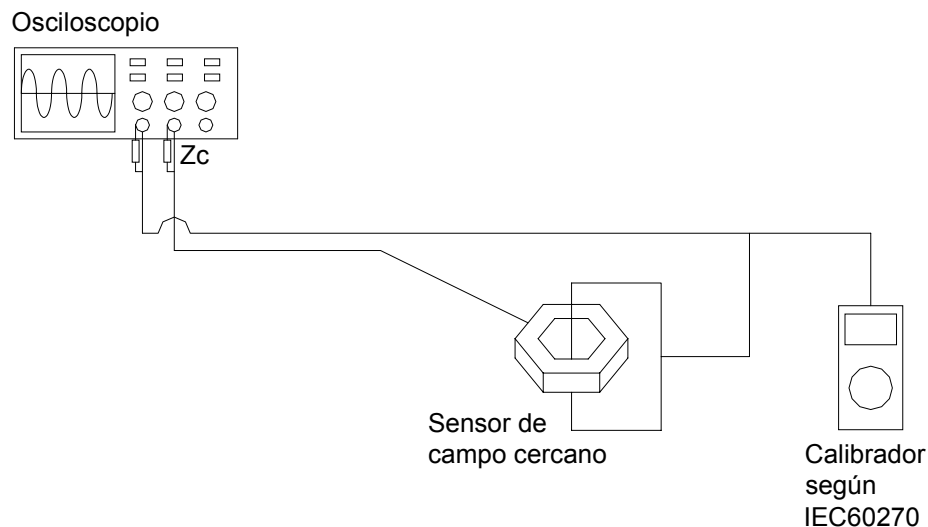


Figura 4- 27 Arreglo de prueba para la obtención de la función de transferencia del sensor CT-100

La identificación de sistemas consiste en estimar un modelo de un sistema, basándose en datos observados a la entrada y a la salida del mismo. Existen varias maneras de describir un sistema y de estimar tales descripciones. El procedimiento para determinar un modelo de un sistema dinámico de datos de entrada-salida requiere de tres componentes básicos:

1. El juego de datos de entrada-salida

2. El modelo candidato para ajuste (la estructura modelo)
3. El criterio para seleccionar un modelo particular del sistema, basado en la información de los datos (el método de la identificación).

Una vez que se tienen estos componentes se inicia el proceso de identificación, el cual consiste en seleccionar varias estructuras modelo para el problema, en calcular la mejor estructura modelo, y en la evaluación de las características de esta estructura modelo para considerar si son satisfactorias. El ciclo de identificación de sistemas puede detallarse como sigue:

1. Se diseña un experimento y se registran los datos de entrada-salida del proceso que se identificará.
2. Se examinan los datos, filtrándolos para quitar tendencias y ruidos y seleccionando las porciones útiles de los datos originales. Se aplica filtrado para realzar las gamas de frecuencia importantes o para suprimir las componentes indeseables.
3. Se selecciona y se define una estructura modelo (un sistema de descripciones de sistema candidato) dentro de la cual se debe encontrar el modelo final.
4. Se calcula el mejor modelo de la estructura según los datos de la entrada-salida y un criterio dado de ajuste.
5. Se examinan las características obtenidas en el modelo. Si el modelo es bastante bueno, entonces se detiene el proceso; en caso contrario se itera desde el paso 3 para intentar con otra estructura modelo.

Todas las herramientas necesarias para llevar a cabo satisfactoriamente este proceso, se encuentran en el toolbox de identificación de sistemas de Matlab [67] y pueden accederse fácilmente a través de una interfaz gráfica (**Ident**).

A continuación se presentan las funciones de transferencia, estimadas como resultado de la identificación de sistemas. Como datos de entrada y salida para estimar la estructura adecuada se utilizó un pulso de calibración de 500 pC como señal de entrada y como señal de salida se utilizó la respuesta del sensor y su cableado asociado a este pulso. Se utilizaron varios modelos para estimar la función de transferencia, obteniéndose como los más precisos el modelo ARMAX y el modelo de estimación en espacio de estados por medio de subespacio, el cual se denominará ahora como N4S2. La teoría asociada a la obtención de estos modelos está fuera del alcance de esta tesis y se encuentra en la bibliografía [68-70].

En la **Figura 4.28** se presenta el pulso de salida medido como respuesta al pulso de calibración de 500 pC y las aproximaciones logradas con los modelos ARMAX y N4S2. El modelo N4S2 es en este caso el que ofrece el mejor ajuste con los datos reales, correspondiéndole un ajuste de 87.14%, mientras que el modelo ARMAX se tiene un porcentaje de ajuste de 80.38%.

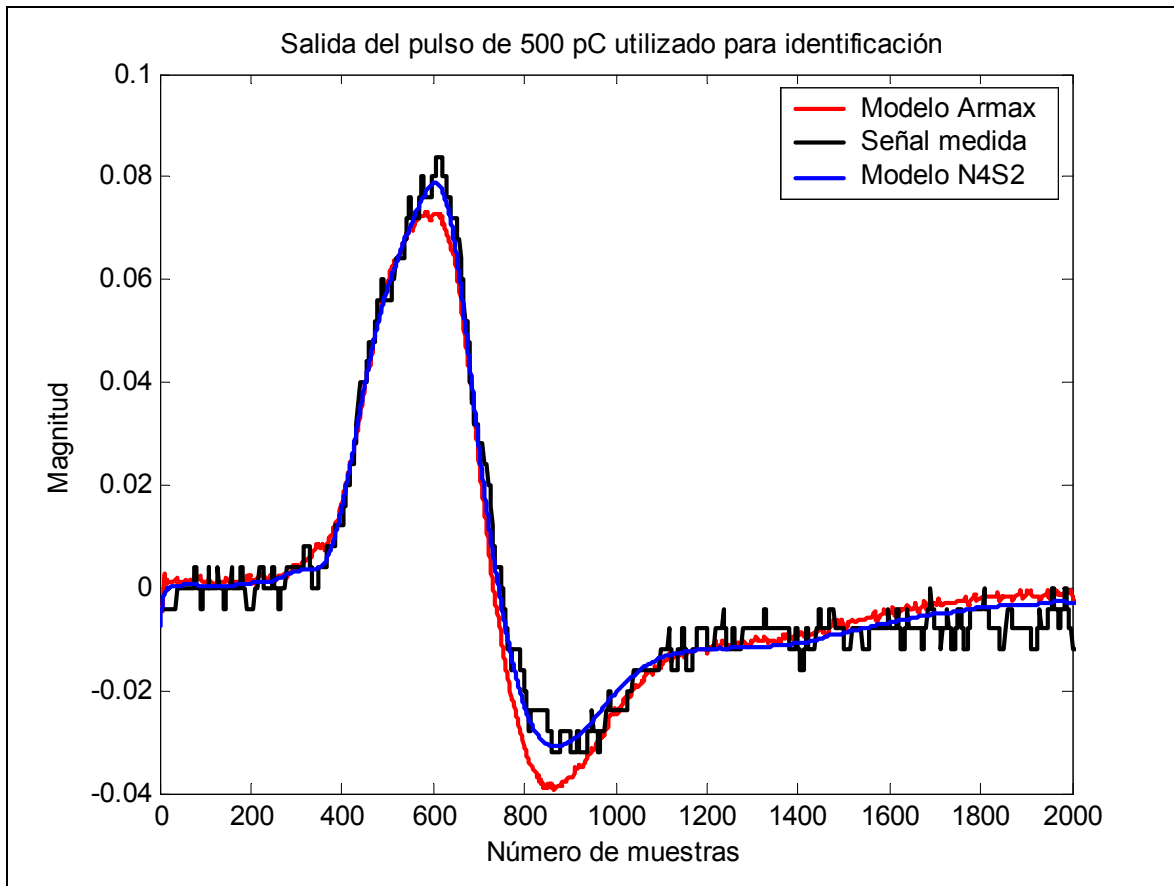


Figura 4- 28 Pulso de salida del sensor y estimaciones Armax y de espacio de estados para identificación de sistemas de un pulso aplicado de 500 pC

De acuerdo con lo anterior, se puede deducir que el modelo N4S2 es el que mejor predice los valores de salida. A continuación en la **Figura 4-29** se presentan los polos y ceros obtenidos con ambos modelos. Debe notarse que no obstante el adecuado ajuste del modelo N4S2, la función de transferencia a la que da lugar es muy sencilla (ecuación 4.33) en comparación con la obtenida con el modelo ARMAX (ecuación 4.34).

:

$$H(s) = \frac{-0.0057s + 0.0060}{s^2 - 1.8411s + 0.8414} \quad (4.33)$$

$$H(s) = \frac{0.045s^9 + 0.104s^8 - 0.105s^7 - 0.065s^6}{1.000s^{10} - 0.939s^9 - 0.016s^8 + 0.067s^7 - 0.069s^6 \dots} \quad (4.34)$$

$$\dots \frac{-0.016s^5 - 0.006s^4 - 0.034s^3 + 0.01s^2 + 0.029s + 0.041}{-0.125s^5 + 0.083s^4 - 0.018s^3 + 0.021s^2 + 0.019s - 0.021}$$

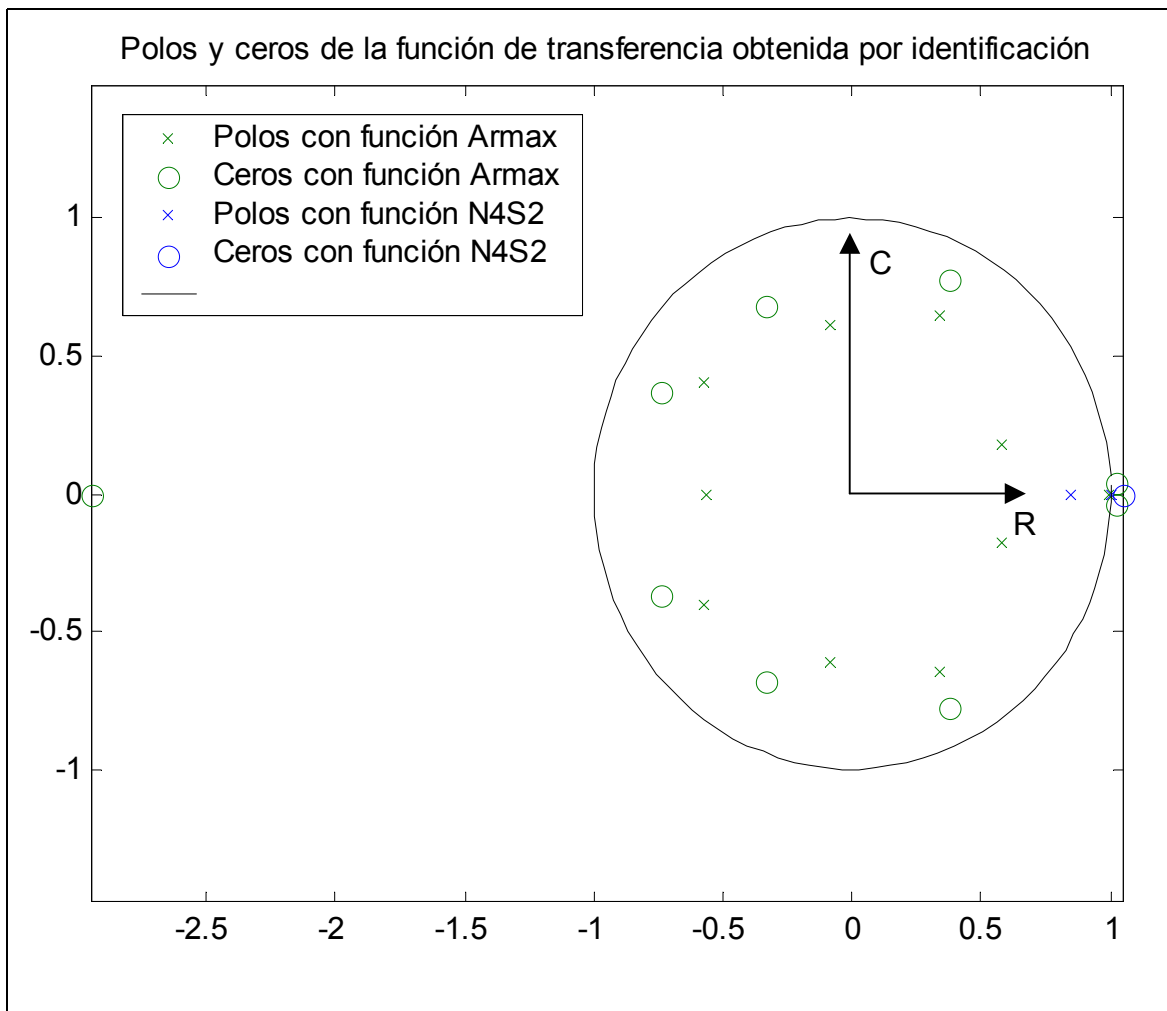


Figura 4- 29 Polos y ceros de la función de transferencia obtenida por los modelos ARMAX y de espacio de estados para el sensor CT-100

A continuación, en las **Figuras 4-30 a 4-33**, se presentan los comparativos entre las salidas proporcionadas por los modelos ARMAX y N4S2, con diversas señales reales medidas. Los pulsos inyectados se seleccionaron para tener valores inferiores y superiores al pulso con el cual se obtuvo la identificación de sistemas. Los valores aplicados fueron entonces de 1 nC y 200 pC. Asimismo se cambió la polaridad de dichos pulsos para verificar la validez del modelo frente a entradas negativas. El peor porcentaje de ajuste se dio con el pulso de 1 nC positivo y fue de 51.78%.

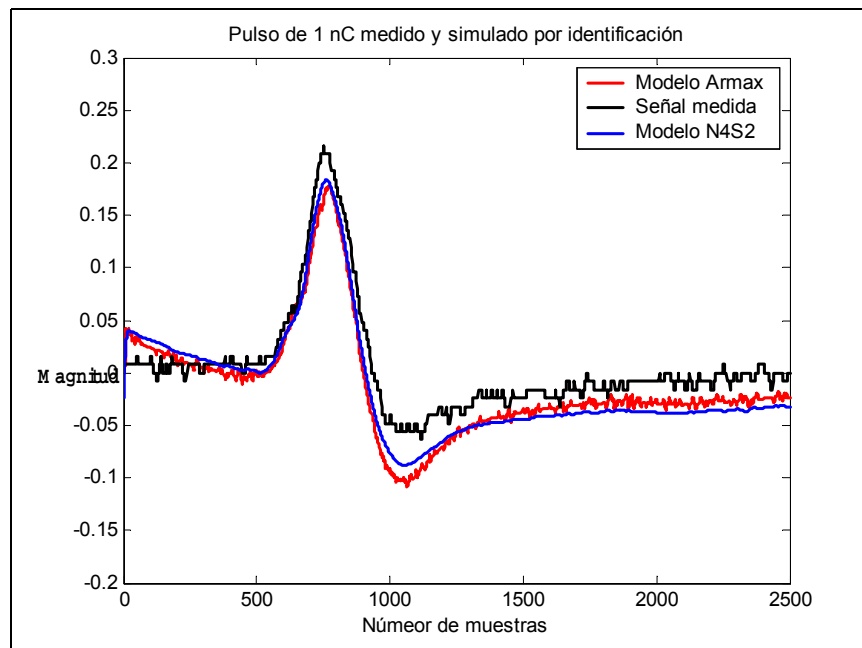


Figura 4- 30 Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 1 nC positivo

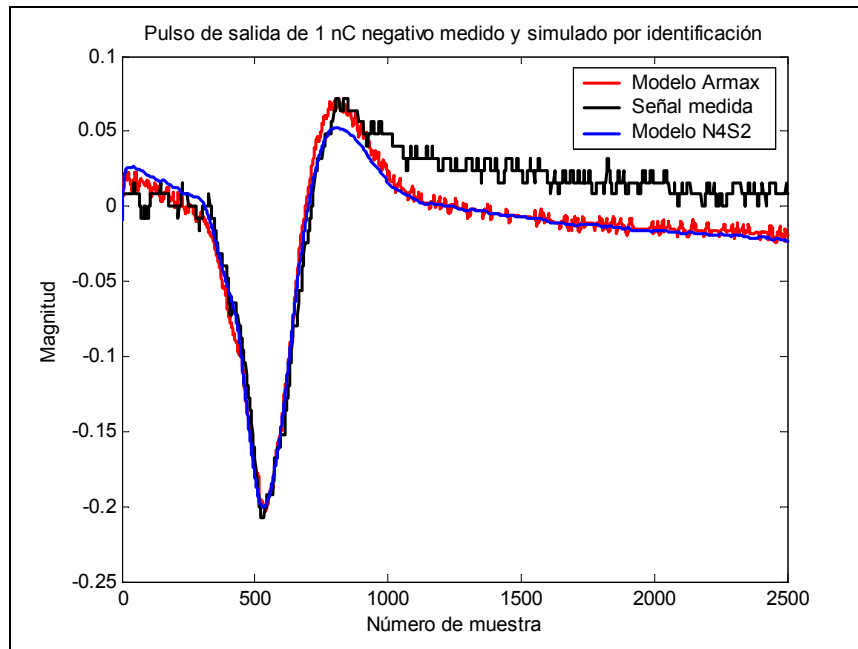


Figura 4- 31 Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 1 nC negativo

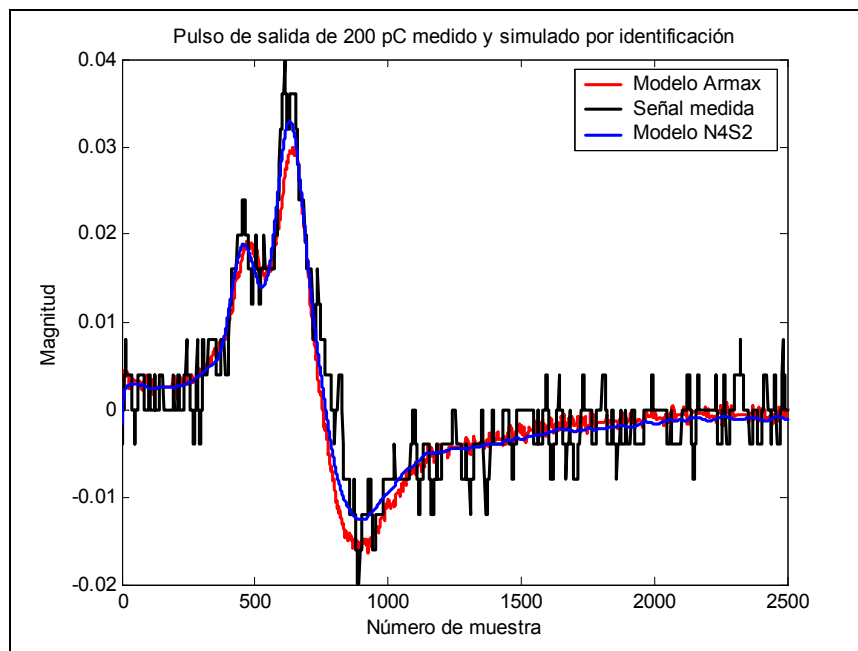


Figura 4- 32 Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 200 pC positivo

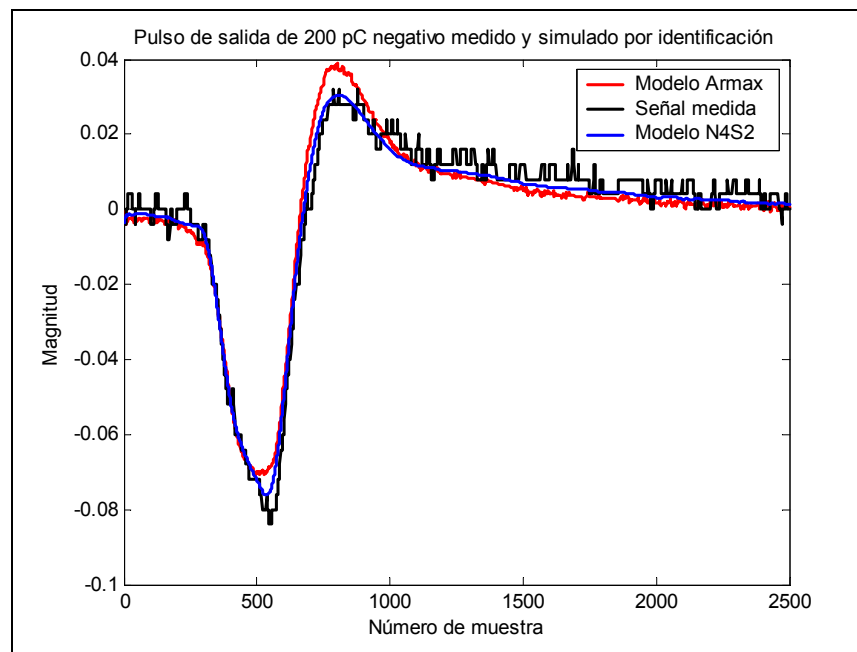


Figura 4- 33 Validación de los modelos de identificación de sistemas mediante la comparación con pulso de 200 pC negativo

4.8 Medición de descargas parciales en Banda Ultra Ancha

Para la clasificación cualitativa de fallas incipientes en los especímenes bajo estudio, la principal herramienta que se utilizó, fue la detección de descargas parciales en banda ultra ancha, la cual es el tema central de este trabajo de tesis. El principio de detección radica en la alta relación señal a ruido obtenida cuando la actividad de descargas parciales es medida en frecuencias en el rango de MHz. A estas frecuencias los pulsos de descargas viajan preferentemente a través del aire, debido a que encuentran alta impedancia de conducción y atenuación debido a pérdidas dieléctricas y a la inductancia propia del conductor.

Aprovechando lo anterior, las emisiones electromagnéticas de descargas pueden ser medidas colocando los sensores tipo *Rogowski* desarrollados y comerciales con ancho de banda adecuado cerca de la fuente de DP's. En estas condiciones, la forma del pulso de DP's no se distorsiona, debido a que la longitud física del cable es muy grande comparada con la longitud de onda de la DP y no alcanza a haber rebotes de la señal antes de que el pulso de descarga termine.

Para los resultados mostrados, se utilizan estos sensores de campo cercano en conjunto con pre-amplificadores y referencias de fase que permiten conectar los sensores a detectores convencionales generando pulsos de frecuencia

proporcional más baja, facilitando la obtención de despliegues tradicionales o bien, de los diagramas N-Q- Φ característicos de los nuevos detectores digitales comerciales.

Como se demostró en la sección 4.3, la longitud de análisis calculada para las condiciones del circuito de prueba es 34.6 m, correspondiendo a los experimentos realizados en sitio que muestran que el sistema de detección responde a señales generadas en 10λ . Por lo tanto, los pulsos de descarga ocurridos en cualquier dirección, en la vecindad de 35 m alrededor de la descarga podrán ser detectados en la práctica por el sensor de campo cercano con su respectiva atenuación.

Debido a que un sistema de detección de DP's debe ser calibrado para asegurar una respuesta lineal al campo en banda ultra ancha y a que, por motivos de operación, el cable a evaluarse no puede ser desconectado, no puede seguirse un proceso de calibración normalizado. Sin embargo, mediante el empleo de un lazo cerrado de longitud controlada de máximo 40 cm, formado por el cortocircuito de las terminales de un calibrador convencional, se inyecta una carga conocida al sensor de campo cercano, permitiendo la obtención de una referencia de magnitud, relativa a un valor normalizado.

En la **Figura 4-34** se presenta una señal de calibración, la referencia senoidal de fase y el ruido ambiente presente, medidos con un detector comercial de DP's que tiene conectado un sensor de campo cercano, excitado por un pulso de calibración normalizado de 100 pC.

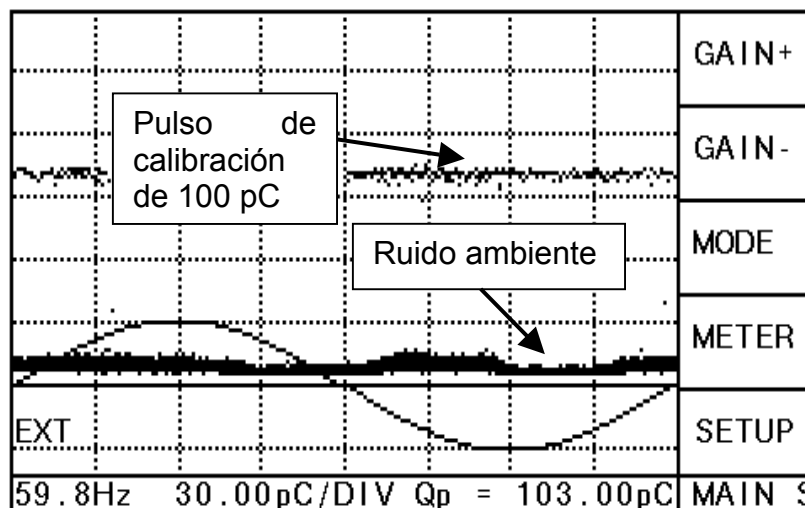


Figura 4- 34 Calibración a 100 pC de un detector comercial de DP's

La comparación de las lecturas de calibración y de medición permiten establecer magnitudes de descargas parciales en términos de una carga de referencia, tal y como se muestra en la **Figura 4-35**, en la cual, el objeto de prueba presentaba un nivel de descargas parciales de 150 unidades comparativas a la calibración de 100 pC. La razón por la cual se emplean unidades relativas y no Coulombs para cuantificar la magnitud de las descargas se debe a que la carga medida en UWB no tiene relación alguna con la carga aparente medida por un detector convencional, en el sentido de que el valor obtenido dependerá más bien de la posición relativa del sensor con respecto a la fuente de descargas y de la atenuación debida al medio. Sin embargo debe notarse que a pesar de que la medición se realiza a través de un sensor de campo cercano, el utilizar éste en conjunto con un pre-amplificador, un detector convencional y una referencia de fase, permite incluso obtener mapas N-Q- Φ convencionales.

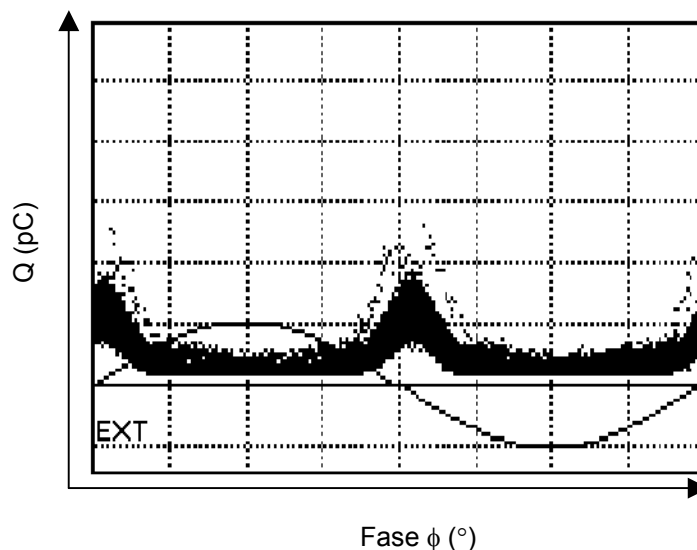


Figura 4- 35 Medición de DP's utilizando un sensor de UWB con un detector convencional calibrado a 100 pC

Los resultados obtenidos de la aplicación de las técnicas de detección de descargas parciales en banda ultra ancha se presentan a continuación, en el entendido de que generalmente un cable con aislamiento y accesorios en buenas condiciones presentará niveles de descargas relativamente bajos. En cables con gran deterioro, el comportamiento es totalmente diferente, ya que debido al elevado valor de las descargas, estas pueden ser detectados en pozos de visita situados a relativa distancia de la posible causa de descargas, en una región de influencia finita según el valor calculado.

Las mediciones que se presentan fueron realizadas en cada terminal aérea de los alimentadores pertenecientes a las subestaciones bajo análisis y en los empalmes y cables presentes en cada registro donde al menos hubiera un empalme, sin importar en que fase se localizase.

Los defectos encontrados en las mediciones realizadas a lo largo de 75 alimentadores evaluados permitieron clasificar los resultados en tres grandes grupos: cables con niveles menores de 300 unidades, considerados como satisfactorios, cables con niveles entre 300 y 1000 unidades (considerados como marginales) y cables con niveles arriba de 1000 unidades (considerados como susceptibles de mantenimiento o reemplazo).

Un diagrama $Q-\phi$ típico para cables con bajo nivel de descargas parciales y clasificado como normal ($<300u$), se presenta en la **Figura 4-36**, mientras que un mapa de lecturas elevadas de descargas parciales se presenta en la **Figura 4-37**.

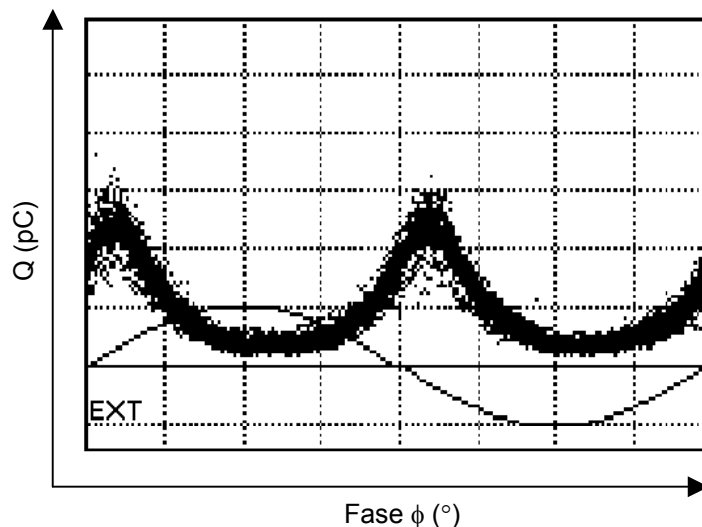


Figura 4- 36 Patrón de DP's considerado como normal (<300 unidades). Escala: 50 unidades por división

Debido a las condiciones en que se realizan las mediciones y si se considera la atenuación debida a la posición de los sensores, no es posible establecer valores cuantitativos del nivel de descargas, por lo que el principal objetivo de este método será la discriminación de regiones o accesorios que requieran atención y/o servicio y no un reporte preciso del estado de los alimentadores.

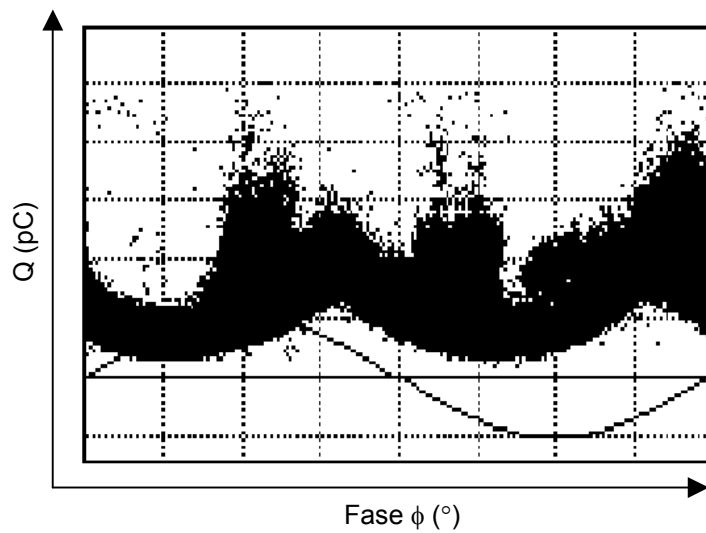


Figura 4- 37 Patrón de DP,s clasificado como alto (>1000 unidades) Escala: 500 unidades por división

Con la finalidad de contar con una herramienta que permita resumir el estado operativo de cada alimentador, los valores de descargas parciales obtenidos son graficados en función de la longitud entre el pozo de análisis y las terminales ubicadas en la subestación (**Figura 4-38**).

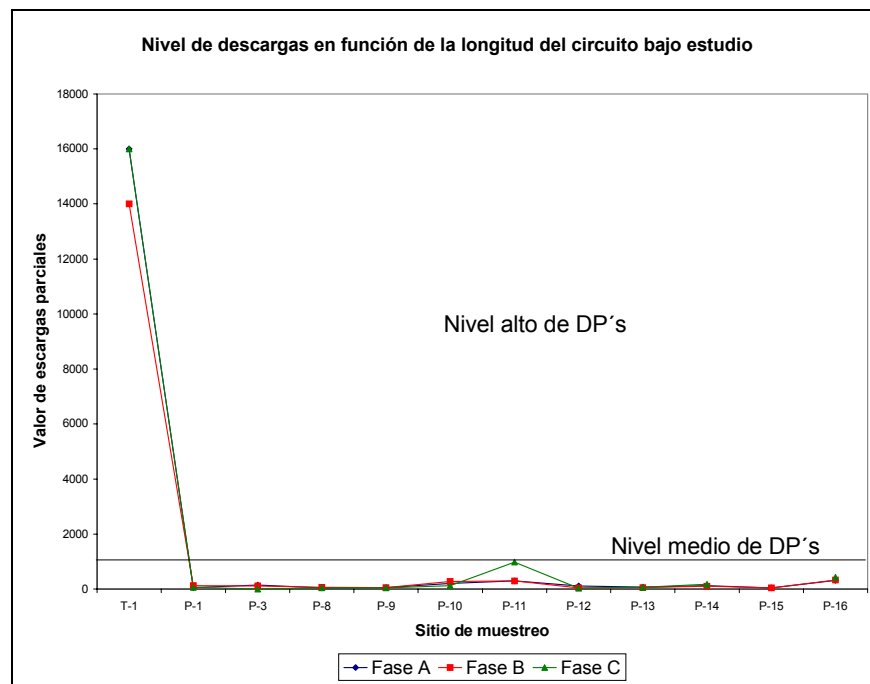


Figura 4- 38 Valores de descargas parciales en función de la longitud del circuito bajo estudio

En los alimentadores evaluados se detectaron niveles muy elevados de descargas en terminales con fugas, rotas o secas. Estos niveles alcanzaron valores de hasta 8,000 unidades en algunos casos, induciendo lecturas elevadas en los pozos cercanos. Estos valores altos de descargas obtenidos con mediciones en banda ultra ancha fueron comparados con los medidos mediante método eléctrico convencional, comprobándose que un nivel de deterioro peligroso del aislamiento de las terminales. Los problemas de puntos calientes generaron interferencia electromagnética característica cuando el contacto era en extremo deficiente, pero fueron detectados con mayor precisión por medio de termografía.

Los empalmes con fugas produjeron lecturas intermedias y solo se requirieron operaciones mínimas de reparación para disminuir nivel y considerarlos libres de problemas.

Aquellos empalmes con fugas presentes durante un gran periodo de tiempo, dieron lecturas de hasta 10,000 unidades debido al secado de su sistema aislante.

Respecto a los cables que presumiblemente habían cumplido con su periodo de vida útil, pero que operan de acuerdo a sus especificaciones y en instalaciones adecuadas, las lecturas obtenidas estuvieron dentro de los niveles medios y bajos, indicando una buena condición a pesar de la edad. Este resultado contrasta con el

encontrado en aquellos cables donde la ampacidad nominal se ha excedido por periodos de tiempo largos, acentuándose por deficientes condiciones de instalación. En este caso, se produjeron lecturas de hasta 20,000 unidades y la falla se presentó antes de que se pudiera efectuar algún trabajo de mantenimiento o reemplazo.

A fin de contar con referencias de comparación para evaluar el estado de los especímenes analizados, se presentan gráficas comparativas como la que se muestra en la **Figura 4-39**. En la Figura se visualiza de manera instantánea las redes que tienen mayor incidencia de accesorios en mal estado. Esto permite determinar la influencia de factores externos en el grado de afectación de las redes. La demanda, la calidad de energía, la vida útil el tipo de instalación, el vandalismo y obras civiles en desarrollo, son algunos de los factores externos que influyen notablemente el estado dieléctrico de las redes bajo estudio.

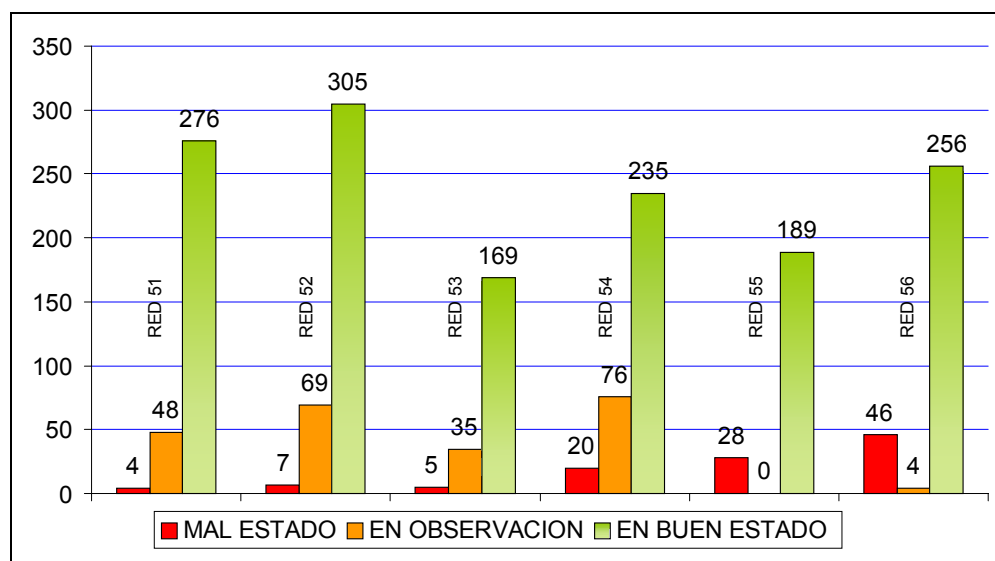


Figura 4- 39 Comparativo entre terminales y empalmes evaluados

En la **Figura 4-40** se presenta el sistema de medición utilizado en sitio para la evaluación de los especímenes de prueba. Este sistema consta de un detector convencional de descargas parciales, cables coaxiales terminados con su impedancia característica, un sensor de campo de cercano, una pinza para medición de corriente, utilizada como referencia de fase y una computadora personal para control de prueba y adquisición de datos.

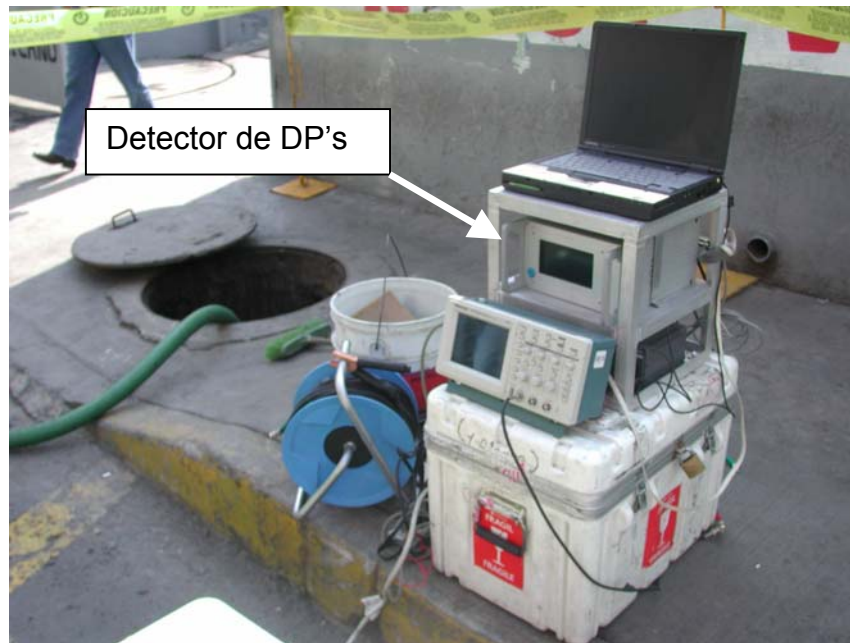


Figura 4- 40 Montaje del circuito de prueba utilizado en sitio para el diagnóstico de redes subterráneas utilizando técnicas en UWB

Como accesorio no relacionado directamente con la medición de descargas parciales, pero de vital importancia para la estimación de las condiciones operativas de los especímenes evaluados, se utiliza un osciloscopio digital con un ancho de banda de 100 MHz y una tasa de muestreo de 1 GS/s, equipado con herramientas matemáticas para el cálculo numérico de la transformada rápida de Fourier. Esta herramienta sirve para cuantificar el contenido de frecuencia de cada señal de corriente que circula al momento de la evaluación de descargas parciales en cada cable o accesorio.

En las **Figuras 4-41 a 4-48** se presentan patrones de descargas parciales obtenidos en empalmes y terminales. Debe notarse que los patrones son muy similares, dado que a pesar de ser diferentes accesorios, las causas que originan las descargas parciales son semejantes: problemas de impregnación, manufactura y sobreesfuerzo mecánico. Debe notarse que los valores son muy altos, y sólo es posible que los conductores soporten este nivel si son aislados en aceite-papel.

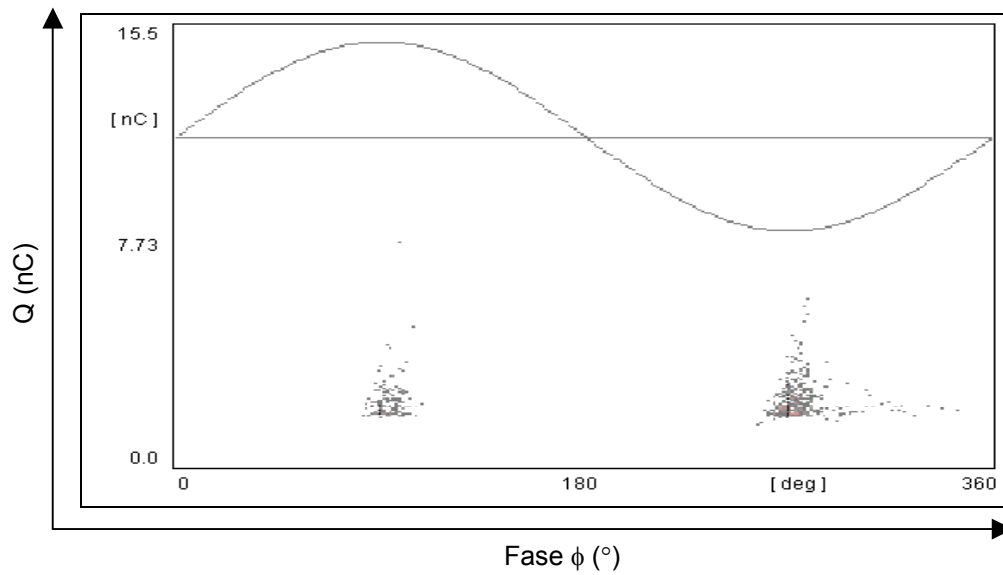


Figura 4- 41 Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 8 nC

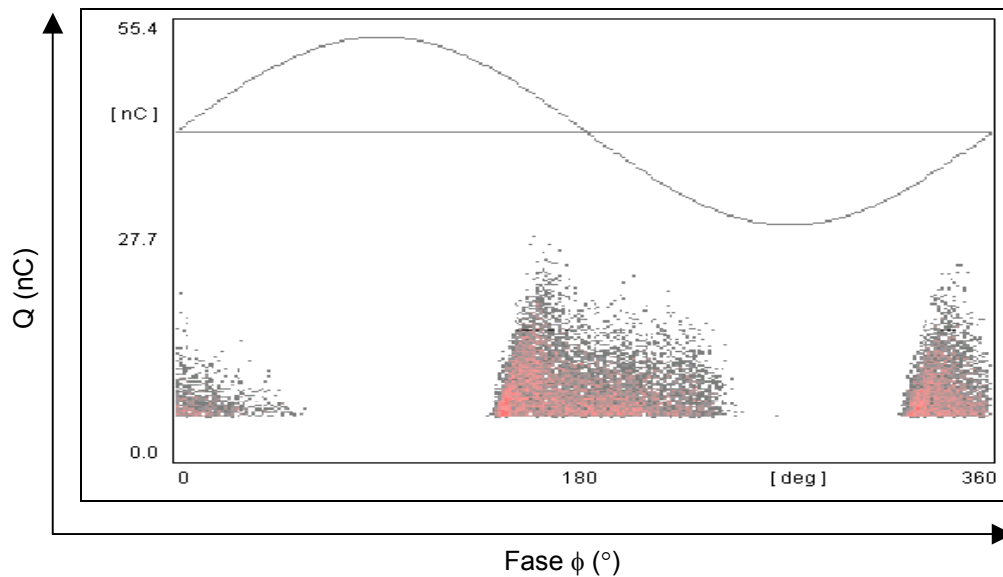


Figura 4- 42 Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 28 nC

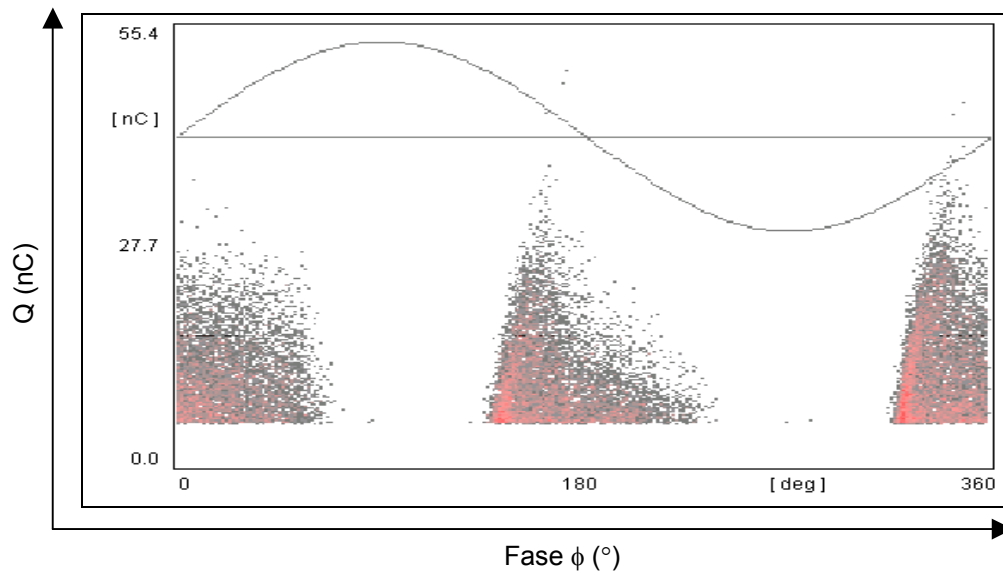


Figura 4- 43 Patrón obtenido en empalme con magnitud relativa de 49 nC

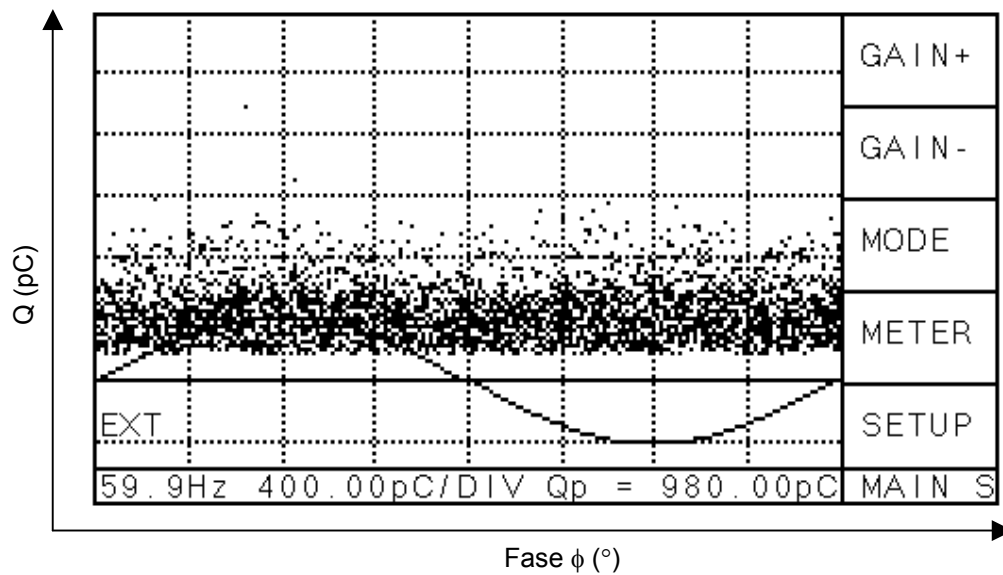


Figura 4- 44 Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 1.8 nC

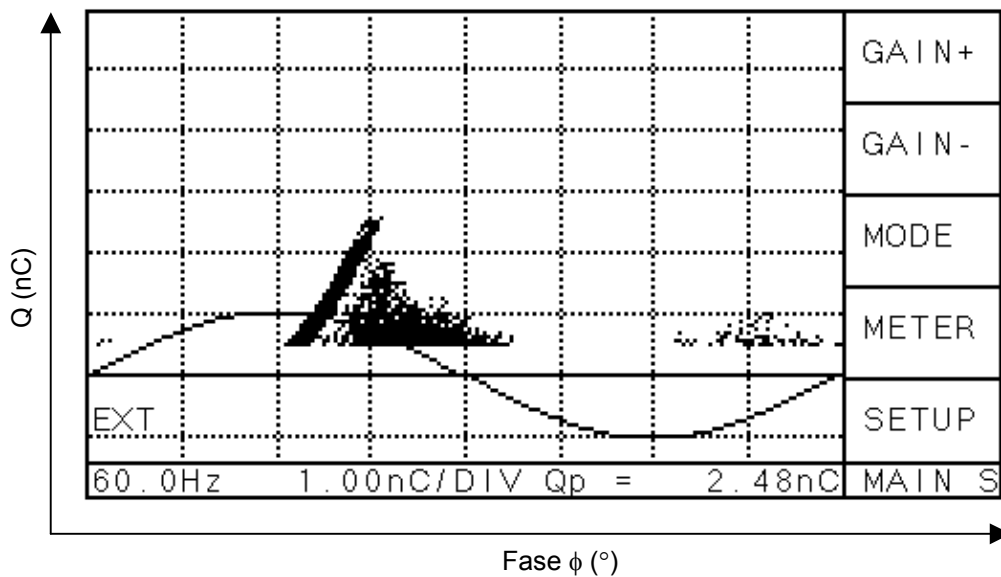


Figura 4- 45 Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 2.5 nC

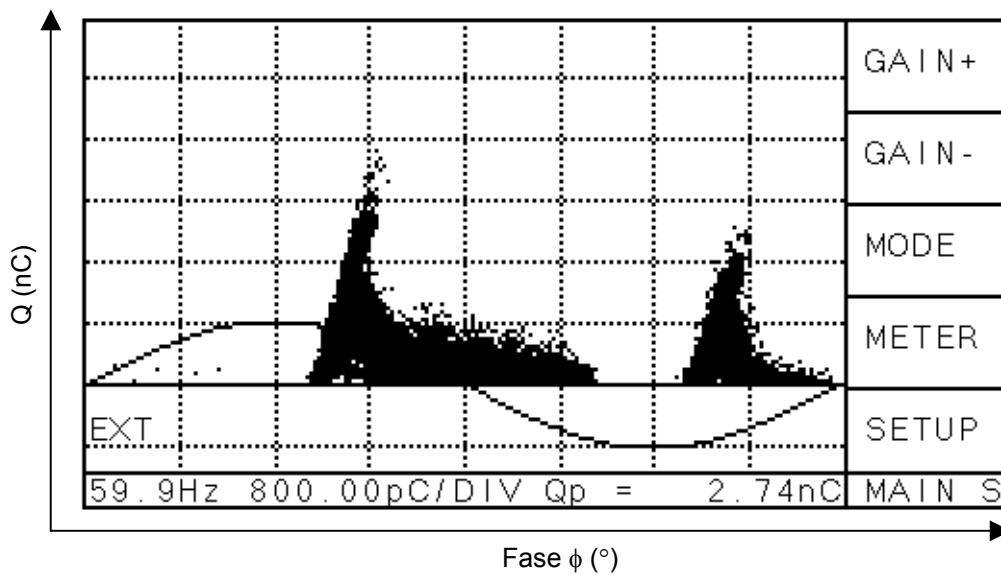


Figura 4- 46 Patrón obtenido en terminal con magnitud relativa de 3 nC

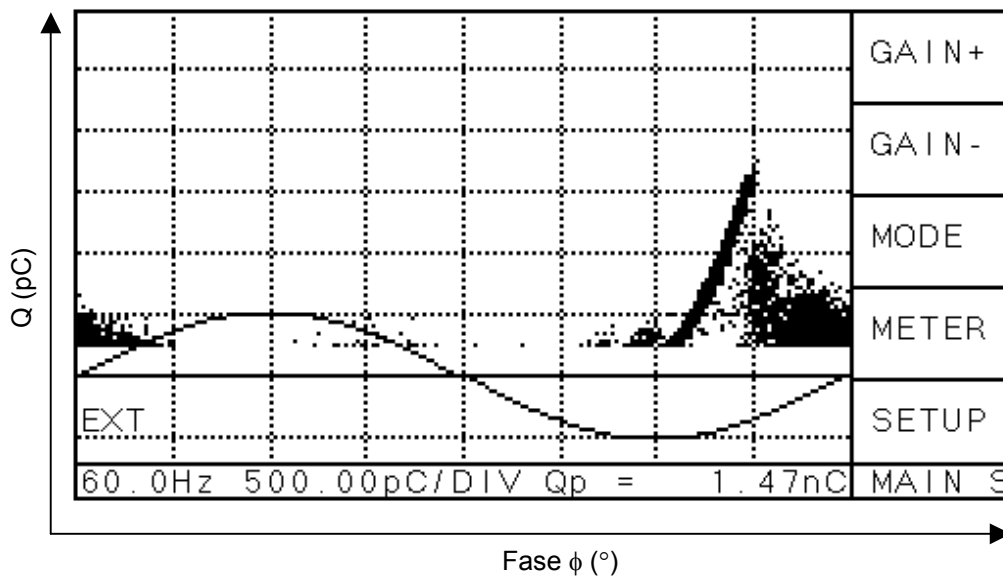


Figura 4- 47 Patrón obtenido en empalme con magnitud relativa de 1.5 nC

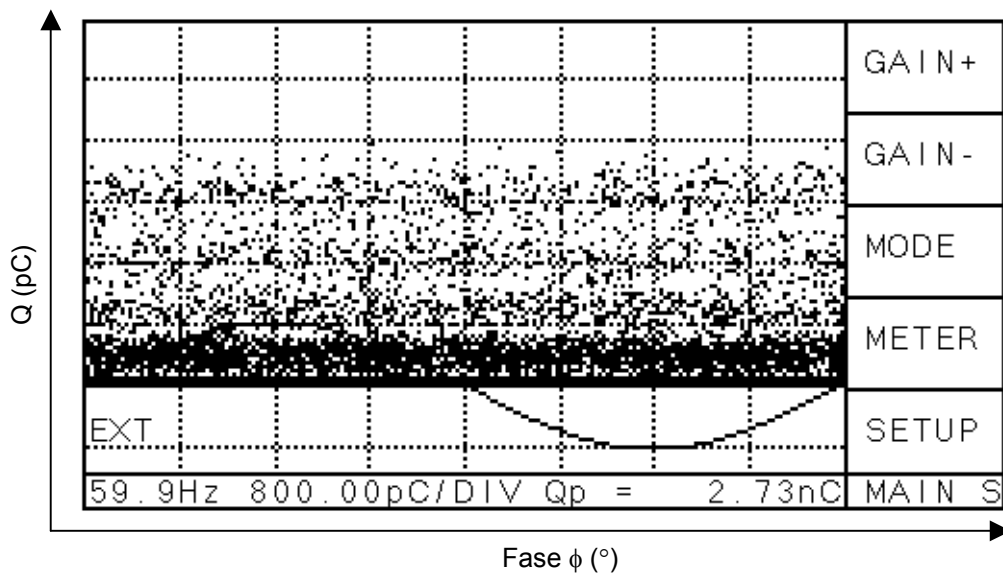


Figura 4- 48 Patrón obtenido en empalme con magnitud relativa de 3 nC

En el capítulo 5 se discute cada uno de estos patrones en relación con el tipo de falla que representan.

CAPÍTULO

5

Resultados Experimentales

5.1 Obtención de diagramas Q- ϕ

De acuerdo con la literatura especializada, durante el diagnóstico de cables de energía pueden registrarse diversos patrones de descargas [71]. Estos patrones se tienen plenamente identificados en función de la causa que los origina, siempre y cuando se obtengan en mediciones fuera de línea. Entre los principales patrones asociados a DP's se tienen la degradación y contaminación depositada en terminales, la inadecuada disposición de las trenzas de tierra y la disminución de la distancia dieléctrica entre terminales de fases diferentes. Asimismo, en el caso de terminales de salida adyacentes a generadores o a dispositivos de electrónica de potencia, también pueden registrarse los pulsos de los sistemas de excitación de dichas máquinas y sistemas y las DP's originadas en los devanados de los generadores.

En el caso de mediciones en línea, y especialmente utilizando técnicas UWB, no se tienen patrones muy bien establecidos cuando se efectúan diagnósticos basados en la fase de las descargas. A continuación, en las **Figuras 5-1 a 5-5**, se presentan los principales patrones que se registraron durante este trabajo de tesis utilizando el diagnóstico en línea en UWB y se expone una breve explicación de los mismos.

En conjunto con los patrones obtenidos se superpuso un pulso de calibración inyectado al sistema de medición de manera indirecta. La inyección de este pulso tiene el objetivo de servir como referencia para el nivel de descargas parciales calibrado y medido.

En uno de los casos que se presentan, este pulso de calibración presenta una modulación sinusoidal, originada por la saturación del sensor debida a corrientes de línea elevadas. En estos casos se observó que el valor pico positivo de la señal modulada de calibración, corresponde al valor inyectado. Esto es, si se inyectan 5 nC al sistema de medición, el pico positivo de la señal del pulso modulado, corresponde a 5 nC en las escala (**Figura 5-2**). Sin embargo, debe recordarse que debido a que la inyección del pulso al sistema es indirecta, no se pueden

establecer valores absolutos en las magnitudes leídas, ya que no se ven influenciadas por la capacitancia del objeto bajo prueba.

En la **Figura 5-1**, se presenta un mapa de descargas parciales, que denota un cable libre de actividad de descargas parciales, corona u otro problema asociado a su sistema dieléctrico. La única actividad que se presenta es ruido electromagnético ambiente que conduce a una sensibilidad de medición de 10 unidades relativas a una calibración indirecta de 100 pC. El principal indicativo de que se trata de ruido es su grado de aleatoriedad, esto es, no presenta concentraciones de actividad en fases determinadas con relación a la señal de sincronía.

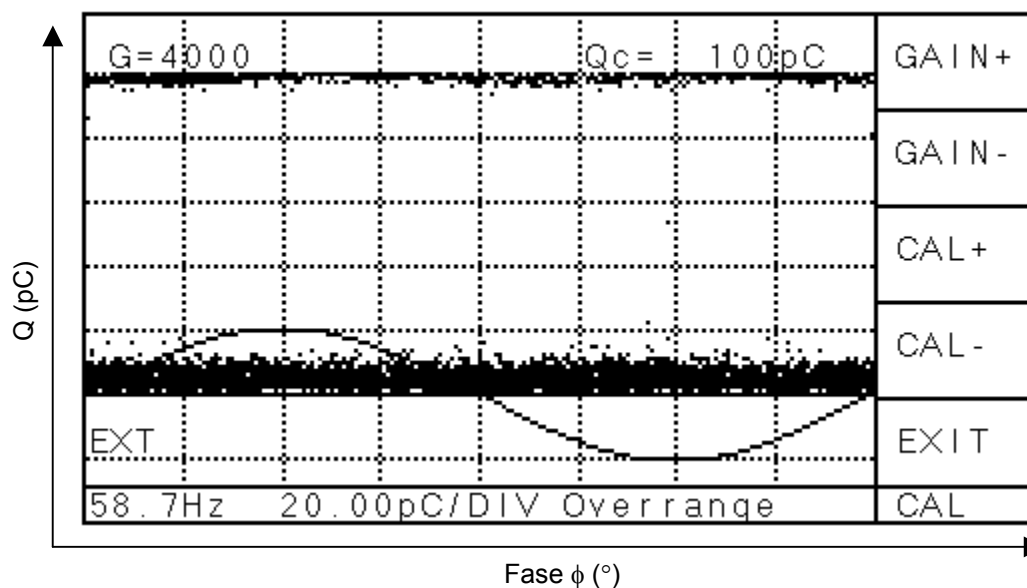


Figura 5- 1 Cable sin actividad de DP's y pulso de calibración de 100 pC

En la **Figura 5-2**, se presenta un patrón de descargas parciales que se encontró en un cable con problemas internos. Debe notarse que este patrón tiene envolventes bien definidas en magnitud y en fase. En relación con la fase, debe recordarse que debido a que cuando se utiliza metodología UWB el acoplamiento con el objeto bajo estudio es por corriente, los mapas de descargas presentan defasamientos de 90 grados eléctricos.

En este caso, las concentraciones de descargas ocurren en las subidas positiva y negativa de la señal de referencia. La característica principal de este patrón está en la diferencia de las magnitudes de descargas correspondientes a ambos semiciclos. Esta diferencia es aproximadamente 3:1 lo cual nos lleva a pensar en los siguientes casos:

1. Descargas internas en múltiples cavidades de distintos tamaños
2. Descargas externas en superficies dieléctricas entre dos conductores aislados
3. Descargas externas en superficies dieléctricas en áreas de alto esfuerzo tangencial
4. Descargas internas entre metal o carbonización y dieléctrico en varias cavidades de distintos tamaños
5. Descargas superficiales entre metal o carbonización externos y superficie dieléctrica.

Una manera de discernir que tipo de falla se encuentra presente en este cable, se basa en la diferencia de magnitudes en cada semiciclo. Esto es, si la diferencia fuera superior al 3:1 que se tiene, se podría asegurar que los casos 4 y 5 son los preponderantes, sin embargo, al no darse esta situación, existe la incertidumbre de si los casos 1 a 3 están presentes.

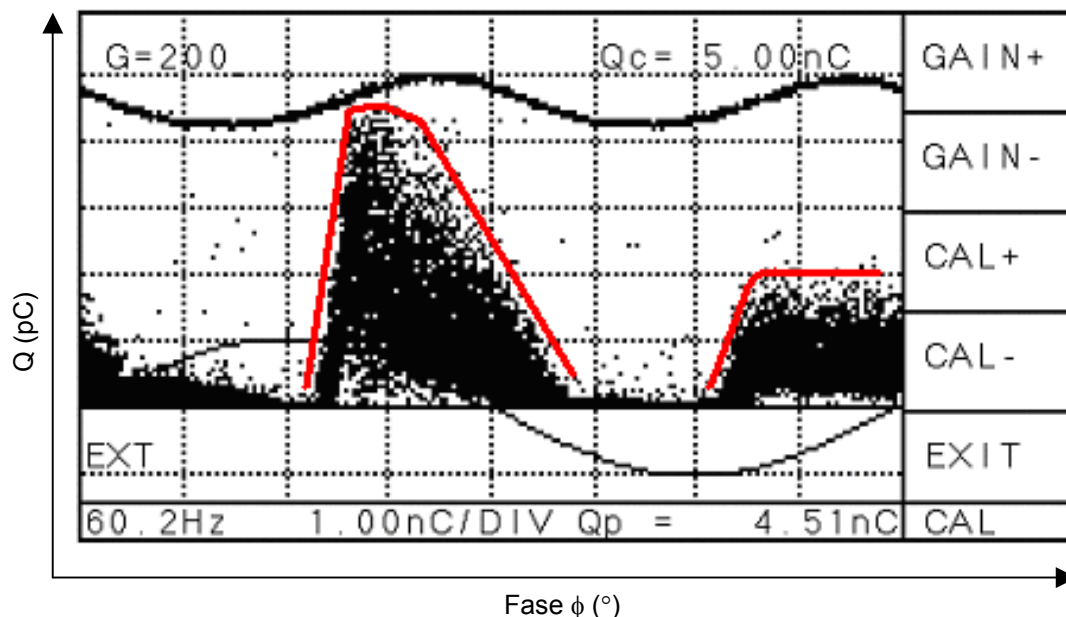


Figura 5- 2 Patrón de DP's internas y pulso de calibración de 5 nC

En relación con la amplitud, el valor podría parecer muy grande, ya que los cables, independientemente de su construcción no soportan valores elevados de descargas parciales, debido a la clase de dieléctricos que constituyen su sistema aislante. Sin embargo, debido a que el procedimiento de calibración es indirecto y a las características de línea larga de transmisión que presenta el cable en

respuesta a pulsos de alta frecuencia, este valor, si bien no es preciso cuantitativamente, si da la idea cualitativa de que el cable se encuentra en malas condiciones dieléctricas, empeoradas por una alta circulación de corriente de carga.

La **Figura 5-3** muestra un patrón de corona positiva y negativa. Los pulsos que dan lugar al patrón se encuentran igualmente espaciados y son de amplitud constante en una fase bien definida. Ambos pulsos se encuentran muy cerca de los valores pico. El hecho de tener el patrón en ambos semiciclos puede deberse a dos factores: que el voltaje de operación del cable se encuentre muy por arriba del voltaje de inyección de la corona o bien a que la concentración de campo que da origen a la ionización se dé en ambos electrodos. Si la corona es negativa, el punto de concentración de esfuerzo estará en alta tensión. Si la corona es positiva, la región ionizada estará a potencial de tierra. Este es un patrón que se encontró recurrentemente en pozos de visita cercanos a una terminal aérea, donde el valor máximo de la corona es más alto en magnitud, pero se aprecia atenuado debido al viaje de la señal de alta frecuencia a través de la impedancia longitudinal del cable.

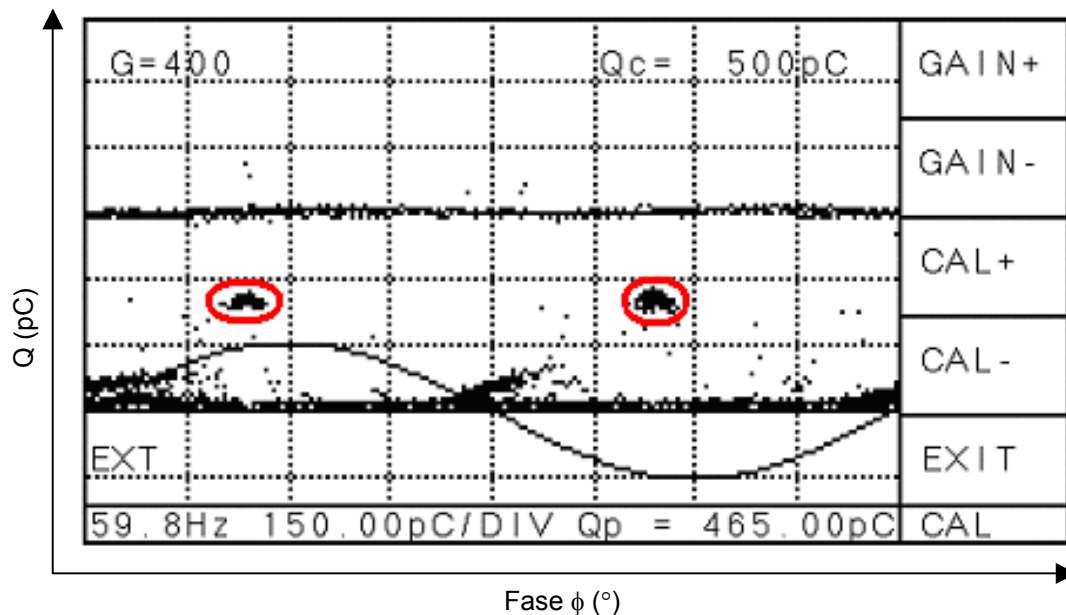


Figura 5- 3 Patrón de DP's por efecto corona y pulso de calibración de 500 pC

En la **Figura 5-4** se muestra un patrón típico de descargas parciales relacionado con problemas en terminales o bien, en la interfaz de la pantalla semiconductora. Se trata de un problema en cavidades grandes, originadas por una inadecuada preparación de terminales que da lugar a cavidades gaseosas en el caso de

cables con aislamiento polimérico y terminales termo-contráctiles, o bien a problemas de impregnación en cables tipo PILC.

En casos como este, en el cual la colocación del sensor se realiza prácticamente sobre el accesorio con problemas, las mediciones de las magnitudes son más coherentes y representativas, esto es, el valor de 500 unidades relativas es bastante equiparable a valores expresados en unidades normalizadas (pC) puesto que no hay atenuación de la señal, salvo la prácticamente despreciable atenuación radial. Este valor podría parecer muy elevado para cables, pero es completamente normal en terminales defectuosas que se encuentran en operación.

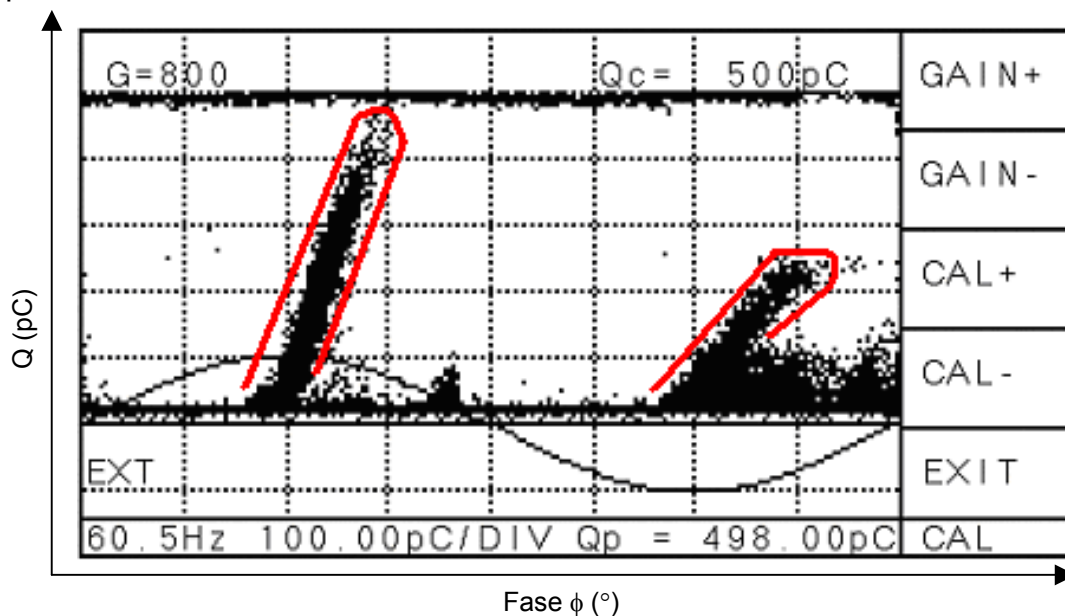


Figura 5- 4 Patrón de DP's en terminales y pulso de calibración de 500 pC

En la **Figura 5-5**, se presenta un patrón de pulsos de conmutación de electrónica de potencia, provenientes del sistema de excitación de un generador. Debe notarse que los pulsos presentan fases, magnitudes y repetitividad prácticamente constantes. El cable bajo estudio se encuentra libre de descargas, sin embargo, en caso de que las tuviera, este patrón de pulsos contribuiría a oscurecer la medición en fase y debido al incremento de los niveles de sensibilidad.

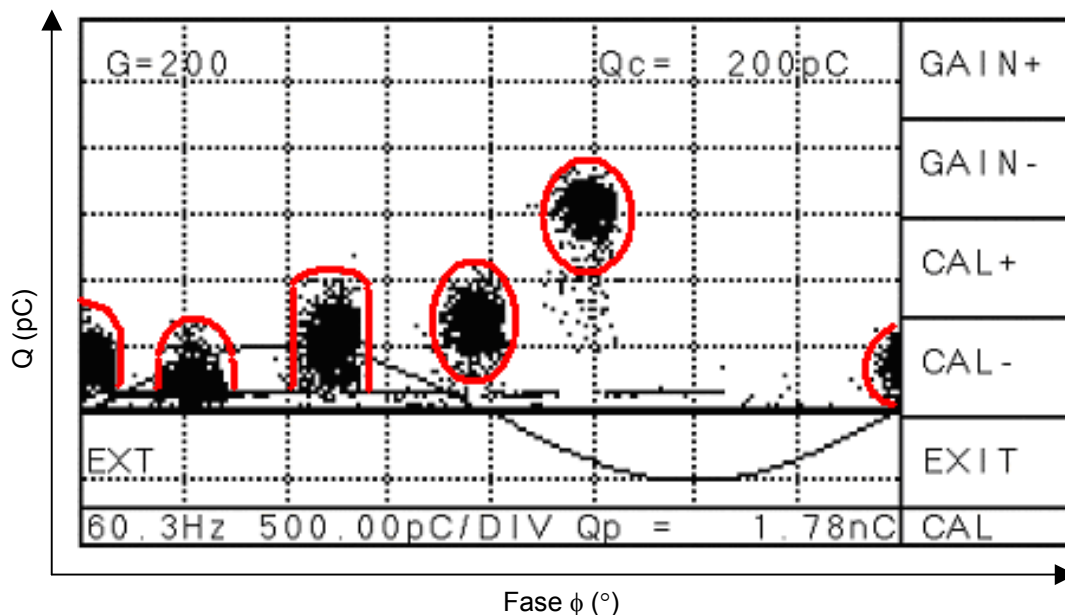


Figura 5- 5 Pulsos de excitación de un dispositivo de electrónica de potencia acoplados al medidor de DP's

5.2 Obtención de diagramas N-Q-φ

Este tipo de diagramas son muy similares a los diagramas Q-φ convencionales, con la salvedad de que en ellos se emplea color para indicar la repetitividad en magnitud y fase de los pulsos de descargas. Los patrones N-Q-φ típicos obtenidos en las mediciones fueron esencialmente tres: cables sin patrón de descargas parciales, patrón con descargas esporádicas en cables que deben sustituirse a mediano plazo y patrón con descargas intensas que debe atenderse antes de un año. A continuación se presenta cada uno de ellos. En la **Figura 5-6** se muestra un mapa de descargas parciales que no denota actividad de descargas y/o corona.

La única actividad que se presenta es ruido electromagnético ambiente que conduce a una sensibilidad de medición menor a 5 unidades relativas a una calibración indirecta de 100 pC. El principal indicativo de que se trata de ruido es su grado de aleatoriedad, esto es, no presenta concentraciones de actividad en fases determinadas en relación a la señal de sincronía y puede observarse fácilmente en el diagrama N-Q-φ al trazarse una línea roja a lo largo de todo el eje de fase.

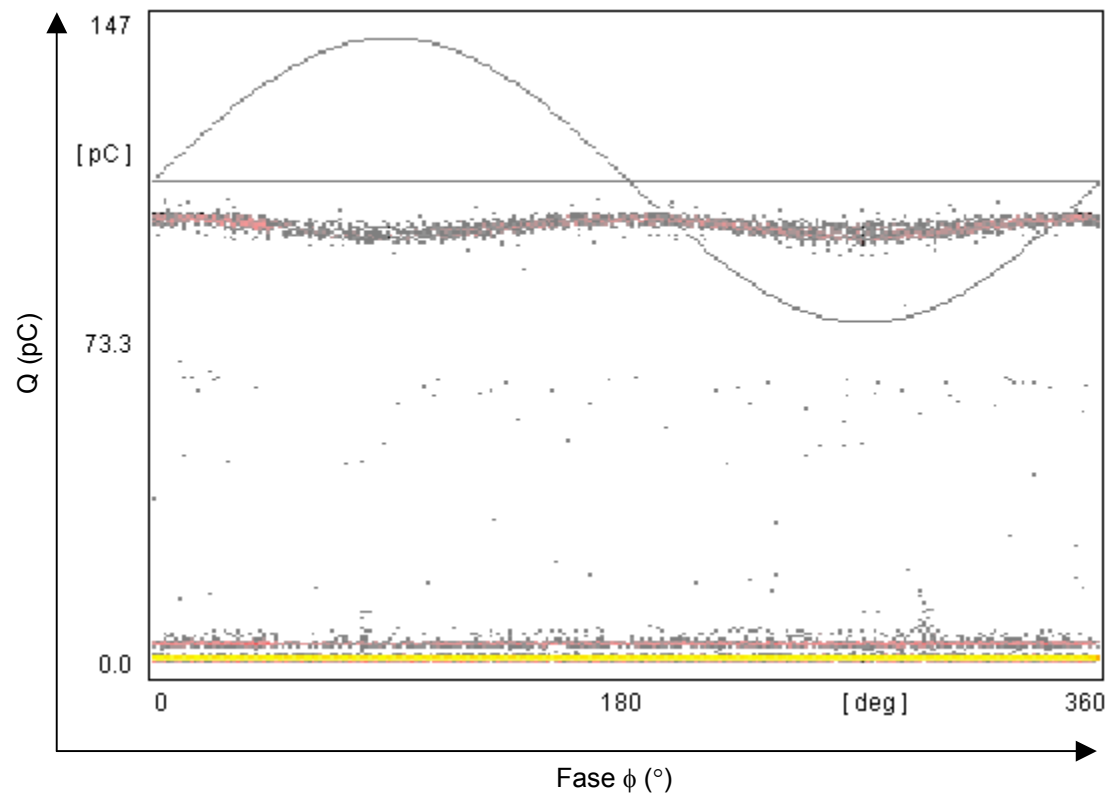


Figura 5- 6 Cable sin patrón de descargas parciales

En la **Figura 5-7** se muestra un patrón de descargas esporádicas. El grado de daño que esto representa para el conductor es incipiente y requerirá atención en mediano plazo. La magnitud de los pulsos es congruente con este hecho.

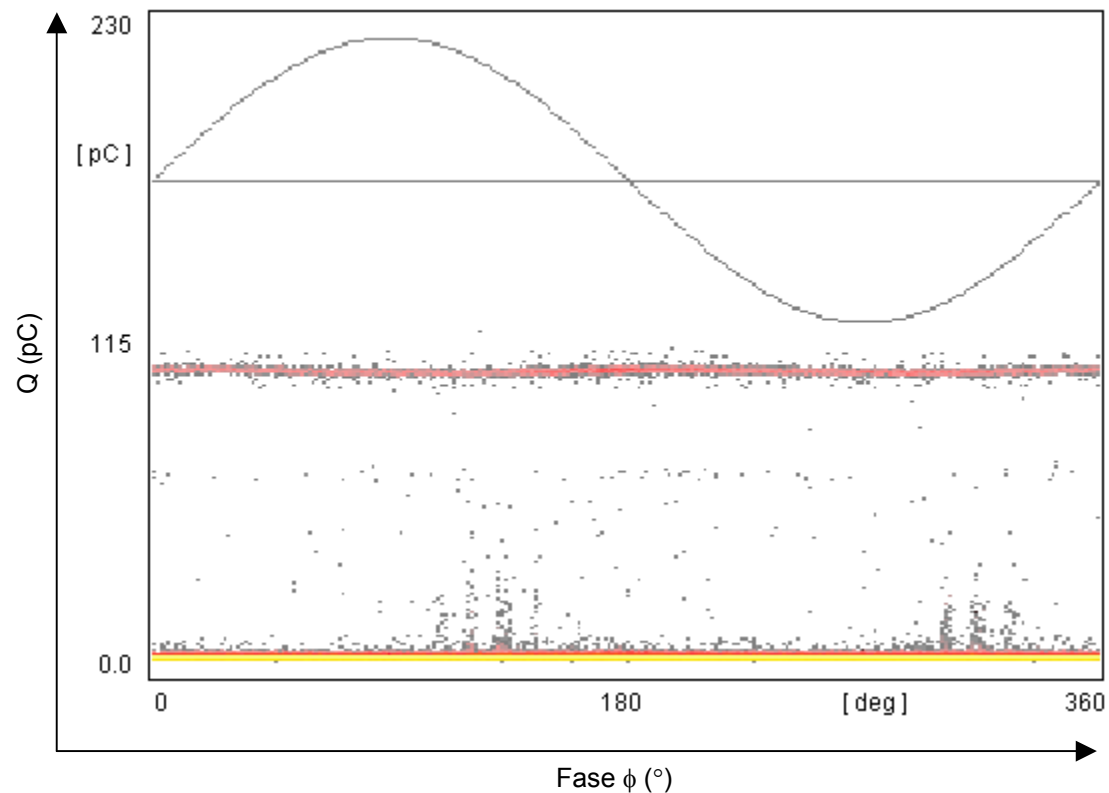


Figura 5- 7 Patrón con descargas esporádicas en cables que debe sustituirse a mediano plazo

En la **Figura 5-8** se presenta un patrón de descargas parciales que denota cierta severidad al sistema aislante del cable. Las magnitudes máximas de los pulsos revelan una elevada degradación del aislamiento de los cables, hecho que se corrobora con la alta repetición de los pulsos. Este tipo de fallas deben atenderse inmediatamente con la finalidad de evitar fallas catastróficas para las instalaciones.

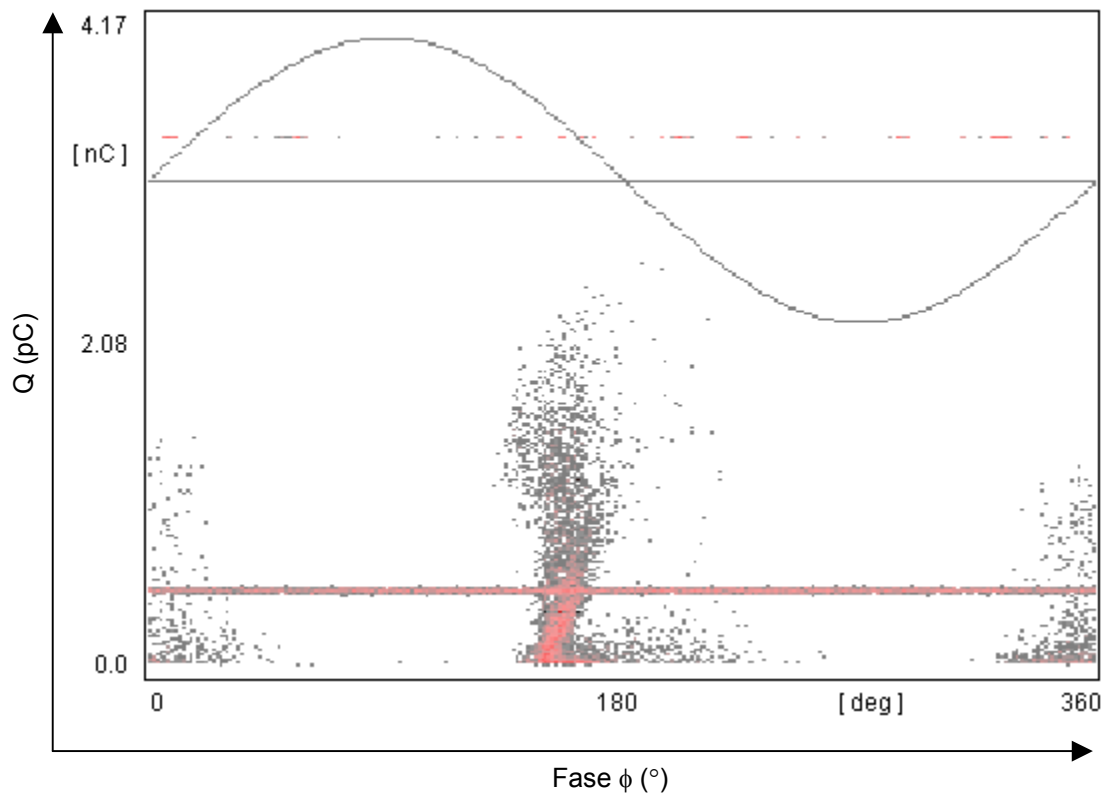


Figura 5- 8 Patrón con descargas intensas que debe atenderse antes de un año

5.3 Relación entre mediciones convencionales y UWB

A continuación se presentan algunos parámetros que se diferencian o que presentan semejanza al comparar las técnicas convencionales de descargas parciales con la técnica UWB propuesta en este trabajo de tesis.

Uno de los primeros parámetros que vale la pena estudiar para la comparación de ambas metodologías es la sensibilidad lograda. En los métodos convencionales, el ancho de banda óptimo para la detección de descargas parciales en un cable depende de la resolución en tiempo requerida, de las características de atenuación dependiente de la frecuencia del cable y de la longitud de este, ya que cuando la longitud del cable aumenta la sensibilidad disminuye debido a la atenuación característica del cable con respecto a las señales de alta frecuencia y a su comportamiento como antena.

En la técnica UWB propuesta no hay ningún problema relacionado con las limitaciones de los métodos convencionales porque las mediciones se realizan en segmentos pequeños de cable, lo que limita la atenuación y porque la frecuencia

operativa del método está ubicada por encima de las frecuencias de posibles interferencias.

En cuanto a la localización de las descargas el método convencional no ayuda en lo absoluto para este fin, mientras que el enfoque de diagnóstico en función de la fase en la que se observan las descargas en los diagramas $Q-\phi$ medidas por técnicas distribuidas de UWB permite incluso tener cierta idea del número y tamaño de las cavidades asociadas a su correspondiente patrón. Sin embargo, debe tomarse en cuenta que cuando se presenta un pulso de descargas parciales en una cavidad, la señal electromagnética debida a éste tiene dos componentes: un componente de señal que va de la cavidad origen hacia el extremo en el cual se encuentra más cercano el sensor UWB atravesando éste y otra que va al extremo más lejano y que se refracta en la dirección en la que se encuentra el sensor. Debido a lo anterior no es posible precisar claramente si el pulso refractado que llega está relacionado a este fenómeno o bien si se trata de otra fuente cercana de descargas ubicada en esa dirección, o bien, si la magnitud medida no es una superposición de estos pulsos. Esta incertidumbre es uno de los pocos defectos que se encontraron en la implantación de la técnica UWB durante este trabajo.

Otra deficiencia posible del método UWB se podría deber a una tasa baja de repetición de los pulsos de descargas, con lo que no se alcanzaría a desplegarse como un patrón.

En las instalaciones evaluadas, muchos alimentadores comprenden muchas ramas y sub-ramas. Este hecho hace que las pruebas fuera de línea empleando métodos convencionales sean técnicamente más difíciles, dado el número de reflexiones y sub-reflexiones en los cambios de impedancia de cada ramificación. Este hecho no entraña ninguna dificultad para las técnicas distribuidas de UWB, ya que debido a las características de atenuación de los cables y a que es muy fácil determinar los posibles acoplamientos capacitivos de las señales, los patrones obtenidos corresponden sólo a la sección de la ramificación evaluada.

En cuanto al tipo de defectos que pueden presentarse en un cable de potencia, ambas técnicas responden adecuadamente, por lo que en este rubro no hay diferencia notable que condicione su aplicación.

La identificación de patrones utilizando técnicas de UWB es acorde con el reconocimiento utilizado en técnicas convencionales, por lo que el método de UWB es trazable en cuanto a patrones de fase con la experiencia obtenida en años con los métodos convencionales.

CAPÍTULO

6

**Conclusiones y recomendaciones
para trabajos futuros**

Los resultados presentados en el Capítulo 5 muestran claramente que la técnica de medición distribuida de DP's en UWB es suficientemente sensible y selectiva, ya que con base en los resultados obtenidos, permite la obtención de diagnósticos precisos y la clasificación gruesa de objetos bajo prueba. Como aportación de este trabajo de tesis se propuso y utilizó una escala con tres niveles. Esta escala, sin referencia publicada en la literatura especializada, comprende los niveles alto, medio y bajo de acuerdo con el grado de atención requerida por cada cable y accesorio medido. Para lograr esta clasificación, básicamente se aprovecharon dos tendencias en los resultados: detección de fallas puntuales y detección de deterioro generalizado en la longitud de los objetos bajo prueba [72,73]. A continuación se presentan las conclusiones individuales de los resultados obtenidos al analizar ambas tendencias:

6.1 Fallas incipientes puntuales

Se encontró que la gran incidencia de fallas incipientes detectadas en los cables subterráneos evaluados está asociada a puntos débiles ocasionados por trabajos de reparación inadecuados, por fugas del compuesto aislante o por condiciones de operación e instalación deficientes que se presentan en la longitud del circuito subterráneo analizado. La técnica propuesta permitió la detección y reparación de al menos 95 problemas puntuales con valores considerados como altos.

El impacto económico y logístico de la técnica en UWB es excelente, ya que reduce el tiempo de reparación al evitar sustituciones completas de tramos de cable aprovechando que para este tipo de imperfecciones sólo se requieren trabajos menores de mantenimiento para reacondicionar el cable afectado. Una vez efectuado este trabajo, el cable podrá permanecer operando dentro de sus especificaciones nominales, independientemente del tiempo que tenga en servicio.

6.2 Fallas incipientes por deterioro uniforme en la longitud total del cable o en segmentos localizados

Durante el análisis de los resultados obtenidos con la técnica en UWB, se observaron cables en los que el deterioro es uniforme en toda su longitud o en un segmento considerable de la misma. Se encontraron 4 muestras con deterioro en toda la longitud del cable, aún en segmentos donde no hay ningún accesorio instalado, mientras que para el caso de deterioro en una parte considerable de la longitud se encontraron 2 muestras.

En todos los puntos de medición evaluados en estos cables, se presentaron valores muy elevados de descargas parciales. Correlacionando las mediciones de carga con los valores de descargas parciales obtenidos, estos cables presentan un deterioro generalizado originado principalmente por sobrecargas sostenidas y por condiciones adversas de instalación tales como excesivo número de circuitos instalados en la misma trinchera e inundación de la misma. En conjunto con estos resultados, el tiempo que tienen en operación estos cables, más de 25 años y el bajo grado de polimerización que presenta su papel aislante, son factores que corroboran los resultados obtenidos con las técnicas de UWB.

En casos como estos, se recomendó efectuar la medición fuera de línea de estos cables con la finalidad de verificar el resultado obtenido y planear la sustitución completa e inmediata del cable bajo estudio. Como verificación de las cualidades de la técnica en UWB utilizada, uno de los alimentadores cuya libranza estaba programada para verificar el estado del cable por métodos convencionales, falló catastróficamente antes de que fuera posible su salida de operación.

6.3 Conclusiones acerca del comparativo entre las técnicas de medición de DP's por método normalizado y las técnicas de medición distribuida de DP's en UWB

En relación con los resultados comparativos entre la técnicas en UWB y los métodos normalizados según IEC 60270, como se muestra en el capítulo 5, se presentan las siguientes conclusiones que justifican el empleo de la técnica propuesta sobre las metodologías convencionales.

La interferencia electromagnética presente en los pozos de visita de los alimentadores, no permite evaluar el estado de los cables utilizando técnicas normalizadas. Estas técnicas operan en un ancho de banda que coincide con el espectro comercial de radiofrecuencia y con señales electromagnéticas diversas.

Las técnicas convencionales requieren que el cable bajo estudio salga de operación para colocar el capacitor de acoplamiento y la impedancia de medición necesarios para la medición normalizada y para el procedimiento de calibración. En instalaciones críticas esto no es posible por aspectos económicos o logísticos, por lo que las operaciones de diagnóstico y mantenimiento pueden sufrir postergaciones peligrosas para la integridad del cable.

En el caso de utilizar el esquema normalizado de medición, una vez conectados los accesorios de prueba, es necesario energizar el espécimen de prueba al menos a su tensión nominal. Para tal fin puede optarse por energizarlo con el sistema del cual forma parte o bien, energizarlo mediante una fuente alterna.

En el caso de que se energice el objeto bajo prueba utilizando el propio sistema, las mediciones se verán afectadas por el ruido e interferencia conducida proveniente del sistema sin que se tenga capacidad de discriminar la fuente de posibles descargas.

En el caso de que se opte por utilizar una fuente alterna de energía, en su elección se establece un compromiso entre la portabilidad necesaria en campo y las características de potencia requeridas por la naturaleza capacitiva de los cables. En ambos casos, portabilidad y potencia requerida, se debe considerar los aspectos económicos y de operación del arreglo completo de prueba.

Los métodos convencionales o normalizados de medición de descargas parciales no brindan información completa de la física del fenómeno de la descarga debido a que están limitados en banda por el empleo de impedancias de medición con características RC o RLC y por dispositivos internos que reducen la frecuencia de los pulsos de descargas medidos.

Las técnicas convencionales, al operar a frecuencias de radio, presentan un ancho de banda suficiente para analizar grandes distancias de cable, pero no brindan información alguna de la ubicación de la posible fuente de descargas.

Las técnicas convencionales de medición están fundamentadas por el concepto de carga aparente, por lo que su enfoque puede considerarse como circuital, aún y cuando presentan condiciones poissonianas debido a la carga espacial.

A diferencia del enfoque circuital de las técnicas convencionales, las técnicas en UWB, están íntimamente ligadas a la propagación de ondas electromagnéticas transversales y en como influyen éstas en la carga inducida en el sensor de campo cercano. En otras palabras, su enfoque es puramente electromagnético.

La técnica en UWB propuesta en este trabajo, no presentan ninguno de los problemas mencionados anteriormente para las técnicas convencionales. Sin embargo presenta 3 características que deben tomarse en cuenta para su adecuada aplicación:

- La primera de estas características es la susceptibilidad a distorsión de las señales por blindajes inadecuados de la instrumentación y por reflexiones de la señal debidas a la alta frecuencia de operación de la técnica y a acoplamientos de impedancia deficientes.
- La segunda característica a tomarse en cuenta es que la ganancia obtenida en la medición depende de la posición relativa del sensor de campo cercano con respecto a la fuente de descargas. El aumento en magnitud de la señal es proporcional al cubo de la distancia cuando el sensor se ubica en una vecindad de 2λ de la fuente de DP's.
- Por último, la tercer característica de un sistema de medición en UWB es la relativamente corta longitud de análisis. Esta característica se basa en la consideración de que el cable bajo estudio, recorrido de manera axial, es un filtro pasabajas natural, que evita la propagación de señales de alta frecuencia debido a la inductancia de sus componentes. Por lo anterior, cualquier señal de alta frecuencia ($>100\text{MHz}$) experimentará un acelerado decaimiento en función de la distancia.

Cualquiera de las características mencionadas anteriormente podría ser considerada como un inconveniente de la técnica de UWB. Sin embargo, un blindaje adecuado, el empleo de geometrías coaxiales en la transmisión de las señales y la terminación de cada componente del sistema con una impedancia adecuada, puede ser la solución a los problemas inherentes a la primer característica.

Los inconvenientes debidos a la segunda característica son fáciles de eliminar si se diseña una geometría del sensor de campo cercano, que permita mantener condiciones de repetitividad en su colocación. Esto se logra fácilmente adecuando el diámetro interno del sensor tipo Rogowski al diámetro del cable y embebiendo sus componentes en algún material sólido para evitar variaciones en su posición.

En cuanto a la tercer característica, nada se puede hacer para incrementar la longitud de análisis sin afectar el ancho de banda y por lo consiguiente la relación señal a ruido. Sin embargo, esta característica no debe considerarse como una desventaja, sino más bien como una gran ventaja para la localización física de las fuentes de descargas y para la discriminación de ruido.

El lograr configurar los componentes del circuito de prueba para satisfacer los requerimientos mencionados en los párrafos anteriores y evitar las desventajas de las técnicas en UWB no es tarea fácil, por lo que la configuración sugerida en este trabajo de tesis muestra su valor facilitando las mediciones a usuarios no experimentados.

En cuanto al aspecto económico, las técnicas en UWB son mucho más atractivas que las técnicas convencionales: Las mediciones se hacen con los cables en operación, no se requieren equipos de acoplamiento en alta tensión y los sensores de campo cercano utilizados son muy económicos y relativamente fáciles de construir. Incluso, si se tiene la suficiente experiencia en el manejo de señales de alta frecuencia, se puede utilizar un osciloscopio o analizador de espectro de un ancho de banda adecuado como detector, con la ventaja de que el costo de estos equipos es de una fracción del costo de un equipo especializado para la medición de descargas parciales.

Un factor importante a tomarse en cuenta y que se verificó durante el desarrollo del Capítulo 4 de este documento, es que en los sensores de campo cercano, el compromiso entre ancho de banda y ganancia es inevitable. A mayor ganancia, menor ancho de banda y a mayor ancho de banda, menor ganancia.

Para el sistema de medición configurado en este trabajo, el ancho de banda y la ganancia proporcionada por el sensor de campo cercano son adecuados para la detección de descargas en cables con aislamientos PILC y poliméricos.

A pesar de que ambos métodos, el de UWB y el normalizado, cuantifican una descarga de manera indirecta, el método en UWB es relativamente más preciso en el aspecto de que las corrientes generadas por inducción de carga son digitalizadas directamente y la carga asociada al fenómeno es la simple integral de esta corriente afectada por el valor de la impedancia de acoplamiento.

Para finalizar con las conclusiones, como aportación principal de este trabajo está el hecho de utilizar simultáneamente las bondades de ambas técnicas: esto es, se efectúan las mediciones en frecuencias muy elevadas, lo que permite incrementar la relación señal a ruido y se despliegan las señales así obtenidas y acondicionadas en diagramas $Q-\phi$ y $N-Q-\phi$ tradicionales. Estos diagramas son familiares a los usuarios de las técnicas convencionales, y dado el gran acervo existente y la experiencia obtenida en el análisis de este tipo de mapas, es posible caracterizar diferentes tipos de imperfecciones.

Entre los resultados que excedieron las expectativas, se tiene la sensibilidad lograda, la cual siempre será referida a una calibración indirecta adecuada para cada muestra. Asimismo, una vez configurado el sistema de medición, se verificó

la facilidad de su uso en cables de 23kV, correlacionando sus resultados con datos de carga y condiciones de operación. Esta correlación permitió el diagnóstico integral del aislamiento de los cables instalados y en operación normal.

En adición, durante el desarrollo del trabajo se obtuvieron resultados interesantes que permitieron identificar los factores que dan origen a la problemática de fallas al menos en el sector eléctrico mexicano. A continuación se listan estos factores:

6.4 Factores térmicos que afectan la operación normal de los cables subterráneos

En virtud de los resultados obtenidos, se verificó la hipótesis de envejecimiento acelerado de los cables motivado por sobrecargas que prevalecen aún fuera de las horas de demanda máxima. Los alimentadores que experimentan la mayor actividad de descargas parciales utilizando la técnica propuesta son aquellos que están o han sido sometidos a excesos de su ampacidad nominal durante un gran periodo de tiempo, sin importar la edad que tengan en operación.

El análisis de la distribución térmica dentro de la geometría del cable se efectuó mediante técnicas numéricas, utilizando como fronteras y condiciones de solución la generación interna de calor por efecto Joule y la temperatura medida mediante termografía en el exterior del cable, tal y como se presenta en el Anexo A.

La razón por la cual se utilizó este esquema de cálculo y no una medición directa de la temperatura en el aislamiento, radica en el hecho de que no es posible utilizar técnicas invasivas de medición durante la operación de los cables evaluados. La inclusión de termopares, RTD's u otros dispositivos similares sólo es posible en mediciones de laboratorio sin potencial aplicado, ya que afectan la distribución del potencial en el cable.

El utilizar un modelo numérico para la estimación de la temperatura interna de los cables, entraña un cierto grado de incertidumbre, ya que las constantes térmicas de conducción de los materiales del cable son obtenidos de tablas y pueden variar con respecto a los valores reales. Asimismo, el coeficiente convectivo del aire en el interior de las trincheras, sólo es estimado, ya que un valor preciso requiere contar con propiedades del aire, cuya obtención está fuera del alcance de esta tesis.

6.5 Aportaciones de este trabajo de tesis

Como aportaciones de este trabajo de tesis se tienen las siguientes:

1. Se verificó la utilidad de la metodología propuesta de medición distribuida de descargas parciales en UWB para la detección de problemas incipientes en el aislamiento de cables subterráneos de energía, comprobando su valor mediante el diagnóstico temprano de fallas y el establecimiento de prioridades de mantenimiento en tres niveles: alto, medio y bajo.
2. Se mostró que la medición distribuida de descargas parciales en UWB propuesta, tiene la selectividad necesaria para diagnosticar con precisión, qué segmentos del cable o accesorios instalados en él requieren mantenimiento. Asimismo, fue posible determinar si el deterioro de un cable es puntual o generalizado y diagnosticar con precisión ramales independientes de circuitos alimentadores.
3. Se utilizó tecnología de UWB para la medición de las señales de DP's y se desplegaron los resultados en convenientes diagramas $Q-\phi$ y $N-Q-\phi$, esto es, se trabajó con técnicas UWB en el dominio de fase, actividad no reportada aún en la literatura especializada.
4. Se caracterizaron sensores de UWB con la finalidad de evaluar si cumplen con los requisitos de ancho de banda, ganancia e inmunidad a la interferencia electromagnética, necesarios para obtener mediciones confiables y repetibles. Dentro de esta caracterización se obtuvieron sus funciones de transferencia mediante identificación de sistemas.
5. Se presentaron las bases teóricas para continuar con los estudios de DP's utilizando técnicas en UWB.
6. Se contribuyó, como previamente lo han hecho otros autores [74-76], a la incorporación del diagnóstico de aislamientos a las técnicas estándar de diagnóstico de equipo de alta tensión.

6.6 Recomendaciones para trabajos futuros

Entre las recomendaciones para trabajos futuros se tienen las siguientes:

1. Reducir aún más el costo de los sensores de campo cercano de manera tal, que en lugar de efectuar mediciones periódicas de diagnóstico se tenga un monitoreo continuo del estado del sistema dieléctrico de los cables de potencia.

2. Instrumentar un nuevo esquema de circuito de pruebas que aproveche las bondades de las nuevas tecnologías en el aspecto de adquisición de datos, con la finalidad de ahorrar el elevado costo de un equipo especializado de detección de descargas parciales.
3. Efectuar un estudio exhaustivo de las formas de onda de descargas parciales obtenidas en UWB con la finalidad de detectar problemas de deterioro y obtener información más detallada sobre la física de la descarga. El conocer los mecanismos de deterioro y la física de la descarga, permitirá la obtención de una librería de patrones en el dominio del tiempo.
4. Plantear modelos de propagación de señales de alta frecuencia para optimizar el diseño de sensores de campo cercano y para tener un mejor entendimiento de la influencia de los distintos materiales en la propagación de los pulsos de alta frecuencia.
5. Construir amplificadores con un ancho de banda correspondiente a UWB que presenten una respuesta lineal.
6. Tomando este trabajo como la exploración de cómo abordar el problema de descargas parciales en cables de energía desde un punto de vista multidisciplinario, será necesario mejorar el análisis de patrones, niveles y condiciones de instalación para obtener información que contribuya a minimizar el riesgo de fallas catastróficas.
7. Extrapolar los resultados obtenidos a otros equipos de alta tensión con geometrías similares tales como subestaciones encapsuladas.
8. Deberá establecerse un nuevo esquema de calibración acorde con la naturaleza poissoniana de las descargas parciales y no un esquema basado en la carga aparente. El nuevo esquema de calibración deberá tomar en cuenta la morfología total de la señal, para verificar la atenuación y distorsión y para no tener la necesidad de limitar el ancho de banda y efectuar una calibración indirecta.
9. Generar bases de datos y sistemas de inferencia que faciliten el diagnóstico a usuarios no capacitados.

Referencias

Referencias

- [1] Espinosa R., Bautista D. y Lira A. "Metodología para el Abatimiento del Tiempo de Interrupción al Usuario", Reunión de verano de Potencia y Aplicaciones Industriales RVP-AI/2000, Acapulco, Guerrero, México, Julio 9-14, 2000.
- [2] S.Y. King, N.A. Halfer, Underground Power Cables, Ch. 9, Longman Group LTD., Essex, U.K., 1982.
- [3] J.T. Tykoner, H.A. Brown y E.B. Paine "Oscillations due to ionization in dielectrics and methods of their detection and measurement", University of Illinois Bulletin, No. 49 y 50. Vol. 30. Urbana, Illinois. 1933.
- [4] Quinn G.E., "Detection of the ionization point in electrical apparatus", AIEE Transactions, Vol. 59, pp. 709-714, 1940.
- [5] ASTM Method D1868, "Detection and measurement of PD pulses in evaluation of insulation systems", ASTM Book of standards, Vol. 10.02, 2001.
- [6] International Electrotechnical Commission, Standard IEC60270 High Voltage Testing - Partial Discharge Measurements, Switzerland, 2000-12.
- [7] Eager G. S. y Bahder G., "Discharge Detection in Extruded PE Insulated Power Cables" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-86, pp. 10-34. 1967.
- [8] Eager G. S. y Bahder G., "Discharge Detection in Extruded PE Insulated Power Cables" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-86, pp. 10-34. 1967.
- [9] J.C. Bap, Bui-Ai y C. Mayoux, "Corona frequency analysis in artificial cavities in epoxy resins" 1978 Annual Report, Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, NAS/NRC, Washington, D.C., pp.403-407, 1978.
- [10] Boggs S.A. y Stone G.C. "Fundamental Limitations in the Measurement of Corona and Partial Discharge", IEEE Transactions EI-17. No. 2, April 1983, pp. 143-150.

-
- [11] Fruth B., Niemeyer L., Haessig M., Furr J. y Dunz Th., "Phase resolved PD measurements and computer aided PD analysis performed on different H.V. apparatus" 6th International Symposium on H.V. Engineering , pp. 15.03-15.06, New Orleans, 1989.
- [12] Hikita M., Yamada K., Nakamura A., Mizutani T., Dohasi A. y Leda M., "Measurements of PD by computer and análisis of PD distribution by the Monte Carlo method", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 25, pp. 453-468, 1990.
- [13] Kranz H.G.y Krump R., "PD diagnosis using statistical optimization on a PC based system", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 27, pp. 93-98, 1992.
- [14] Gulski E. y Kreuger F.H., "Computer aided recognition of discharge patterns", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 27, pp. 82-92, 1992.
- [15] Gulski E., "Computer aided measurement of PD in H.V. equipment", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 28, pp. 969-983, 1993.
- [16] Morshuis P. H .F. *Partial discharge Mechanisms, Mechanism Leading to Breakdown Analyzed by Fast Electrical and Optical Measurements*, PhD Thesis, Delft University of Technology, 1993.
- [17] Garcia-Colon V.R., *Evolution of Partial Discharge Wave Shapes in Espherical Voids using Ultra Wide Band Techniques*. PhD Thesis, UMIST, 1994.
- [18] Suzuki H.y Endoh T., "Pattern recognition of PD in XLPE cables using a neural network", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 27, pp. 543-549, 1992.
- [19] Mazroua A.A., Salama M.M. y Bartnikas R., "PD pattern recognition with neural networks using the multilayer perception technique, IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 28, pp. 1082-1089, 1993.
- [20] Kranz H.G., " Diagnosis of PD signals using neural networks and minimum distance classification", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 28, pp. 1016-1024, 1993.
- [21] Gulski E. y Krivda A., "Neural networks as a tool for recognition of PD", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 28, pp. 984-1001, 1993.
- [22] Salama M.M.A. y Bartnikas R., "Fuzzy logic applied to PD pattern classification", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 7, pp. 118-123, 2000.
- [23] Bartnikas R., "Discharge rate and energy loss in helium at low frequencies", Archiv f r Elektrotechnik, Vol. 52, pp. 348-359, 1969.
-

-
- [24] Van Brunt R.I., "Stochastic properties of PD phenomena", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 26, pp. 902-948, 1991.
- [25] CIGRE Study Committee WG21.03, "Recognition of discharge, Paper 21, Electra, no. 11, pp. 61-98, 1968.
- [26] Zondervan J.P., Gulski E. y Swit J.J., "Fundamental aspects of online measurements on turbo-generators", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 7, pp. 59-70, 2000.
- [27] Mazroua A.A., Salama M.M. y Bartnikas R., "PD pattern recognition with neural networks using the multilayer perception technique, IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 28, pp. 1082-1089, 1993.
- [28] Montanari G.C., Contin A. y Cavallini A., "Random sampling and data processing for PD pulse height and shape analysis", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 7, pp. 30-39, 2000.
- [29] Garcia-Colon V.R., *Evolution of Partial Discharge Wave Shapes in Espherical Voids using Ultra Wide Band Techniques*. PhD Thesis, UMIST, 1994.
- [30] Pedersen A., "Partial Discharges in Voids in Solid Dielectrics. An Altenartive Approach", 1987 Annual Report, Conference on electrical insulation and dielectric phenomena IEEE Publication 87CH2462-0. 1987, pp. 58-64.
- [31] International Electrotechnical Commission, Standard IEC60270 High Voltage Testing - Partial Discharge Measurements, Third Edition, Switzerland, 1996-06.
- [32] Kreuger F. H. *Detection and Location of Discharges*, PhD Thesis, Delft University of Technology, 1961.
- [33] Estadística de Fallas de Transformadores de Potencia 1983-1998. Gerencia de Subestaciones y Líneas de la Coordinadora de Transmisión y Transformación de la Comisión Federal de Electricidad. México D.F. pp. 38. Marzo de 1999.
- [34] CEA Report No. 274D723, "Underground Versus Overhead Distribution Systems", pp. 3.1-3.12, 1992.
- [35] Tanaka, Greenwood, Advanced Power Cable Technology, Volume I, Ch. 2, CRC Press, Florida, 1983.
- [36] Tanaka, Greenwood, Advanced Power Cable Technology, Volume I, Ch. 2, CRC Press, Florida, 1983.
- [37] International Electrotechnical Commission, Standard IEC60287 Electric Cables-Calculation of the Current Ratings, Switzerland.
- [38] IEEE Standard 835, IEEE Standard Power Cable Ampacity Tables
-

-
- [39] International Electrotechnical Commission, Standard IEC60853, Calculation of the Cyclic Emergency Current Rating of Cables, Switzerland.
- [40] CIGRE Working Group 02 (Cable Rating Factors) of Study Committee No, 21 (HV Cables) "Current Rating of Cables for Cyclic and Emergency Loads", CIGRE, Paris, France.
- [41] EPRI, Underground Transmission Systems Reference Book, Electric Power Research Institute, Palo Alto, CA, 1992.
- [42] International Electrotechnical Commission, Standard IEC60853, Calculation of the Cyclic Emergency Current Rating of Cables, Switzerland.
- [43] CIGRE Working Group 02 (Cable Rating Factors) of Study Committee No, 21 (HV Cables), opcit.
- [44] Gazzana p., Mashio G. y Palmieri, "Surge Performance of Impregnated Paper Insulation for HVDC Cables", IEE Conference Record on HVDC Systems, London, UK, 1966, pp. 325-333.
- [45] Nyberg, Herstad y Bjorlow-Larson, "Numerical Methods for Calculation of Electrical Stresses in HVDC Cables with Special Application to Skagerrak Cable", IEEE Transactions on Power Apparatus Systems", vol. PAS-94, pp. 491-497. 1975.
- [46] Garcia-Colon V.R., *Evolution of Partial Discharge Wave Shapes in Espherical Voids using Ultra Wide Band Techniques*. PhD Thesis, UMIST, 1994.
- [47] Townsend J.S., *The Ionization of Gases by Collision*, London Constable & Co. Ltd 1916.
- [48] Paschen F, *Wied. Ann.* 37 (1889) 69
- [49] Meek J.M. y Craggs J.D., "Electrical breakdown of gases, Clarendon Press, Oxford, 1953. pp. 251-290.
- [50] Devins J.C., 1957 Annual Report, Conference on electrical insulation and dielectric phenomena NAS-NRC, Washington D.C. 1958, pp. 6.11
- [51] Whitehead S. *Dielectric breakdown of solids*. Oxford University Press, Oxford 1953. pp. 163-223.
- [52] McAllister I.W. "Electric Field Theory and the Fallacy of Void Capacitance", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 26, No. 3, pp. 458-459, June 1991.
- [53] Pedersen A., "On the Electrodynamics of Partial Discharges in Voids in Solid Dielectrics", 3rd Int. Conf. on Conduction and Breakdown, Torndheim, Norway, 1989, pp. 107-116.

-
- [54] Garcia-Colon, V.R., "Power Cable On Line diagnosis Using Partial Discharges Ultra Wide Band Techniques", 2001 Large Engineering Systems Conference, LEESCOPE'01, Halifax, Nova Scotia, Canada, July 11-13, 2001.
- [55] Rogowski W. y Steinhaus W. Arch. Elektrotech 1.141. 1912.
- [56] Kurtz, Lyles y Stone, "Application of PD Testing to Hydrogenerator Maintenance", IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, Vol. 103, pp. 2148-2157, 1984.
- [57] Itoh, Kaneda, et al, "New Noise Rejection Techniques on Pulse by Pulse Basis for Online Partial Discharge Measurement of Turbine Generators" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. II, pp. 585-592, 1996.
- [58] Stone G.C. y Boggs S.A. "Propagation of Partial Discharge Pulses in Shielded Power Cable", 1982 Annual Report of the Conference on electrical Insulation and Dielectric Phenomena, National Academy of Sciences, Washington D.C. pp. 275-280.
- [59] Morshuis, "Ageing of Polymers Studied by Spectral Analysis of UWB Partial Discharge Signals", Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena Annual Report 1995, pp. 226-229. 1995.
- [60] Pedersen, Crichton y McAllister, "The Functional Relation Between Partial Discharges and Induced Charge", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 2, No. 4, pp. 535-543, August 1995.
- [61] Von Hippel A.R., Dielectrics and Waves, MIT Press, Massachusetts, 1954.
- [62] Garcia-Colon, V.R., "Power Cable On Line diagnosis Using Partial Discharges Ultra Wide Band Techniques", 2001 Large Engineering Systems Conference, LEESCOPE'01, Halifax, Nova Scotia, Canada, July 11-13, 2001.
- [63] Huddleston R. H. y Stanley L. Editors, Plasma Diagnosis Techniques. Academic Press. Nueva York. 1965.
- [64] Agilent 33250A Function/Arbitrary Waveform Generator Data Sheet. Agilent Technologies. U.S.A. Mayo 2001. 5968-8807 EN.
- [65] ICM Series Accesories Catalog. Power Diagnostix Systems GmbH. Bruesseler Ring 95 A. 52074. Aachen. Alemania.
- [66] Matlab Version 6.5.0.180913A Release 13 The MathWorks, Inc. Derechos Reservados U.S.A. Junio 18, 2002.
- [67] System Identification Toolbox 5.0.2. The MathWorks, Inc. Derechos Reservados U.S.A. 1988 – 2002.
- [68] Ljung L. System Identification - Theory for the User, Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J. 2nd edition, 1999.
-

-
- [69] Söderström T. and P. Stoica. System Identification, Prentice Hall International, London. 1989.
- [70] Dennis, J.E. Jr. and R.B. Schnabel. Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J. 1983.
- [71] CIGRE Study Committee WG21.03, "Recognition of discharge, Paper 21, Electra, no. 11, pp. 61-98, 1968.
- [72] Garcia-Colon, V.R., "Distributed PD Measurements on Power Underground Cables", Conference Record of the 2002 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Boston, Mass, USA, April 7-10, 2002
- [73] Azcarraga C.G. y Garcia-Colon V.R. "PILC Cables evaluation using on-line PD diagnosis techniques", Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena Annual Report 2003, CEIDP 2003, Albuquerque, New Mexico, pp. 572-575. October, 2003.
- [74] Robles E., *Características y Evaluación de la Calidad de Aislamientos Eléctricos*. Tesis de Maestría, SEPI-ESIME, Instituto Politécnico Nacional, 1974.
- [75] Asiaín T., *Pruebas de Descargas Parciales a Transformadores de Distribución*. Tesis de Licenciatura, ESIME, Instituto Politécnico Nacional, 1981.
- [76] Méndez A. R., *Técnicas de Medición y localización de Descargas Parciales en Transformadores con Ayuda de la Computadora Digital*. Tesis de Maestría, SEPI-ESIME, Instituto Politécnico Nacional, 1987.

ANEXO**A****Mediciones Complementarias para
Evaluar Redes Subterráneas de Energía**

A continuación se presentan mediciones adicionales realizadas en línea que contribuyen a mejorar el diagnóstico obtenido con las técnicas de detección de descargas parciales en UWB.

A.1 Termometría de objetos bajo prueba

Como se discutió en el Capítulo 2 de este documento de tesis, uno de los principales factores que afectan la calidad del aislamiento de cualquier equipo de alta tensión es la temperatura. Los cables y sus accesorios no son la excepción a este hecho y más aún, presentan características de instalación que los hacen muy susceptibles a este problema.

Las redes evaluadas en las mediciones experimentales en sitio presentan varios factores condicionantes para su deterioro acelerado. A saber, se tienen los siguientes:

1. Profundidad de instalación inadecuada según normatividad internacional y especificaciones nacionales.
2. Número excesivo de conductores compartiendo una misma trinchera.
3. Excesiva sobrecarga de los circuitos ocasionada por el elevado crecimiento demográfico y por la conexión ilegal de instalaciones adicionales. Este valor de sobrecarga se encuentra por arriba del valor nominal de ampacidad.
4. Circulación de corrientes armónicas debido a la proliferación de cargas no lineales como fuentes in-interrumpibles, equipo de cómputo y equipo electrónico para el control de velocidad de par y velocidad de motores.

Este tipo de problemas elevan la temperatura de operación del aislamiento principal del cable, independientemente de su tipo, a valores superiores a los límites seguros de operación.

Desafortunadamente no es posible cuantificar directamente el valor de temperatura al cual está sujeto el aislamiento de un cable bajo estudio, ya que para lograrlo se requiere la modificación física de la geometría del cable y la

inclusión de sensores metálicos flotados eléctricamente. Esto es inaceptable puesto que se modificaría la distribución de campo eléctrico en el cable y esto conduciría a una falla catastrófica del mismo.

Una manera de sobreponer este inconveniente es la utilización de un equipo de medición termográfico. Este equipo de medición permite obtener patrones isotérmicos de la superficie externa de los conductores, mismo que en conjunto con la medición de la corriente instantánea circulante al instante de la medición termográfica, permiten establecer las condiciones de frontera de un problema tridimensional de transferencia de calor. Debido a la geometría simple del cable se puede utilizar un modelo en coordenadas cilíndricas del problema, estrategia que permite reducir el problema a un sistema bidimensional.

A continuación se presenta la metodología de solución del problema de transferencia de calor, con generación interna en coordenadas cilíndricas.

Para condiciones de estado estacionario la tasa de generación de calor dentro de un cuerpo cualquiera, debe ser igual a la tasa a la cual el calor es transferido convectivamente de la superficie exterior del cilindro al medio ambiente.

Para determinar la distribución de temperatura en el cilindro, utilizaremos la ecuación de conducción de calor en coordenadas cilíndricas:

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{dT}{dr} \right) + \frac{Q}{K} = 0 \quad (\text{A.1})$$

Esta ecuación es válida si consideramos el coeficiente de transferencia de calor constante ($K=\text{cte}$)

Separando variables y asumiendo generación uniforme, la ecuación anterior puede ser integrada para obtener:

$$r \frac{dT}{dr} = -\frac{Q}{4K} r^2 + C_1 \quad (\text{A.2})$$

Repitiendo el procedimiento, la solución general para la distribución de temperatura en el volumen generador será:

$$T(r) = -\frac{Q}{4K} r^2 + C_1 \ln r + C_2 \quad (\text{A.3})$$

Para obtener las constantes de integración C_1 y C_2 , aplicaremos las siguientes condiciones de frontera:

$$\left. \frac{dT}{dr} \right|_{r=0} = 0 \quad (\text{A.4})$$

$$-K_a A \left. \frac{dT}{dr} \right|_{r=ra} = -K_b A \left. \frac{dT}{dr} \right|_{r=rb}$$

La primera condición resulta de la simetría de la situación. Esto es, para el eje de un cilindro sólido no hay gradiente de temperatura.

La segunda condición resulta de la observación de que el calor se transmite conductivamente de manera axial, atravesando los distintos materiales que definen el cable. Esta condición deberá aplicarse en la interfaz de cada cambio de material que componga el cable.

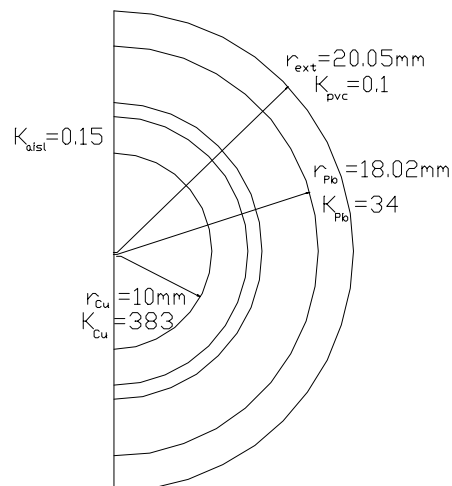


Figura A- 1 Geometría típica de un cable de energía aislado, con las conductividades térmicas de cada material

Para el exterior del cable podría en caso de conocerse la temperatura ambiente, emplearse la condición de frontera:

$$T(r_{ext}) = T_{amb} \quad (\text{A.5})$$

La cual implicaría conocer la temperatura ambiente del recinto donde se encuentra el cable y las condiciones de velocidad y viscosidad entre otras, en las que se encuentra el aire que rodea al cable bajo estudio. Para nuestro caso, al conocer por termografía la temperatura externa del cable, la aplicamos como condición de frontera constante.

La variable Q no debe confundirse con q (calor), ya que denota el calor generado por unidad de volumen. Para problemas de circulación de corriente eléctrica Q puede calcularse como:

$$Q = \frac{I^2 R}{V} \quad (\text{A.6})$$

Donde:

I = corriente que circula por el conductor

R = resistencia del conductor.

V = volumen bajo estudio

El sistema de ecuaciones resultante puede resolverse para conocer la temperatura en el interior del cable mediante la solución analítica descrita o bien, por medio de métodos numéricos.

Para la solución del problema se utilizó un paquete comercial de cálculo por medio de elementos finitos.

Los valores de conductividad térmica utilizados fueron en $\text{W/m}^\circ\text{K}$:

$$K_{\text{aisl}} = 0.15$$

$$K_{\text{pvc}} = 0.1$$

$$K_{\text{Pb}} = 0.34$$

$$K_{\text{Cu}} = 383$$

En la siguiente figura se presenta la distribución de temperatura obtenida para $T_{\text{exterior}} = 50^\circ\text{C}$ e $I = 50 \text{ A}$

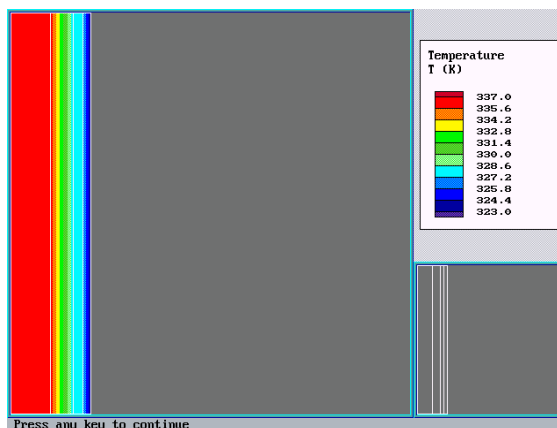


Figura A- 2 Distribución de temperaturas en el interior de cada cable

Los valores obtenidos indican que la temperatura que presenta el cable en su interior no pone en riesgo su operación en las condiciones evaluadas.

Como ejemplos del análisis efectuado se presentan los 3 casos siguientes:

Caso 1:

Corriente de fase = 170 A

Diagnóstico:

El conductor se encuentra operando en condiciones normales, un gran volumen del empalme presenta temperatura homogénea y normal. El punto caliente que se observa se debe a que el empalme presenta un daño mecánico que permite la fuga del compuesto aislante, debe aclararse que no hay una variación notable de temperatura en este punto de fuga, como se aprecia en la escala lateral de la imagen termográfica. El exagerado cambio en el mapa de colores se debe más bien a que el compuesto fugado posee una emisividad térmica diferente a la del empalme y puesto que la operación de la cámara termográfica depende en gran manera de este parámetro, se tienen variaciones significativas en la supuesta temperatura medida.

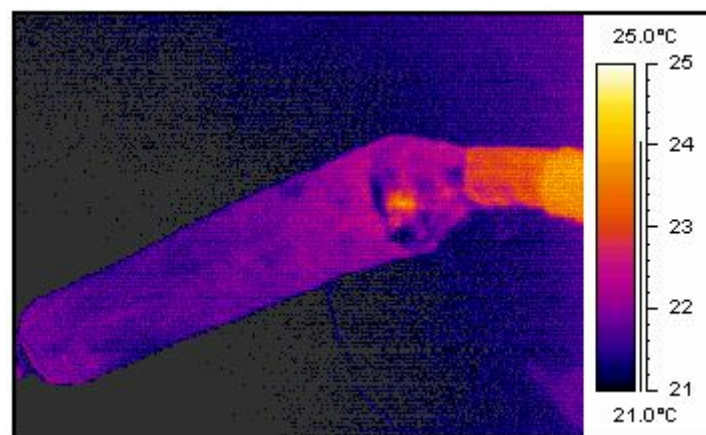


Figura A- 3 Termografía de un empalme de cable tipo PILC con fuga de compuesto aislante

Caso 2:

I_{promedio} del circuito 1 = 160 A

I_{promedio} del circuito 2 = 260 A

Diagnóstico:

El circuito 2, al estar ligeramente sobrecargado, presenta una elevación de temperatura de aproximadamente 6°C con respecto al circuito 1. A pesar de esta diferencia, ninguno de los dos circuitos presenta condiciones peligrosas de operación. Sin embargo, debe notarse que la estimación que se está haciendo con el cálculo numérico de la distribución interna de temperaturas, es bastante optimista, puesto que no se están considerando factores de profundidad de instalación, ni el efecto de frontera aislada que presentan los ductos de asbesto. Por tal motivo, sobrecargas de más de 50% deben considerarse si no peligrosas, si condicionantes para el deterioro acelerado del sistema aislante de los cables subterráneos.

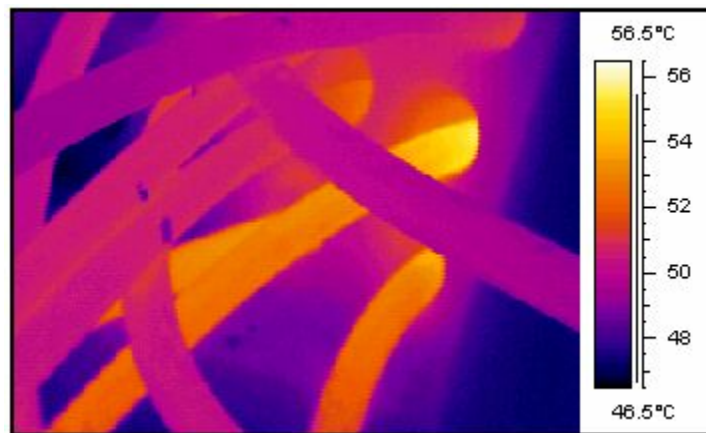


Figura A- 4 Termografía de conductores operando con sobrecarga y bajo condiciones de instalación inadecuadas

A.2 Análisis estadístico de la demanda

Originalmente, cuando se establecieron las consideraciones previas a la realización de este trabajo, se supuso que los problemas térmicos originados que afectaban la vida útil del aislamiento de cables de energía, estaban solamente relacionados con exceder su ampacidad nominal. Sin embargo, durante las mediciones realizadas en la locación experimental, se observó que adicionalmente a las sobrecargas sostenidas, también se presenta un problema significativo de circulación de corrientes armónicas. En las **Figuras A-5 y A-6** se muestran algunos ejemplos de este tipo de corrientes.

Las corrientes armónicas de fase generan problemas en las redes subterráneas tales como saturación de núcleos magnéticos, desbalances y ionizaciones transitorias que favorecen la aparición de descargas parciales.

En las redes analizadas se han encontrado problemas de calidad de la energía tales como THD superior a 5% y desbalances de corriente de fase superiores a 2.4%.

En la **Figura A-5** también se aprecia la corriente circulante por el neutro. Este tipo de corrientes armónicas dañan las varillas de puesta a tierra con lo que la graduación de campo dentro de los cables se compromete.

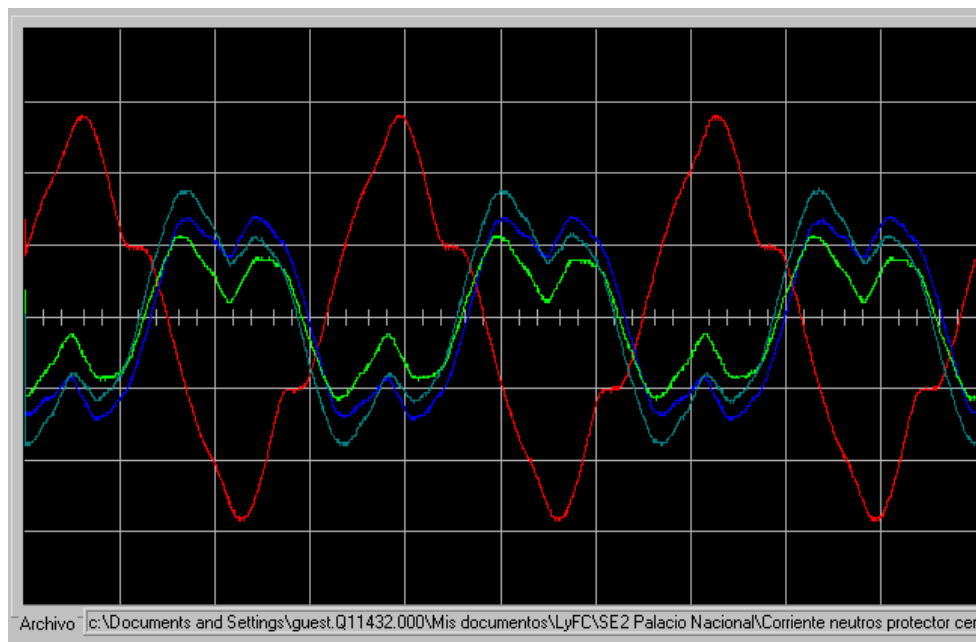


Figura A- 5 Corrientes de fase y de neutro con gran contenido de armónicos

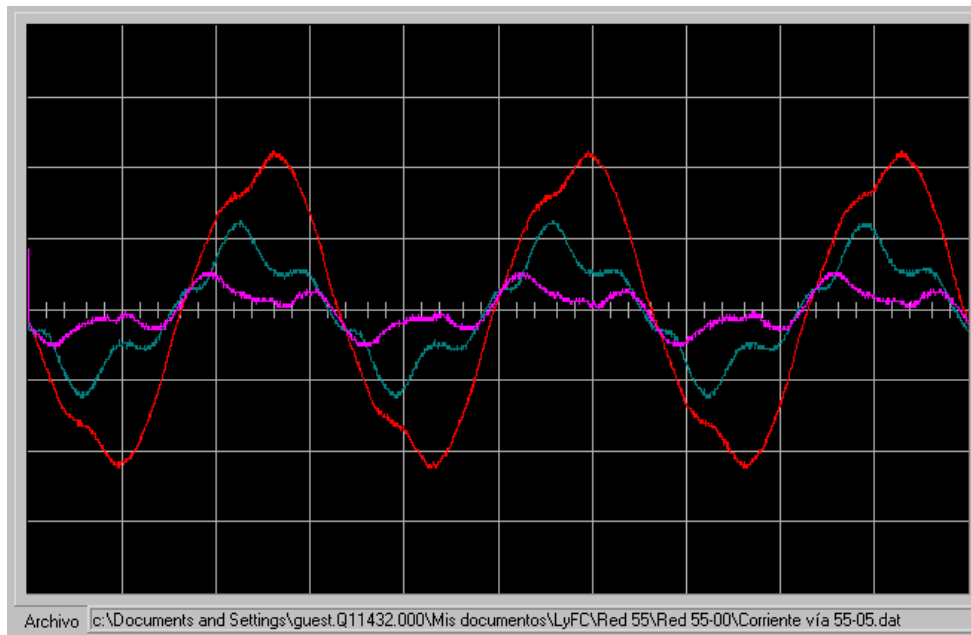


Figura A- 6 Desbalance y componentes armónicos de las corrientes de fase de las redes evaluadas

ANEXO

Utilización de la herramienta IDENT de
Matlab para identificación de sistemas

B

A continuación se presentan de manera breve, los pasos para obtener la función de transferencia del sensor utilizado en este trabajo de tesis, aplicando la herramienta de identificación de sistemas de Matlab 6.5.

B.1 Importación de los datos formateados como hoja de cálculo de MS-Excel a la función ident de Matlab

Puesto que las señales de entrada y salida del sensor han sido obtenidas a través de un osciloscopio digital y comúnmente este tipo de equipos permite exportar los datos en formato de hoja de cálculo, es necesario importar las señales a Matlab utilizando una función conveniente.

Debido a esto, se utilizó la función *xlsread* de Matlab 6.5. Esta función lee una hoja de cálculo en que se encuentra en formato de MS-Excel a una variable cuyo nombre es determinado por el usuario. La sintaxis de esta función es la siguiente:

```
senales = xlsread('pulsos.xls')
```

Esta función lee los datos que se encuentren en filas y columnas en el archivo *pulsos.xls* en la variable de Matlab llamada *senales*. Si el archivo de MS-Excel contenía los datos:

```
t1  e1  s1  
t2  e2  s2  
...  
tf  ef  sf
```

Estos serán leídos a la variable *senales* como:

```
senales =  
t1  e1  s1  
t2  e2  s2  
...  
tf  ef  sf
```

Una vez que los datos han sido leídos en la variable *Señales*, se pueden manipular convenientemente utilizando funciones básicas de Matlab como las siguientes:

$$t = \text{senales}(1:\text{length}(\text{senales}),1);$$

Esta función almacenará en la variable **t** tipo vector, los valores de la primera columna de la variable *senales*, esto es:

$$\begin{aligned} t = \\ t1 \\ t2 \\ \dots \\ tf \end{aligned}$$

Dentro del paréntesis, la función *length* devuelve el número máximo de filas de la variable *senales* y se utiliza para leer desde la primera hasta la última fila de esta variable. El número 1 ubicado después de la coma, indica que se está leyendo la columna 1.

De acuerdo con lo anterior, para leer la segunda y tercer columnas de la variable *senales* y almacenarlas en las variables *entrada* y *salida* respectivamente, se debe proceder de la siguiente manera:

$$\text{entrada} = \text{senales}(1:\text{length}(\text{senales}),2);$$
$$\text{salida} = \text{senales}(1:\text{length}(\text{senales}),3);$$

Una vez que se tienen las variables *t*, *entrada* y *salida*, se puede iniciar la herramienta *ident* de Matlab, que es la herramienta que se utiliza para identificación de sistemas. Para iniciar esta función basta con escribir *ident* en la línea de comandos de Matlab y esperar a que se cargue en memoria.

Una vez cargada la función, aparecerá un panel flotante como el que se muestra en la **Figura B-1**.

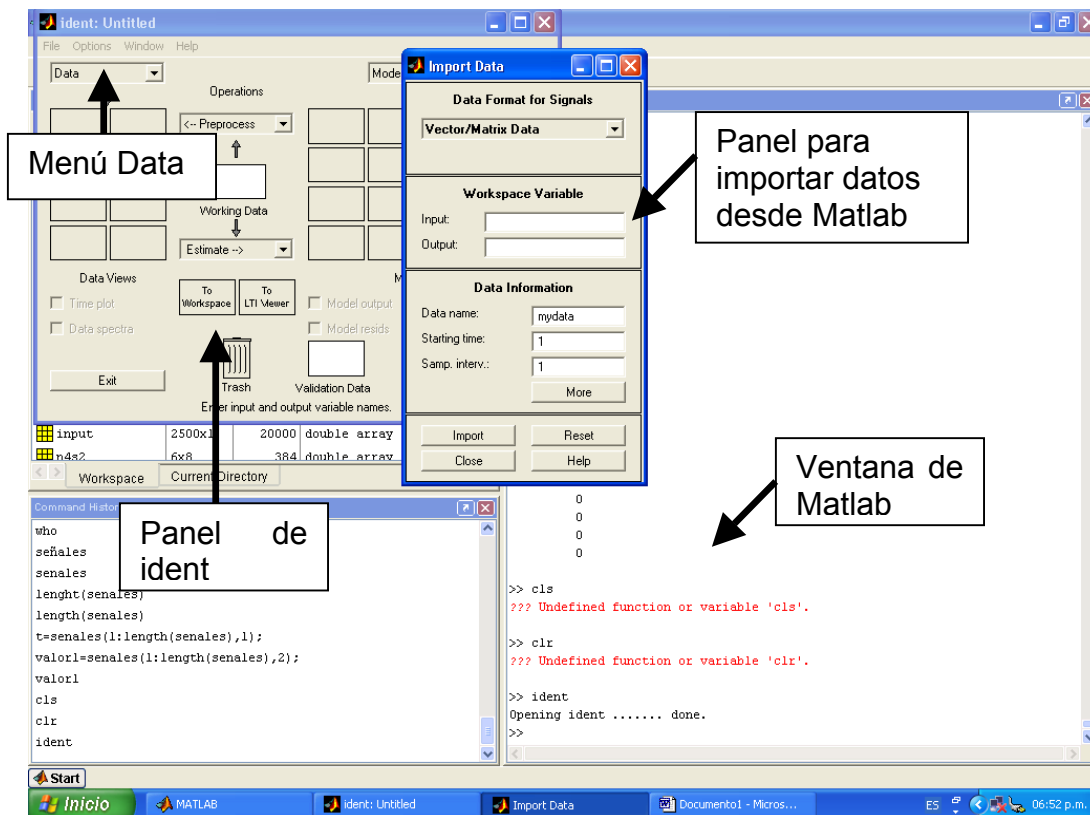


Figura B- 1 Paneles iniciales de la función *ident* de Matlab

En este panel, en el menú *Data* (*datos*) se deberá utilizar la función *Import* (*importar*) para recuperar las variables de Matlab en las que se encuentren almacenados los vectores de las señales de entrada y de salida del sistema que se quiera identificar.

Una vez seleccionado el menú *Data*, aparecerá el panel flotante titulado *Import data* (*importar datos*). Este panel también se muestra en la **Figura B-1**.

En este panel, se deberán anotar los nombres de las variables de Matlab que contengan las señales de entrada y de salida del sistema que se quiere identificar en los espacios destinados a *Input* (*entrada*) y *Output* (*salida*) en la sección de *workspace variable*. En nuestro ejemplo estas variables corresponden a las variables *entrada* y *salida*.

Una vez anotados los nombres de estas variables, se deberá pulsar el botón *Import* (*importar*), con lo que los datos de entrada serán importados desde el entorno de Matlab a la función *ident*.

Si se desea, se puede marcar la opción *Time plot (gráfica en el dominio del tiempo)* para ver una gráfica de las señales de entrada y salida importadas.

B.2 Acondicionamiento de las señales de entrada y salida importadas

Cuando las señales de entrada y salida han sido importadas a la función *ident*, se deberán procesar para acondicionarlas y utilizarlas para la identificación de sistemas. Para efectuar este acondicionamiento se deberá proceder de la siguiente manera:

En el menú *Preprocess (pre-proceso)* hay varias opciones para filtrar y mejorar las señales de entrada y de salida para obtener mejores aproximaciones de las funciones de transferencia calculadas. Estas funciones operan sobre la variable que se encuentre situada a manera de icono en la casilla *Working data (datos de trabajo)*.

Para elegir cualquier variable sobre la que se quiera operar, solo basta con arrastrar su icono a la casilla *Working data (datos de trabajo)*. Recuérdese que la función arrastrar del mouse se activa apuntando el puntero del mouse al objeto de interés mientras se oprime simultáneamente el botón derecho del mismo y se mueve el mouse en cualquier dirección.

En la **Figura B-2** se muestra el panel de la herramienta de filtrado del menú *Preprocess (pre-proceso)*, pero existen muchas otras herramientas útiles como *Remove means* y *Remove trends*. Estas funciones remueven valores medios y tendencias lineales respectivamente de los datos de entrada y salida.

De las funciones de acondicionamiento de datos, tal vez la más complicada de utilizar sea la de filtrado, por lo que a continuación se detalla su empleo:

La gráfica que aparece en la ventana de filtrado muestra los espectros de la entrada y de la salida para el canal de entrada-salida elegido de los datos de trabajo. Para seleccionar un intervalo de frecuencia de filtrado se puede utilizar cualquiera de los dos métodos siguientes:

- Teclar las frecuencias de corte bajo y superior en el espacio destinado para tal fin y etiquetado *Range (intervalo)*.
- Trazar un rectángulo mediante la opción de arrastrar del mouse, en cualquiera de las gráficas.

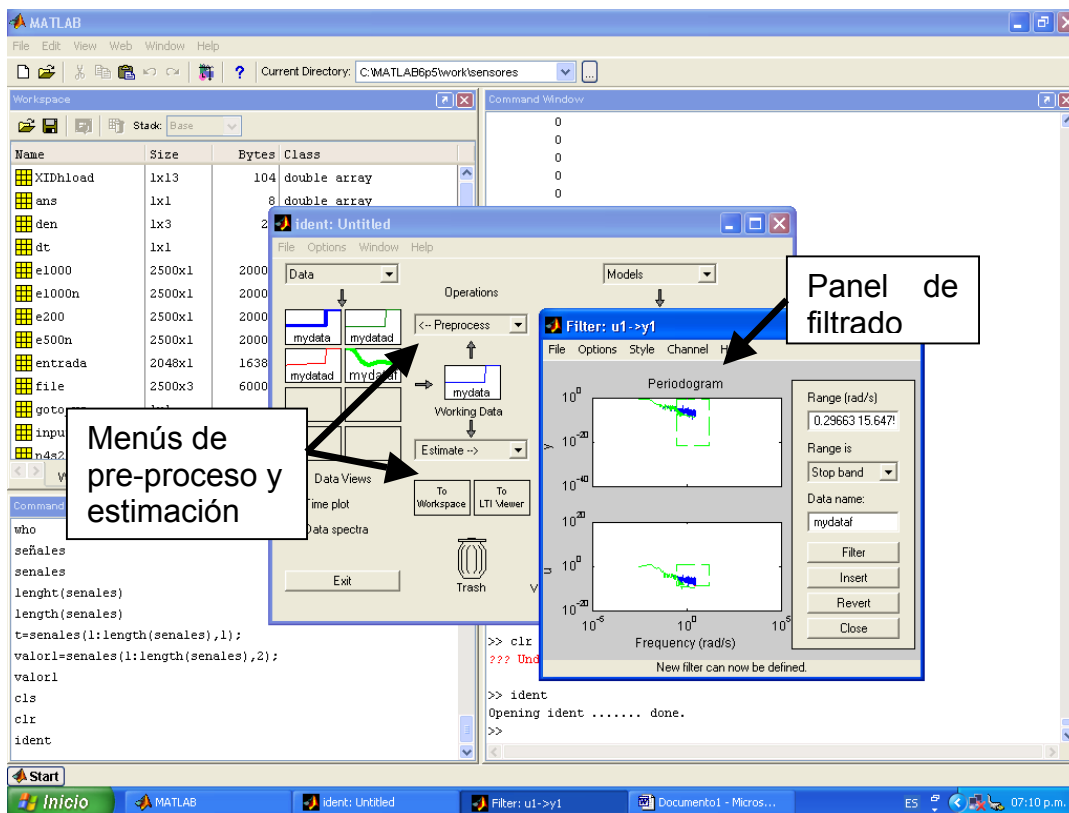


Figura B- 2 Panel de filtrado correspondiente a las opciones de pre-proceso de las señales de entrada y salida utilizando la función *ident*

Una vez determinado el intervalo de frecuencia de filtrado, se debe especificar si este intervalo es de paso (*Band pass*) o de supresión (*Stop band*) en la casilla *Range is (intervalo es)*.

Una vez que se está satisfecho con el intervalo de frecuencias seleccionado y el tipo de filtrado, se deberá presionar el botón *Filter (filtrar)* para efectuar el filtrado de los datos. Los espectros de las señales filtradas serán mostrados en el mismo diagrama en un color diferente para comprobar que el filtrado fue acertado.

El filtro utilizado por esta función es un filtro de Butterworth de 5^o orden.

Cuando los datos se consideran adecuadamente filtrados, se deberá escribir un nombre conveniente para la nueva secuencia de datos filtrados en la casilla *Data name (nombre de los datos)* y pulsar el botón *Insert (insertar)* para regresar a la función *ident* con la nueva secuencia de datos lista para continuar con las opciones de pre-proceso o de estimación. Esta nueva secuencia generará un nuevo icono en la parte izquierda del panel de *ident*.

B.3 Estimación de modelos de identificación

Para iniciar el proceso de estimación de modelos, se deberá presionar el menú *Estimate* (*estimar*). Aparecerán diversas opciones de ajuste e identificación de sistemas. La opción que se describirá en este anexo es la de *Parametric models* (*modelos paramétricos*) y especialmente la de espacios de estado, la cual se muestra en la **Figura B-3**, haciendo alusión al panel de modelos paramétricos (*Parametric models*).

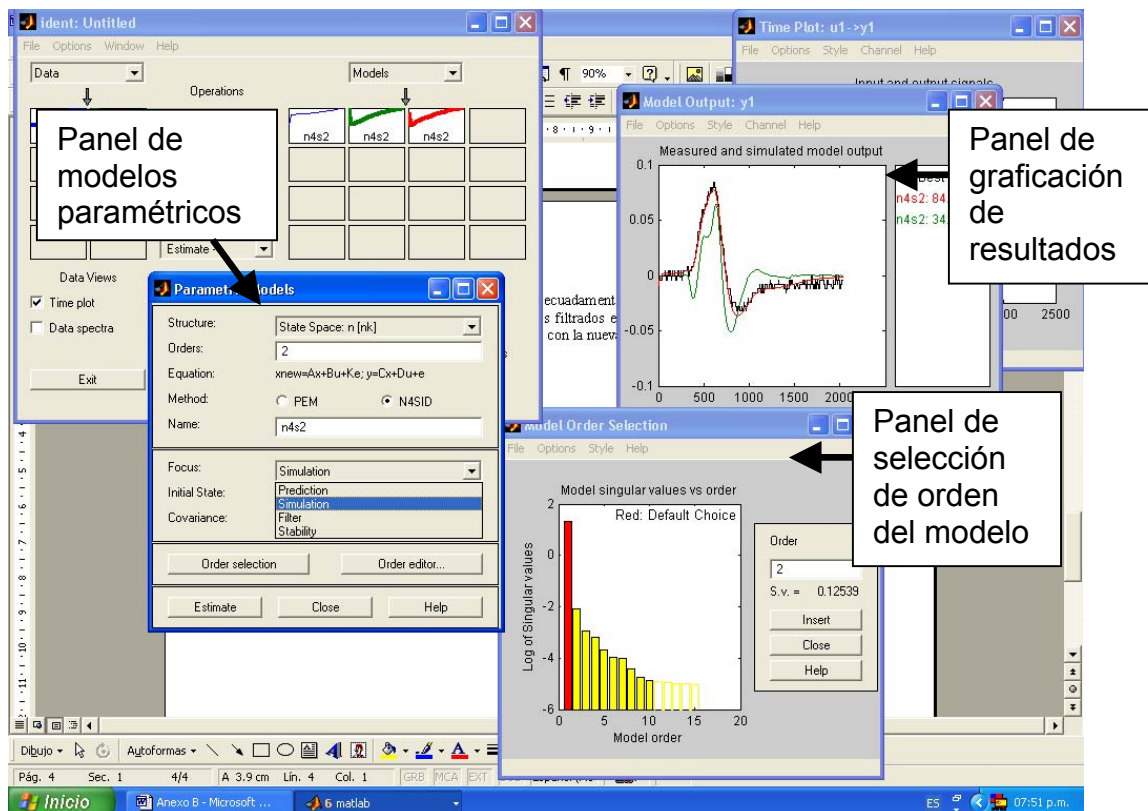


Figura B- 3 Paneles de estimación de modelos, selección de orden y despliegue de ajustes

En este panel, se deberán seleccionar la estructura básica para la identificación de sistemas, el orden de esta estructura, el método de cálculo a emplearse, el enfoque que se le quiere dar al análisis, el estado inicial de las variables del modelo y el manejo de la covarianza. Aquí también se puede seleccionar el orden del modelo de una manera más intuitiva con la ayuda de un histograma. A continuación se detallan estos pasos.

En la casilla *Structure* (*estructura*) se deberá elegir la estructura de identificación que se quiere utilizar. En este caso, la estructura seleccionada fue la de espacio

de estado (*State Space: $n(nk)$*). Esta estructura genera modelos de espacio de estado lineales y permite establecer el orden de la estructura de dos maneras distintas: seleccionando el número de orden directamente o bien, escribiendo una cadena la cual contenga un número de órdenes a manera de intervalo (por ejemplo 1:10), lo que permite escoger el orden desde una opción gráfica, tal y como se muestra en la **Figura B-3**.

En la casilla etiquetada como *Name (nombre)*, se deberá escribir un nombre adecuado para la variable donde serán almacenados los resultados de identificación que se obtengan. Este nombre será el que tome la variable de Matlab que contenga los datos de identificación calculados por *ident*.

En la casilla etiquetada como *Focus (enfoque)*, se pueden escoger las siguientes opciones:

- *Prediction (predicción)*. La cual da un método de estimación del error de predicción estándar. Este método tiene propiedades estadísticas óptimas, pero desde un punto de vista de aproximación, favorece típicamente un ajuste a alta frecuencia.
- *Simulation (simulación)*. Aproxima la dinámica del modelo, es decir, la función de transferencia de entradas y salidas medidas, con una norma que es definida por el espectro de entrada. Para el modelo de ruido se utiliza un método de predicción de error, mientras que la dinámica del modelo permanece constante.
- *Filter (filtrado)*. Utiliza una ponderación adicional para el ajuste de modelo dinámico, basándose en el contenido de frecuencia de un filtro definido por el usuario. Cuando se escoge esta opción, aparece una ventana de dialogo similar a la que se utiliza para el acondicionamiento de datos.
- *Stability (estabilidad)*. Obliga a que el modelo identificado sea estable.

La casilla etiquetada como *Initial State (estado inicial)*, se utiliza debido a que los modelos requieren ciertos valores iniciales para calcular el modelo de salida. Para sistemas con respuestas de decaimiento lento, es muy importante considerar estos valores iniciales de manera óptima. Para tal fin, la herramienta *ident* presenta las siguientes opciones:

- *Auto (automático)*. Esta es la opción por defecto. Realiza una elección automática de las siguientes opciones basándose en las propiedades de los datos.
- *Zero (cero)*. Todos los valores iniciales son inicializados en cero.

- *Estimate (estimar)*. Los valores iniciales desconocidos son tratados como parámetros, los cuales son estimados en el proceso.
- *Backcast*. Los valores iniciales son estimados directamente con un método de filtrado regresivo.

En la casilla etiquetada como *Covariance (covarianza)*, se deberá seleccionar preferentemente la opción *Estimate (estimar)*, que es la opción por defecto. Con esta opción se calculará la incertidumbre del modelo estimado y el intervalo de confianza. Para grandes modelos, el manejo de las medidas de incertidumbre puede ser el factor dominante en el tiempo de cálculo.

Por último, una vez que se haya logrado la estimación deseada, se deberá pulsar el botón *Estimate (estimar)* para calcular el modelo de identificación. Cuando se hace esto, aparecerá la ventana de *Model order selection (selección de orden del modelo)*, en la cual se deberá escoger el orden del modelo basándose en lo siguiente:

El valor singular correspondiente al orden n es una medida de qué tanto el componente n ésimo del vector de estados contribuye al comportamiento de entrada-salida del modelo. Una elección razonable del orden n del modelo es una tal en la que los valores singulares a la derecha de n sean pequeños comparados con aquellos a su izquierda.

En el panel de *Model order selection (selección de orden del modelo)* hay que seleccionar con el puntero del mouse cualquiera de las barras del histograma pulsando el botón derecho del mouse para que el orden asociado sea insertado en la casilla *Edit (editar)*. Una vez efectuada esta operación, se deberá oprimir el botón *Insert (insertar)* para insertar el modelo estimado en la ventana principal de *ident*, generando un icono de datos en la parte derecha del panel.

B.4 Obtención de la función de transferencia del sistema identificado

Para finalizar los cálculos y obtener la función de transferencia deseada, se deberá proceder de la siguiente manera:

Se deberá arrastrar el icono del modelo conveniente a la casilla etiquetada *To workspace (al entorno de trabajo de Matlab)* del panel *ident*. Esto generará en el entorno de Matlab una variable con el nombre del modelo seleccionado.

Esta variable tiene un formato especial dentro de Matlab, denominado formato de función Theta, el cual puede ser eventualmente decodificado a una función de transferencia como se lista a continuación:

Por ejemplo, si el nombre de la variable se fijó como *n4s2*, la función de Matlab que decodifica esta variable en formato función Theta a las variables *num* y *den*, es:

$$[num,den]=th2tf(n4s2)$$

La función *th2tf* transforma las funciones Theta calculadas por *ident* a funciones de transferencia. Aunque esta función es obsoleta en Matlab 6.5, para propósitos de compatibilidad se ha mantenido presente en la evolución del paquete.

Las variables *num* y *den* almacenarán el numerador y denominador de la función de transferencia deseada. Estos términos estarán escritos en el formato estándar de la herramienta de control de *Matlab*, esto es, serán vectores que contienen los coeficientes de los polinomios asociados a los polos y ceros, ordenados por el grado de la variable correspondiente.

Para clarificar esto, si el vector *den* contiene los elementos [3 -2 0 1] el polinomio asociado será:

$$3s^3 - 2s^2 + 1 \quad (A.1)$$

B.5 Verificación de los modelos obtenidos

Con la finalidad de verificar la correspondencia de la función de transferencia obtenida con el sensor analizado, puede ser muy útil verificar esta función con señales de entrada diferentes a la utilizada para la identificación.

Para una adecuada correspondencia, se deberá verificar que las señales de salida obtenidas al convolucionar las señales de entrada con la función de transferencia, se asemejen a las señales reales obtenidas a la salida del sensor al alimentarlo con las señales de entrada.

Para efectuar de manera fácil esta comparación, de deberán importar juegos de señales de entrada-salida adicionales a la función *ident*. Para este fin, se deberá proceder como se mostró en el apartado B.1 de este anexo para la importación de señales. Una vez que se importaron estos nuevos juegos de datos, bastará con arrastrarlos a la casilla *Validation data (validación de datos)* del panel *ident* para que se pruebe la función de transferencia obtenida. Si se marca la opción *Model output* se mostrarán gráficamente las señales reales importadas, comparadas con las señales obtenidas por la identificación de sistemas. Si estas presentan un buen grado de similitud, se considerará entonces que el proceso ha sido exitoso. Esta comparación se muestra en la **Figura B-4**.

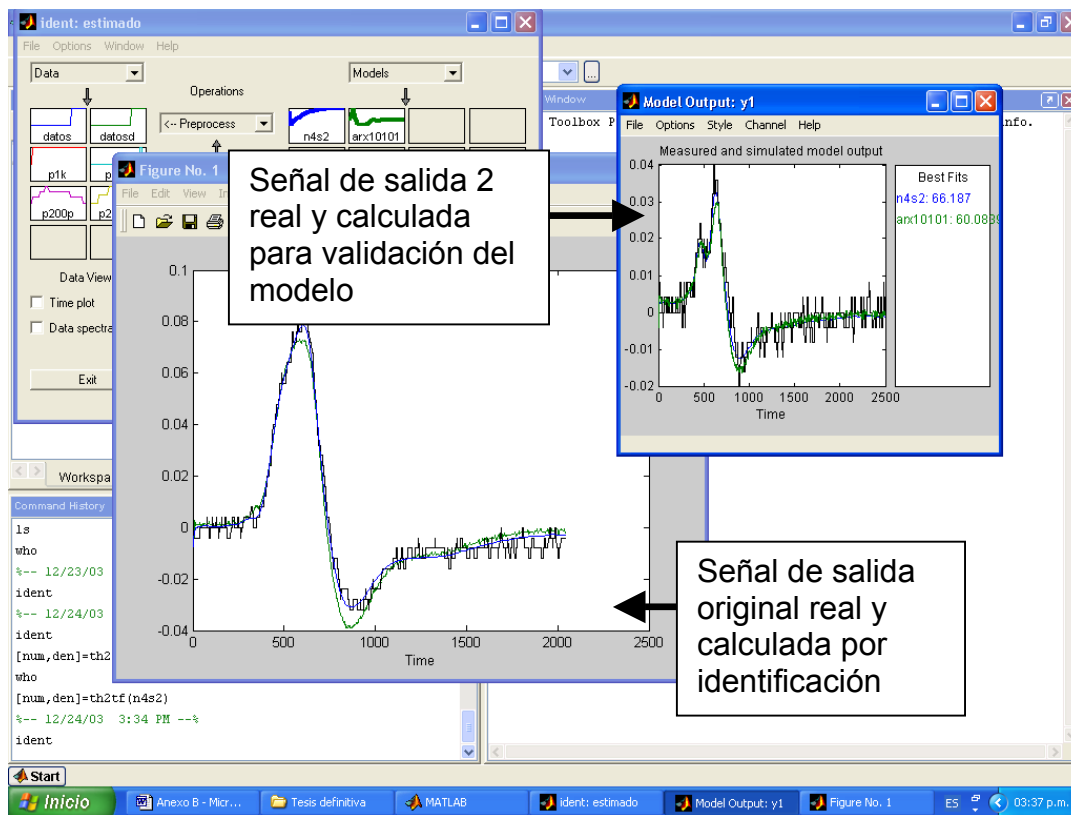


Figura B- 4 Datos de entrada-salida originales y comprobación de similitud entre señales reales y obtenidas por identificación

APÉNDICE Publicaciones generadas por este trabajo de tesis

A continuación se presentan las referencias de las publicaciones derivadas de este trabajo de tesis:

1. Azcarraga C.G. y Garcia-Colon V.R. "Comparación entre Técnicas Convencionales y de Banda Ultra Ancha para la Detección de Descargas Parciales en Cables de Energía", Decimoquinta Reunión de verano de Potencia y Aplicaciones Industriales RVP-AI/2002, Acapulco, Guerrero, México, Julio 7-13, 2002.
2. Azcarraga C.G. y Garcia-Colon V.R. "Diagnóstico en línea de Redes Subterráneas de Energía utilizando Técnica de Alta Sensibilidad", 3er Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas ICESE 2002, México D.F., Noviembre 25-29, 2002. pp. 137-142.
3. Azcarraga C.G. y Garcia-Colon V.R., "Diagnóstico Integral de Redes Subterráneas de Energía Utilizando Técnicas en Línea", XIII Congreso Interuniversitario de Electrónica, Computación y Eléctrica CIECE 2003, Zacatepec, Morelos, México, Abril 9-10, 2003.
4. Azcarraga C.G. y Garcia-Colon V.R., "Power Underground PILC Cables On-line Diagnosis Using High Sensibility Techniques", IEEE/PES Insulated Conductors Committee Spring Meeting, Cincinnati, Oh. USA. April, 2003.
5. Azcarraga C.G. y Garcia-Colon V.R. "PILC Cables evaluation using on-line PD diagnosis techniques", Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena Annual Report 2003, CEIDP 2003, Albuquerque, New Mexico, pp. 572-575. October, 2003.