

136 2ej



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**PRUEBA DE DESCARGAS PARCIALES
A UN TRANSFORMADOR DE 400 KV.**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A N :

**MARCO ENRIQUE VEGA BRINGAS
FELICIANO MATA MELO
JUAN CARLOS PEREZ GARCIA**

Director de Tesis: Ing. Eugenio Almanza Castro



México, D. F.



1990



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

Página

CAPITULO I

EL TRANSFORMADOR.

1.1	Introducción	1
1.2	El transformador en un Sistema Eléctrico de Potencia	3
1.3	Desarrollo de los sistemas de corriente alterna	6
1.4	El transformador de potencia	7
1.5	Devanado de un transformador de potencia	9
1.6	Tipos de devanados	12
1.7	Fallas en transformadores	15
	Bibliografía	18

CAPITULO II

AISLAMIENTOS.

2.1	Dieléctricos	19
2.2	Rigidez dieléctrica	21
2.2.1	Efectos de la frecuencia sobre la rigidez dieléctrica	23
2.2.2	Efectos de la duración del voltaje sobre la rigidez dieléctrica	25
2.3	Constante dieléctrica	27
2.4	Descarga disruptiva en un dieléctrico	29
2.5	Características físicas, mecánicas, térmicas y químicas de los dieléctricos	31
2.6	Clasificación y selección de aislamientos	32
	Bibliografía	38

CAPITULO III.

ANALISIS DE LAS DESCARGAS PARCIALES.

3.1	Origen y naturaleza de las descargas parciales..	39
3.2	Fuentes y lugares de descargas parciales	43
3.2.1	Lugares de descarga parcial en la estructura de aislamiento de un transformador - de potencia	44
3.2.2	Fuentes de descargas parciales intermitentes	49
3.2.3	Burbujas de gas	49
3.2.4	Partículas conductoras en el aceite del transformador	53
3.2.5	Inclusiones metálicas	55
3.3	Pulsos originados por las descargas parciales ..	57
3.4	Voltaje de inicio y extinción de la descarga parcial	59
3.5	Parámetros de la descarga parcial; voltaje, corriente, carga y energía	62
3.6	Efectos de la descarga parcial en los materiales	68
3.7	Efectos de la descarga parcial en el comportamiento del equipo eléctrico	70
3.8	Consideraciones básicas para evitar la generación de descargas parciales	72
	Bibliografía	73

CAPITULO IV

MEDICION DE DESCARGAS PARCIALES.

4.1	Método de medición por voltaje de radiointerferencia (RIV)	74
4.1.1	Introducción	74

	Página
4.1.2 Formas del pulso de la descarga parcial..	76
4.1.3 Medidores de pulsos de descarga parcial, de banda estrecha (μVQP)	78
4.1.4 Mediciones simuladas de descargas parcia- les en transformadores	82
4.1.5 Mediciones de descargas parciales con los circuitos NEMA	83
4.1.6 Pruebas con aislamiento de transformado- res	88
4.2 Relación $\text{pc}/\mu\text{V}$	92
4.2.1 El picocoulomb	92
4.2.2 Medición de banda ancha del pulso de des- carga parcial (pc)	93
4.2.3 Relación $\text{pc}/\mu\text{V}$	94
4.2.4 Relación $\text{pc}/\mu\text{V}$ y su variación con la lo- calización de la descarga parcial en el - devanado del transformador	94
4.2.5 Variación de la relación $\text{pc}/\mu\text{V}$ con la <u>ca</u> capacitancia vista por el generador de des- cargas parciales	101
4.2.6 Conclusiones	103
4.3 Medición de descargas parciales, utilizando la - derivación capacitiva.....	103
4.3.1 Introducción	103
4.3.2 Sintonización por inductancia variable ..	105
4.3.3 Sintonización por carga variable	109
4.3.4 Conclusiones	113
4.4 Comparación entre la medición de RIV y pc	114
Bibliografía	121

CAPITULO V

PRUEBA DE DESCARGAS PARCIALES.

5.1	Circuitos y equipos de prueba	122
5.1.1	Circuito de prueba ASTM	126
5.1.2	Circuito de prueba NEMA	127
5.1.3	Circuito de prueba IEC	132
5.1.4	Circuito de prueba ANSI/IEEE	136
5.2	Presentación visual de los pulsos de descarga - parcial	138
5.3	Pruebas a transformadores	142
5.3.1	Prueba de potencial aplicado	142
5.3.2	Prueba de potencial inducido	145
5.3.3	Prueba de tensión de impulso por rayo y - maniobra	147
5.4	Calibración	148
5.4.1	Características del calibrador	149
5.4.2	Valor del capacitor de calibración	149
5.4.3	Determinación de las características del instrumento	149
5.4.4	Calibración de los instrumentos de medi- ción de carga aparente	150
5.4.5	Calibración del arreglo completo de prue- ba	151
5.4.6	Requerimientos básicos de sensibilidad ..	152
5.5	Consideración sobre el voltaje de prueba	153
5.6	Procedimiento de prueba	153
5.6.1	Determinación del voltaje de inicio y ex- tinción de las descargas parciales	156
5.7	Condiciones deseables durante la prueba	156

5.8 Reporte de resultados	157
Bibliografía	158

CAPITULO VI

METODOS DE LOCALIZACION DE DESCARGAS PARCIALES.

6.1 Introducción	159
6.2 Localización de descargas parciales por el análisis del espectro de radiofrecuencia	159
6.2.1 Introducción	159
6.2.2 Fundamento teórico	160
6.2.3 Técnica de medición	164
6.3 Método de localización de descargas parciales mediante la generación de pulsos ultrasonoros	167
6.3.1 Detector ultrasonoro	167
6.3.2 Trayectoria y velocidad de la onda sonora	168
6.3.3 Efecto de obstáculos absorbentes	172
6.4 Método vectorial de localización de descargas parciales	174
6.4.1 Introducción	174
6.4.2 Prueba normal de potencial aplicado e inducido para aislamientos de transformadores conectados en delta	174
6.4.3 Aplicación del análisis vectorial para la localización de las descargas parciales para transformadores conectados en delta ...	175
Bibliografía.....	180
CONCLUSIONES	181

APENDICE A	Análisis del comportamiento del campo eléctrico y la caída de tensión en un medio formado por m dieléctricos	182
APENDICE B	Condición de resonancia en el circuito de medición de descargas parciales, - utilizando la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión	184
APENDICE C	Análisis de la lectura en μV del circuito NEMA 107	188
APENDICE D	Análisis básico de la distribución de voltaje en el devanado de un transformador	190

CAPITULO I

EL TRANSFORMADOR

1.1 Introducción.

El transformador es un aparato eléctrico estático, utilizado para transferir energía eléctrica de un circuito eléctrico a otro, utilizando un circuito magnético como acoplamiento.

Este acoplamiento magnético se logra en su forma más simple utilizando un núcleo de hierro con un mínimo de dos embobinados como se muestra en la figura 1.1.

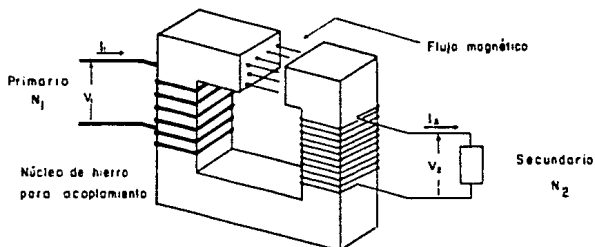


Fig. 1.1 El transformador

Este aparato, además de transferir energía, sirve para transformar voltajes y corrientes. Por esta razón, es llamado transformador.

El circuito conectado a la fuente de tensión alterna V_1 , se denomina primario, el primario recibe su energía de la fuente de corriente alterna; el secundario es el circuito al cual se transfiere la energía recibida por el primario.

La relación fundamental entre los voltajes y corrientes del primario y secundario de un transformador se obtienen de las relaciones básicas de un transformador ideal.

En un transformador ideal se hacen las siguientes suposiciones:

- 1) La curva B (densidad de flujo), H (intensidad magnética) del núcleo es lineal, el núcleo no tiene pérdidas.
- 2) El flujo magnético está encerrado completamente en el núcleo (no hay flujos de dispersión).
- 3) Los embobinados no tienen resistencia.
- 4) Son despreciables la capacitancia entre los embobinados aislados y el núcleo, así como entre las vueltas y los embobinados.

Estas relaciones básicas son:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \dots\dots\dots (1.1)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \dots\dots\dots (1.2)$$

La relación $\frac{N_1}{N_2} = a$ se le denomina relación de transformación, de acuerdo a este valor, es posible obtener en el primario y secundario un valor de tensión diferente. Las condiciones ideales que hemos planteado no se verifican en un transformador real en operación, debido principalmente a las pérdidas asociadas a todo proceso de transformación de energía, y que para el caso del transformador son las pérdidas eléctricas y magnéticas.

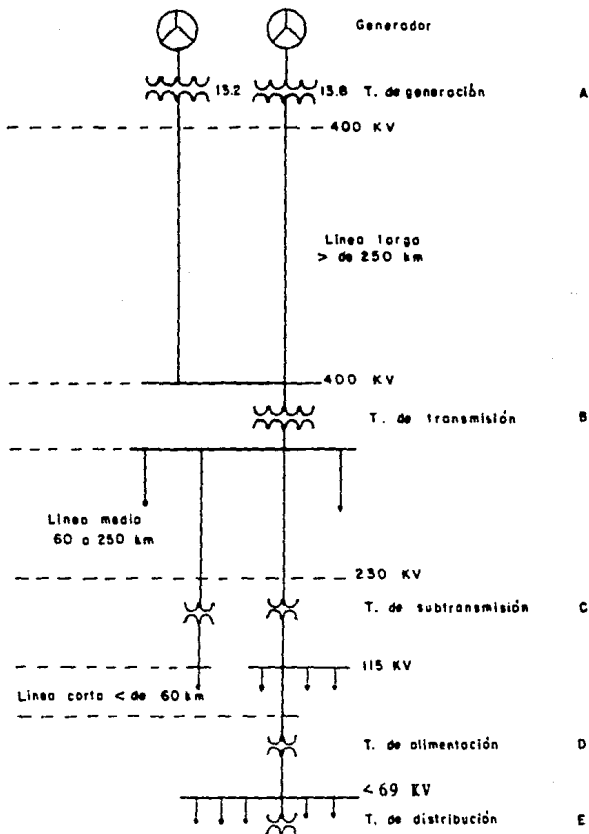
1.2 El Transformador en un Sistema Eléctrico de Potencia.

Un sistema eléctrico de potencia consiste en una gran diversidad de cargas eléctricas repartidas en regiones, en las plantas generadoras para producir la energía eléctrica consumida por las cargas, en transformadores que elevan la tensión de salida de los generadores para realizar la transmisión de la energía eléctrica en forma económica, una red de transmisión y de distribución para transportar esa energía a los puntos de consumo, y todo el equipo adicional necesario, para lograr que el suministro de energía se realice con las características de continuidad de servicio, de regulación de la tensión y control de frecuencia requeridas.

En estas condiciones, se comprende que la aplicación de los transformadores es de vital importancia.

En la distribución y utilización de la energía eléctrica sigue teniendo gran importancia las magnitudes de los parámetros eléctricos de voltaje y corriente. Los transformadores, de acuerdo a su localización en el sistema eléctrico poseen características particulares, fig. 1.2.

Figura 1.2 SISTEMA ELECTRICO DE POTENCIA.



1.- Transformador de generación. (Fig. 1.2 Transformador A)

Está ubicado directamente en el centro de generación, su devanado primario está conectado a las terminales del generador, el devanado secundario se conecta a las líneas de transmisión. Algunas características son:

- a) El voltaje es regulado por el campo del generador.
- b) No se requieren que sean altamente eficientes y silenciosos, ya que la potencia requerida para alimentar dichas pérdidas es más barata y otros equipos son más ruidosos que el transformador.

2.- Transformador de Transmisión (Fig. 1.2 Transformador B)

Este transformador se encuentra al final de la línea de transmisión, en donde el voltaje es reducido a nivel de subtransmisión. Se caracteriza por:

- a) Generalmente está provisto de devanados reguladores de voltaje o con derivación.
- b) Las pérdidas son más caras debido a que los transformadores están localizados a una distancia demasiado grande de las plantas generadoras.
- c) Las cargas varían sobre límites muy amplios en el ciclo diario y anual.

3.- Transformador de Subtransmisión (Fig. 1.2 Transformador C)

Este transformador reduce el voltaje al nivel de los alimentadores primarios, se caracteriza por:

- a) Son necesarios cambiadores de derivación, frecuentemente requieren cambiador de derivaciones bajo carga.
- b) La carga varía sobre un amplio margen.

- c) Es importante su operación silenciosa, ya que a menudo está localizado cerca de zonas pobladas.

4.- Transformador Alimentador (Fig. 1.2 Transformador D)

Este transformador posee características idénticas al de sub transmisión.

5.- Transformador de Distribución (Fig. 1.2 Transformador E)

Se emplea en la reducción del voltaje de los alimentadores primarios a su nivel de utilización.

1.3 Desarrollo de los Sistemas de Corriente Alterna.

Con el invento del transformador por Gaulard y Gibbs en 1883 se hizo posible la elevación eficiente y económica de la ten sión, utilizando sistemas de corriente alterna. Los primeros sistemas de corriente alterna fueron monofásicos. En 1884, Gaulard realizó una transmisión de corriente alterna monofásica de 40 km de longitud en la región de Turín (Italia). En 1886 se puso en servicio en Estados Unidos un sistema de corriente alterna monofásica, usando transformadores con tensión primaria de 500 volts y tensión secundaria de 100 volts. En 1887 Tesla patentó en Estados Unidos un sistema de transmisión trifásico. La primera línea de transmisión trifásica se construyó en 1891 en Alemania, con una longitud de 180 km y una tensión de 12,000 volts.

En 1907 ya operaba una línea a 100 KV, el voltaje se elevó a 150 KV en 1913, 220 KV en 1923, 244 KV en 1926 y 287 KV en la línea de Hoover Dam a Los Angeles, la cual entró en servi cio en 1936. En 1953 se construyó la primera línea de 345 KV. La primera línea de 500 KV entró en operación en 1965. Para

1969 se tenía una línea de 765 KV en operación.

Este aumento progresivo del nivel de tensión obedece al hecho de tener una mayor capacidad de transmisión de potencia con menos pérdidas, y está asociado a la par con la utilización de transformadores cuyos niveles de tensión son elevados. Estos niveles de tensión siguen en aumento, por lo que también, es necesario el desarrollo de transformadores para estos voltajes nominales. Tabla 1.1.

	Tensión Nominal (KV)
	345
	795
Tabla 1.1	1100
	1500

En México se tienen actualmente instaladas y en operación líneas de 400 KV que constituyen el Sistema Central, asimismo se cuenta ya con la infraestructura para la manufactura y pruebas de transformadores con tensiones de 400 KV y capacidades superiores a 400 MVA.

1.4 El Transformador de Potencia.

Convencionalmente, consideramos como un transformador de potencia aquél que opera con tensiones superiores a 69 KV, excluyendo por lo tanto a los transformadores de distribución y de mediana potencia.

Técnicamente, un transformador de potencia deberá guardar mejores condiciones de diseño, calidad de sus componentes, ensamblado y sometido a pruebas más amplias que sus similares de menor nivel de tensión, aunque básicamente su construcción, materiales empleados y principio de operación es el mismo. Las especificaciones mínimas que deben tomarse en cuenta por el usuario para el transformador de potencia son:

- 1.- Capacidad del transformador en KVA.
- 2.- Tensiones de línea en primario y secundario.
- 3.- Conexiones del devanado primario y secundario.
- 4.- Niveles de aislamiento.
- 5.- Número de fases.
- 6.- Frecuencia.
- 7.- Tipo de enfriamiento.
- 8.- Tipo de derivaciones.
- 9.- Límites máximos de temperaturas.
- 10.- Condiciones de prueba.
- 11.- Factor de sobrecarga.
- 12.- Restricciones de peso y dimensiones.
- 13.- Reactancia ó % de impedancia.
- 14.- Pérdidas de carga o costo capitalizado de las pérdidas en KW.
- 15.- Nivel de ruido.
- 16.- Altitud de operación.

Por parte del fabricante, los puntos más relevantes para su diseño lo constituyen:

- 1.- Tipo de transformador.
- 2.- Arreglo general de los devanados con respecto al núcleo
- 3.- Tipo de devanado (espiral, disco, etc.).
- 4.- Tipo del conductor del devanado (alambre magneto y sola
ra de cobre).
- 5.- Tipo del núcleo (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 piernas).
- 6.- Tipo de acero en el núcleo (acero al silicio, calibre -
de la lámina, etc.).
- 7.- Arreglo de enfriamiento (radiadores, bombas y ventilado
res, etc.).
- 8.- Máximo gradiente térmico en los devanados.

- 9.- Máximas pérdidas por corrientes de Eddy.
- 10.- Máxima densidad de flujo en las piernas del núcleo.
- 11.- Dimensiones de los aislamientos mayores (en los devanados y entre devanados y el núcleo).
- 12.- Espesor de los aislamientos menores (papel sobre los conductores, ancho de los ductos de aceite de los devanados).
- 13.- Tipo de cambiador de derivaciones y posición de las derivaciones sobre el devanado.
- 14.- Tipo de material a utilizarse en el tanque del transformador (acero).
- 15.- Sensores y equipo auxiliar a utilizarse, tanto para ser vicios propios como para protección del transformador.

Una de las características fundamentales de la confiabilidad de un transformador de potencia depende del buen comportamiento de los sistemas de aislamiento; la efectividad de éstos, depende de algunos factores como son: diseño adecuado, buena calidad de los materiales, procesos de manufactura y de secado correctos, y posteriormente de la operación y mantenimiento preventivo adecuados.

1.5 Devanado de un transformador de potencia.

El circuito equivalente de un transformador que refleja las condiciones terminales del aparato bajo diferentes formas de operación, es el siguiente: (Fig. 1.3).

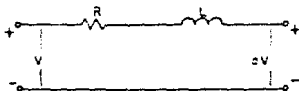


Fig. 1.3 Circuito equivalente de un transformador

En este circuito despreciamos la corriente de magnetización, por lo que para la utilización de los parámetros eléctricos de un sistema, el transformador puede modelarse como una inductancia en serie con una resistencia. Además, se omite el efecto capacitivo de los devanados.

Para el estudio de la distribución de voltajes transitorios, como serían las descargas parciales, el circuito que refleja la capacitancia relativa que existe en los devanados y la capacitancia entre éstos y tierra puede representarse como en la siguiente figura: (Fig. 1.4)

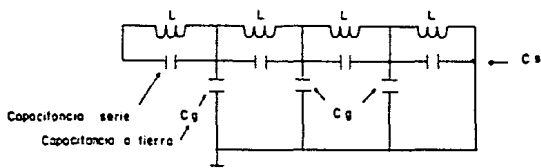


Fig. 1.4 Circuito equivalente de un transformador

Debido a que la inductancia del devanado no afecta la distribución electrostática o inicial, el circuito de la Fig. 1.4 puede simplificarse como se indica en la fig. 1.5.

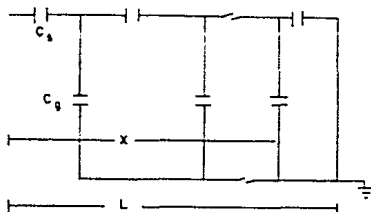


Fig. 1.5 Circuito equivalente simplificado de un devanado

La capacitancia a tierra C_g causa una gran caída de voltaje a través de los elementos en serie del devanado, si no existiera la capacitancia a tierra, la distribución de voltaje sería uniforme.

El análisis básico de la distribución de voltaje en el devanado conduce a la ecuación diferencial:

$$V = \frac{C_s}{C_g} \frac{d^2 V}{d(X/L)^2} \dots\dots (1.3)^*$$

Donde:

C_s = Capacitancia serie de cada elemento del devanado.

C_g = Capacitancia entre la unión de dos elementos y tierra.

X = Distancia de un punto interior P al extremo A .

L = Longitud axial del devanado.

La solución de la ecuación diferencial (1.3) puede escribirse en forma general como:

$$V = A \operatorname{Sen} h \alpha (X/L) + B \operatorname{Cos} h \alpha (X/L) \dots\dots (1.4)$$

donde A y B son constantes y $\alpha = \sqrt{\frac{C_g}{C_s}}$ (1.5)

La constante α es una cantidad importante ya que es un indicador de la acumulación y magnitud del esfuerzo dieléctrico de un devanado, y por lo tanto, una medida de la calidad del diseño.

El esfuerzo dieléctrico aumenta con la capacitancia a tierra y decrece con la capacitancia serie.

Debido a la conveniencia de obtener un diseño con una capacitancia serie alta, se han desarrollado técnicas para elevar este valor de capacitancia en los devanados concéntricos. Las

* Ver Apéndice D.

dos técnicas principales para este fin, son el uso de superficies metálicas conectadas eléctricamente en el extremo del devanado, y que actúan como placa estática; y el intercalamiento de espiras dentro del devanado.

En particular para el estudio del fenómeno de las descargas parciales, la lectura que se obtiene durante una prueba, depende de la capacitancia resultante en la red capacitiva equivalente vista por la fuente de descargas parciales. Sobre este punto se hablará más ampliamente en el Capítulo IV.

1.6 Tipos de Devanados.

1.- Devanados Concéntricos.

En este tipo general de devanados, el devanado de alto voltaje se devana en forma concéntrica sobre el devanado de bajo voltaje, el cual a su vez está devanado sobre la pierna del núcleo magnético. (Fig. 1.6).

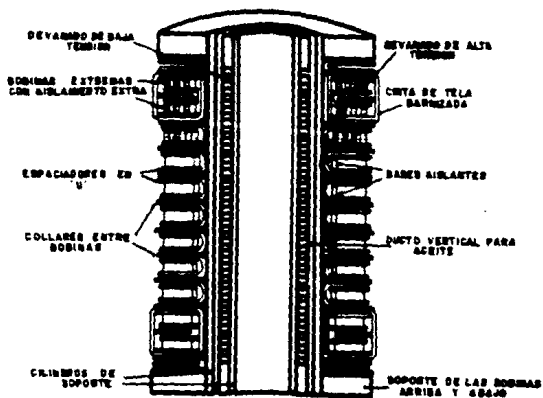


FIG. 1.6 SECCION DE UN DEVANADO CONCENTRICO, CON BOBINAS DE ALTA TENSION TIPO DISCO.

1.1.- Devanado Concéntrico Rectangular.

Es una bobina devanada en forma más o menos rectangular, ya que la sección transversal del núcleo sobre el que se monta es rectangular. Esta es la construcción más económica y minimiza el espacio desperdiciado.

1.2.- Devanado Concéntrico Cilíndrico.

Esta bobina consiste en una o más capas de conductores aislados devanados sobre un tubo de material aislante. Cada capa, consiste de varias vueltas adyacentes unas de las otras.

Las principales desventajas de esta bobina son:

- Tendencia de las vueltas a encimarse unas a otras durante corto circuito.
- Mala distribución del voltaje al impulso entre las primeras vueltas, debido a la alta capacitancia a tierra y baja capacitancia serie.

2.- Devanado continuo tipo disco.

En este tipo de bobinas las vueltas se devanan sobre espaciadores verticales sujetos al tubo del devanado, formando secciones o discos, esto es, la primera vuelta se devana sobre los espaciadores del tubo, y después se devana un cierto número de vueltas sobre ésta, formando un disco cuyo ancho es igual al ancho del conductor aislado. La vuelta exterior del disco se conecta con la vuelta exterior del disco adyacente, en el que la continuidad de vueltas irá del exterior hacia el interior del disco, y así sucesivamente hasta terminar la bobina.

3.- Devanado intercalado tipo disco.

Su construcción, dimensiones y apariencia visual son iguales

a la del devanado continuo, con la diferencia que las vueltas no se devanan en forma continua, sino que existe un intercalamiento de vueltas eléctricas entre cada dos vueltas físicamente adyacentes, característica que incrementa notablemente la capacitancia serie de la bobina para atenuar el esfuerzo dieléctrico.

4.- Devanado alternado tipo disco.

En este devanado tanto el primario como el secundario se devanan en grupos de alto y bajo voltaje, colocándose alternadamente unas de otras.

5.- Devanado tipo galleta.

Estos devanados difieren básicamente de los concéntricos en que tanto el primario como el secundario se devanan en forma de grandes "galletas", las cuales se colocan alternadamente. Estas bobinas también se devanan con cinta rectangular de cobre aislado con papel.

Estas bobinas se utilizan en la construcción de transformadores tipo acorazados.

Entre las principales ventajas de estos devanados tenemos:

- 1.- Una alta capacitancia serie a través del devanado.
- 2.- Relativa facilidad para hacer arreglos especiales de devanado y conexiones.
- 3.- Facilidad para controlar y variar reactancias según el arreglo de las bobinas.
- 4.- Adaptabilidad natural para la circulación del aceite de enfriamiento.

En un transformador de potencia, es deseable tener un valor alto de capacitancia serie en el devanado para reducir el -

esfuerzo dieléctrico en él y uniformizar la distribución de voltaje, por lo que en su selección y diseño debe contemplar se este punto.

1.7 Fallas en Transformadores.

En un transformador se pueden presentar tres tipos de condiciones anormales:

- 1.- Fallas internas.
- 2.- Calentamiento excesivo por sobrecarga.
- 3.- Sobrecalentamiento y esfuerzos mecánicos por fallas externas.

1.- Fallas Internas.

Las fallas internas pueden ser subdivididas en dos grupos:

- a) Fallas incipientes.
- b) Fallas eléctricas que causan daños inmediatos de mayor cuantía.

a) Fallas Incipientes.-

En general todas las fallas internas son muy serias, sobre todo porque está presente el peligro de incendio. Sin embargo, existe un grupo de fallas llamadas incipientes, las cuales en su etapa inicial no son severas, pero puede dar lugar a fallas mayores.

De este tipo de fallas son las siguientes:

- Fallas en el aislamiento de los tornillos de sujeción y las laminaciones del núcleo. Estas fallas provocan arcos limitados (descargas parciales) dentro del aceite con desprendimiento de gases.
- Fallas en el aislamiento de las bobinas por esfuerzos die-

léctricos, debido a materiales aislantes no homogéneos, manifestándose como descargas parciales que incrementan la temperatura en las zonas de falla, degradando así las propiedades eléctricas, mecánicas y químicas del aislante.

- Conexiones de alta resistencia o defectuosas en los embobinados con producción de arqueo o calentamiento localizado.
- Fallas en el sistema de enfriamiento, nivel bajo de aceite u obstrucción del flujo de aceite, las cuales causarán puntos calientes en los devanados con el consecuente deterioro del aislamiento.

Una lista más completa de lugares en donde se presentan fallas incipientes por descargas parciales se muestra en el Capítulo III sección 3.2.

b) Fallas eléctricas severas.

Las fallas eléctricas más severas son de los tipos siguientes:

- Arqueo entre un devanado y el núcleo o el tanque, debido a sobretensiones causadas por descargas atmosféricas, fallas externas o maniobras de switcheo en el sistema.
- Arqueo entre devanados o entre espiras contiguas de capas diferentes de un mismo devanado, debido a la misma causa anterior o por movimiento de los devanados bajo la acción de fuerzas electromagnéticas durante cortos circuitos.
- Fallas en los conductores de cambiadores de derivación produciéndose calentamiento localizado o corto circuito de vueltas entre derivaciones.

Las fallas entre espiras o/a tierra, se presentan sobre todo en transformadores viejos o en aquéllos cuyo aislamiento se ha deteriorado por sobrecalentamiento.

Una indicación de que el sistema de aislamiento de un trans-

formador presenta una falla incipiente, resulta ser la detec
ción de descargas parciales, pero si no se localiza y se co
rrige el defecto, las descargas parciales pueden como un cán
cer en su etapa inicial, llegar a destruir el sistema de ais
lamiento, produciéndose una falla más severa.

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Gourishankar V.: Conversión de Energía Electromecánica, Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. pp. 136, 185, 155. México, 1975.
- 2.- Kosow I.L.: Máquinas Eléctricas y Transformadores, Reverté, S.A., p. 593. España, 1980.
- 3.- Stevenson W.D.: Elements of Power System Analysis, Mc. Graw-Hill International Book Co., pp. 2, 244. Singapore, 1982.
- 4.- Viqueira L.J.: Redes Eléctricas I. Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. pp. 3, 4. México, 1986.
- 5.- Dunlop R.D, P. Gutman y P. Marchenco: Analytical Development of Loadability Characteristic for EHV and UHV Transmission Lines, IEEE, Vol. 98, pp. 600-617, 1979.
- 6.- "Curso sobre Diseño, Manufactura y Aplicación de Transformadores". División de Educación Continua. Facultad de Ingeniería, UNAM.
- 7.- "Técnicas y Facilidades para la Medición de Descargas Parciales", 9a. reunión IEEE. México, 1987.
- 8.- Harrold R.T and T.W Dakin: The Relationship Between the Picocoulomb and Microvolts for Corona Measurement on HV Transformers and other Apparatus, Paper 72, IEEE, November, 1971.

CAPITULO 11

AISLAMIENTOS

2.1 Dieléctricos.

Un material aislante o dieléctrico es toda sustancia de tan baja conductividad, que el paso de la corriente a través de ella es prácticamente despreciable. Un dieléctrico no conduce la corriente eléctrica, pero en su interior se crea un campo eléctrico. La acumulación de estas cargas en el dieléctrico, el cual separa a dos o más superficies conductoras, llega a provocar su ruptura.

Las cargas inducidas en la superficie del dieléctrico, producen un campo eléctrico E' , el cual es menor al campo E debido al potencial aplicado en las placas, el cambio de posición de las cargas es pequeño y depende de la mayor o menor rigidez con que las cargas de un átomo o molécula estén unidas.

$$E > E' \quad \dots\dots(2.1)$$

La conductividad del dieléctrico es un valor que indica el grado de movilidad de los portadores de carga libre dentro

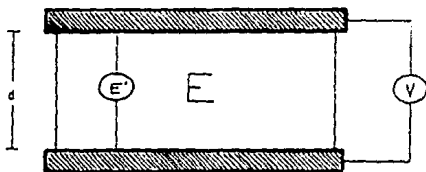


Fig.2.1 Placas conductoras separadas por un dieléctrico

del material y está dada por:

$$G = nq\mu \quad \dots\dots(2.2)$$

donde: n = número de portadores por unidad de volumen.

q = carga.

μ = movilidad de los portadores.

La constante μ depende de las características físicas, químicas, térmicas y mecánicas del material.

Al recíproco de la conductividad se le conoce como resistividad y se representa por la letra griega ρ .

$$\rho = 1/G \quad \dots\dots(2.3)$$

por lo que podemos considerar al aislamiento como un elemento conductor con una elevadísima resistividad.

La Tabla muestra algunos elementos utilizados en la construcción de transformadores, tanto conductores como aislantes, en la que podemos comparar su resistividad.

Tabla 2.1

Material	ρ (ohm/m)	$\lambda = \frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{dT}, (^{\circ}\text{C})^{-1}$
Cobre	1.69×10^{-8}	0.0068
Hierro	9.71×10^{-8}	0.00650
Aluminio	2.65×10^{-8}	0.0043
Papel impregn.	1 a 10×10^{18}	
Mica	5 a 10×10^{14}	
Ebonita	2 a 30×10^{21}	
Madera	0.5 a 10×10^{14}	
Aceite	1 a 10×10^{19}	

λ = Coeficiente de variación de la resistividad con la temperatura.

2.2 Rigidez Dieléctrica.

El gradiente eléctrico o rigidez dieléctrica de un material aislante representa el número de volts requerido para perforarlo. En un aislamiento cuya sección no cambie a través de su espesor, está dada por la relación KV/mm .

Para un aislamiento cuya sección transversal cambia a través de su espesor, como es el caso del cable con radio mínimo en la vecindad del conductor y máximo en la superficie exterior el gradiente en el dieléctrico es variable y se puede medir de la siguiente manera:

- a) Con corriente alterna aumentando el voltaje en forma escalonada, hasta la falla.
- b) Con corriente alterna aumentando en forma continua el voltaje hasta provocar la ruptura.
- c) Mediante impulsos de muy alto voltaje y muy corta duración.
- d) Corriente directa aumentando gradualmente el voltaje.
- e) Corriente alterna a un valor medio en un tiempo muy prolongado.

Al campo eléctrico que origina la ionización del dieléctrico se le conoce como campo eléctrico de ruptura, y al fenómeno de ionización de la substancia se le denomina ruptura de la rigidez dieléctrica.

El potencial de ruptura varía según el material que se trate, el tipo de corriente aplicada, la duración de la misma, la temperatura, las dimensiones y la forma de la pieza. (Las piezas aislantes de bordes redondeados soportan tensiones más elevadas que las de aristas vivas).

Ya que la resistencia a la ruptura de un aislamiento depende de la amplitud del voltaje o de su duración se hace necesario normalizar y definir el intervalo de tiempo durante el cual se aplica el voltaje.

El procedimiento normal, recomendado por el A.S.T.M.^{*}, consiste en determinar el valor del voltaje al cual ocurre la ruptura del aislamiento. Posteriormente, se prueba una muestra semejante, a partir del 40% del voltaje de ruptura y se incrementa con valores del 10% del voltaje y duración de 1 minuto durante cada paso.

En forma gráfica, la curva representativa de la rigidez dieléctrica de un aislante sólido es una función exponencial del espesor, donde el rango del exponente varía de 0.5 a 1.0 con un valor promedio de 0.67.

$$r_d = Kd^n \quad \dots\dots(2.3a)$$

Donde:

r_d = Rigidez dieléctrica.

K = Constante del material.

d = Espesor.

n = valor numérico entre 0.5 y 1.0

* American Society for Testing Materials.

2.2.1 Efectos de la frecuencia sobre la rigidez dieléctrica.

Experimentalmente se demuestra que dentro de los límites de 25 a 420 Hz. el efecto de la frecuencia en los dieléctricos, se puede expresar por la relación:

$$r_f = \frac{k}{Fn} \quad \dots\dots(2.3b)$$

Donde:

r_f = Relación de esfuerzos.

K = Constante, que depende de las características del material.

F = Frecuencia en Hz.

n = 0.137 (Ver tabla 2.3)

La tabla 2.2 muestra los valores obtenidos experimentalmente por F.W. Peek¹ para frecuencias de 60 y 90,000 Hz.

Estos valores se verifican para tiempos de un segundo a infinito.

1). Referencia 1.

TABLA 2.2

TIEMPO	PRUEBA 1 60 HZ. KV.	PRUEBA 2 90,000 HZ. KV.	VALORES CALCULADOS MEDIANTE LA ECUACION 2.3 PARA 60 HZ.
PAPEL IMPREGNADO EN ACEITE			
INST.	35.5	9.5	13.0
INST.	39.5	6.1	14.4
1 MIN.	31.0	7.5	11.3
1 MIN.	37.0	4.1	13.5
TELA DE ALGODON BARNIZADA			
INST.	53.0	19.5	19.4
INST.	42.0	13.5	15.3
1 MIN.	46.5	17.8	17.0
INST.	31.0	10.0	11.3
1 MIN.	31.0	7.5	11.3

La Tabla 2.2 muestra que la rigidez dieléctrica de un aislamiento disminuye con el aumento de frecuencia (a valores muy grandes), mientras que se mantiene constante a frecuencias comerciales.

2.2.2 Efectos de la duración del Voltaje Aplicado y la Frecuencia sobre la rigidez del Dieléctrico.

Dentro de los límites de frecuencia, la rigidez dieléctrica de los aislamientos, se puede expresar mediante la expresión:

$$r = r_f \times r_t = \left(\frac{K}{Fn} \right) \left(\frac{1-a}{4\sqrt{T}} + a \right) \quad \dots\dots(2.4)$$

$r_f = \frac{K}{Fn}$ donde: r_f = relación de esfuerzos.
 K = constante que depende del esfuerzo relativo del material.
 F = frecuencia en ciclos por segundo.
 $n = 0.157$

$r_t = \left(\frac{1-a}{4\sqrt{T}} + a \right) r_t = \frac{V}{V_1}$
 V = Voltaje de ruptura al tiempo T
 V_1 = Voltaje de ruptura a 1 minuto
 $a = \frac{V_0}{V_1}$
 V_0 = Voltaje de ruptura a un tiempo infininito.
 C = Constante
 T = Tiempo en minutos

La figura 2.2 muestra una familia de curvas graficadas mediante la ecuación 2.4 que relaciona la frecuencia y el tiempo de voltaje aplicado.

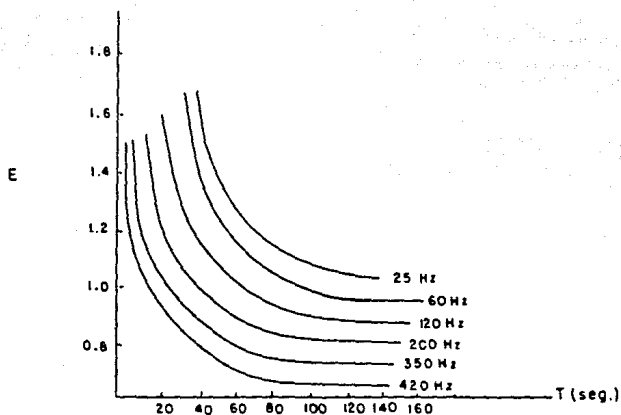


Fig. 2.2 Relación de frecuencia y tiempo de aplicación en la ruptura de un aislamiento sólido

La tabla 2.3 de la relación entre el tiempo y la frecuencia para producir el mismo voltaje con frecuencias de 60, 200, 350 y 420 Hz.

TABLA 2.3

MATERIAL Y ARREGLO	TEMPS. °C	a	k	n	FRECUENCIA EN HZ. TIEMPO EN SEGUNDOS			
					60	200	350	420
Papel prensado	25	0.5	1.75	0.137	60	18	11	9
Papel prensado	75-100	0.675	1.75	0.137	60	11	6	4
Papel prensado im pregnado aceite.	75-100	0.675	1.75	0.137	60	11	6	4
Dos bloques de pa pel prensado 3/32 separados por duc to en aceite 3/16	25	0.675	1.26	0.06	60	26	17	15
Dos bloques de pa pel prensado 3/32 separados por duc to en aceite 9/32	25	0.675	1.22	0.05	60	29	21	19

2.3 Constante dieléctrica.

La constante dieléctrica de un aislamiento, o capacidad inductiva específica, es la relación entre la capacidad de un condensador cuyo dieléctrico sea el aislamiento a probar y la capacidad del mismo condensador con aire como dieléctrico. En forma esquemática, lo representa la siguiente figura:

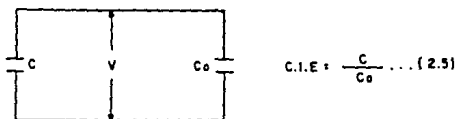


Fig. 2.3 Constante dieléctrica de un aislamiento

La constante dieléctrica en un aislamiento del conductor determina la corriente de carga capacitiva que aparece en el conductor y que se interpreta como pérdidas dieléctricas. Debe ser de un valor lo más bajo posible.

Un condensador formado por dos placas metálicas separadas por aire, tiene una cierta capacidad; es decir, que sometido a una tensión V , las superficies se cargan con una determinada cantidad. Si se sustituye el aire por un dieléctrico líquido o sólido, sin variar las demás condiciones, se observa que la capacidad se hace K veces mayor. A este valor K se le llama la constante dieléctrica o capacidad inductiva específica.

Mediante dos constantes características de los materiales dieléctricos, podemos también determinar la constante K' . Estos son la "permitividad" ϵ y la "susceptibilidad eléctrica" X . Si los materiales son eléctricamente isotrópicos, podemos relacionar estas constantes con la constante inductiva espe-

cífica; de la siguiente forma:

$$\epsilon = K \epsilon_0 \quad \dots(2.6)$$

$$K = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = 1 + \frac{X}{\epsilon_0} \quad \dots(2.7)$$

En la Tabla 2.4 siguiente, se muestran valores de K y E_{max} de algunos materiales que normalmente los hallamos en transformadores.

TABLA 2.4

Material	K	$E_{m\acute{a}x}$, Volt/m.
Papel impreg.	6 - 10	
Mica	6.0	5 - 20 x 10 ⁶
Nylon	3.5	16 x 10 ⁶
Caucho	2 - 3.5	16 - 40 x 10 ⁶
Madera	2.5 a 8	20 - 50 x 10 ⁶
Aceite	7 - 14	

ϵ = Permitividad del material.

ϵ_0 = Permitividad del vacio.

K = Constante dieléctrica.

X = Susceptibilidad eléctrica.

2.4 Descarga disruptiva en un dieléctrico.

Se puede definir la ruptura de un aislante como el principio de un estado de inestabilidad de la corriente. Se debe, en esencia, a la acción de fuerzas exteriores sobre la estructura molecular y a la composición y forma de la estructura misma.

Los sistemas de aislamiento raramente consisten de un solo material puro, sino que son una combinación de dos o más aislantes en serie; por ejemplo, papel impregnado de aceite. En dichas combinaciones, existen interfases en las que cada material tiene su conductividad y constante dieléctrica, por lo que cuando el material se somete a un campo eléctrico, se crea una acumulación de cargas en las interfases y como consecuencia energía almacenada.

La elevación de temperatura provoca que disminuya el voltaje al que ocurre la ruptura. La figura 2.4 muestra la variación de la tensión de ruptura en función de la temperatura.

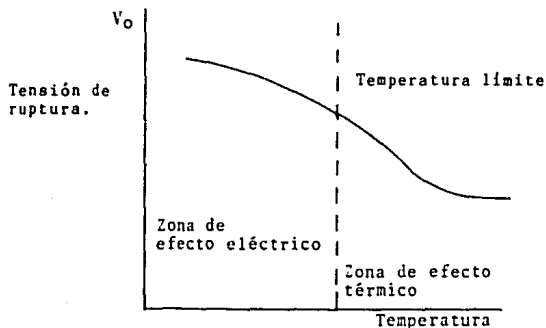


Figura 2.4

Una segunda teoría, expone que la falta de homogeneidad en los dieléctricos produce la ruptura del aislante cuando se encuentra sujeto a la acción de campos eléctricos.

La mayoría de los aislamientos que se utilizan en transformadores tienen estructura cristalina en la que forman parte de ella; iones positivos y negativos. La distancia entre ellos es aproximadamente 3×10^{-8} centímetros (3×10^{-10} m). La fuerza actuante entre iones resulta ser:

$$f = \frac{e^2}{d^2}$$

donde: e es la carga del electrón y d la distancia.

$$e = 4.77 \times 10^{-10} \text{ statcoulomb} = 1.6 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$$

$$\begin{aligned} f &= \frac{(4.77 \times 10^{-10})^2}{(3 \times 10^{-8} \text{ cm})^2} = 2.53 \times 10^{-4} \text{ dinas} \\ &= 2.53 \times 10^{-9} \text{ Newton} \end{aligned}$$

Para que un campo E ejerciera la misma fuerza F sobre un ion habría de tenerse:

$$F = E \times e = 4.77 \times 10^{-10} E$$

Es de esperarse que la ruptura del dieléctrico se produzca cuando $F = f$ es decir:

$$\begin{aligned} E &= \frac{f}{e} = \frac{2.53 \times 10^{-9}}{1.6 \times 10^{-19}} = 1.58 \times 10^{10} \frac{\text{N}}{\text{C}} \\ &= 1.58 \times 10^{10} \frac{\text{V}}{\text{m}} \\ &= 158 \times 10^6 \frac{\text{V}}{\text{cm}} \end{aligned}$$

Ahora bien, la disrupción se produce para tensiones del orden de 10 volts por centímetro; es notorio que existen causas que dan lugar a la descarga mucho antes de que el campo eléctrico haya alcanzado su valor teórico de ruptura.

2.5 Características físicas, mecánicas, térmicas y químicas de los dieléctricos.

Las características eléctricas no son los únicos factores - que deben considerarse para la elección de un aislante. Es - indispensable conocer sus características físicas, mecánicas térmicas y químicas en general.

A. Propiedades físicas:

- a) Homogeneidad
- b) Densidad
- c) Porosidad
- d) Coeficiente de dilatación.

B. Propiedades mecánicas:

- a) Resistencia mecánica
- b) Dureza
- c) Flexibilidad
- d) Deformabilidad.

C. Propiedades térmicas:

- a) Resistencia al calor
- b) Resistencia a la incandescencia
- c) Conductibilidad térmica.

2.6 Clasificación y Selección de Aislamientos.

Algunos investigadores han clasificado de manera diferente a los aislantes, formando grupos comunes entre sí; dichas clasificaciones son las siguientes:

- I. A) Aislantes líquidos: aceites minerales, aceites de resinas, aceites sintéticos.
 - B) Aislantes sólidos:
 1. Materias orgánicas de soporte:
Textiles, papeles, cartones, derivados de hidrocarburos, hule natural.
 2. Materias inorgánicas de soporte:
Amianto en hilos, tejido de papel, etc.
 3. Aglomerados:
Mica, cerámica.
 - C) Aislantes gaseosos.
-
- II. A) Según su origen:
 1. Sólidos orgánicos.
 - a) Naturales
 - b) Sintéticos
 - c) Mixtos: Aditivos orgánicos y Aditivos inorgánicos.
 2. Sólidos inorgánicos.
 - a) Naturales
 - b) Sintéticos
 - c) Mixtos.

B) Según su empleo:

1. Tensión baja, media o alta: rigidez dieléctrica.
2. Temperatura alta, media o baja: resistencia térmica.
3. Ambiente seco o húmedo: higroscopicidad.
4. Resistentes a la corrosión, vapores ácidos, etc.: químicamente resistentes.

C) Según sus propiedades:

1. Aislantes isótropos o anisótropos: isotropía.
2. Homogéneos o heterogéneos: homogeneidad.
3. Sólidos, flexibles, plásticos, líquidos y gaseosos:
Estado físico.

La selección correcta de los aislamientos tanto en las bobinas o devanados como entre éstos y su medio interior, así como exteriormente, es fundamental para el diseño del transformador ya que la duración de su período útil depende de -- sus niveles de aislamiento principalmente.

Estos niveles de aislamiento deberán soportar los esfuerzos dieléctricos que se presentan bajo condiciones de operación siendo las más comunes, las siguientes:

1. Voltaje continuo nominal.
2. Sobre voltajes por falla asimétrica.
3. Conexión y desconexión de circuitos.
4. Descargas atmosféricas.

El voltaje de servicio continuo determina el nivel de aislamiento desde el punto de vista térmico, ya que la mayor cantidad de sobrevoltajes se deben a requerimientos de regula-

ción y representan de un 10 a 20% del voltaje de operación.

En casos de falla monofásica, los aislamientos soportan voltajes mayores en las fases no falladas, llegando a alcanzar valores más altos de lo normal en 50% a 75% dependiendo si el sistema es aterrizado o aislado. (Fig. 2.5 a)

Las maniobras realizadas en los sistemas, tales como conexión o desconexión de interruptores o cargas conjuntamente con problemas de reflexión de ondas ocasionan sobrevoltajes hasta del 300% y con duración de algunos cientos de microsegundos.

Las descargas atmosféricas son quizá, las más severas de las pruebas al aislamiento, con valores de sobrevoltaje muy elevado y muy corta duración (hasta 50 μ seg), limitados por el equipo de protección. Valores de sobrevoltaje similares son los que determinan el nivel de aislamiento de los transformadores de muy alta potencia.

Estos sobrevoltajes pueden aparecer como un frente de onda (como sería cuando se produce un rayo), como una onda cortada (como el caso de una onda viajera que descarga a través de un aislador de la línea) o como una onda completa. Las figuras 2.5 b y 2.5 c ilustran estos casos.

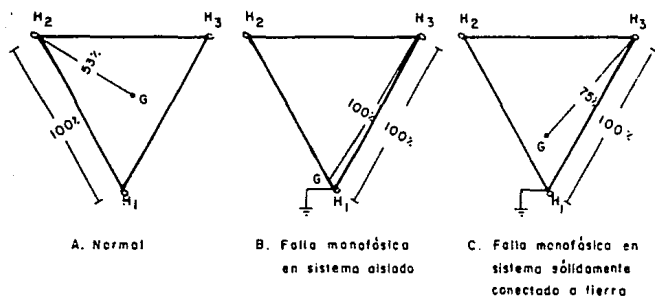


Fig. 2.5a Sobrevoltajes en fases no falladas

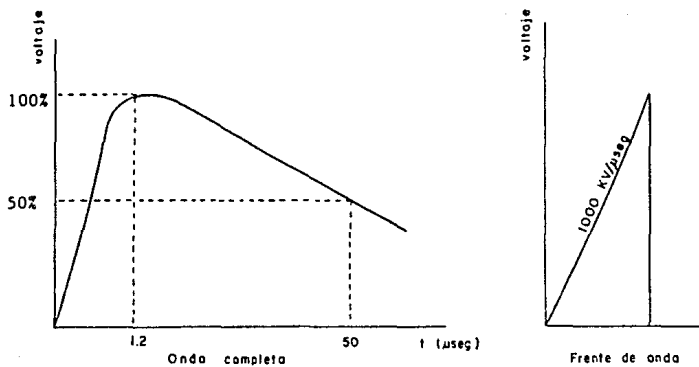


Fig. 2.5b Formas de onda de sobrevoltajes

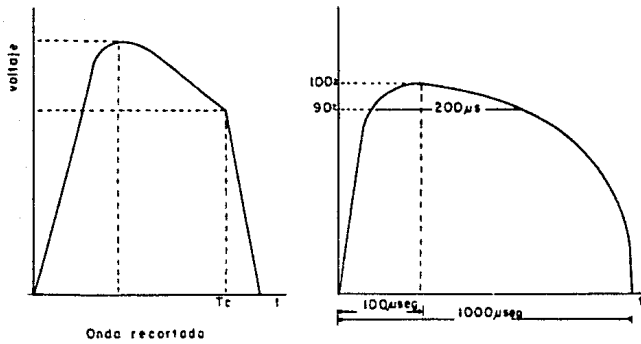


Fig. 2.5c

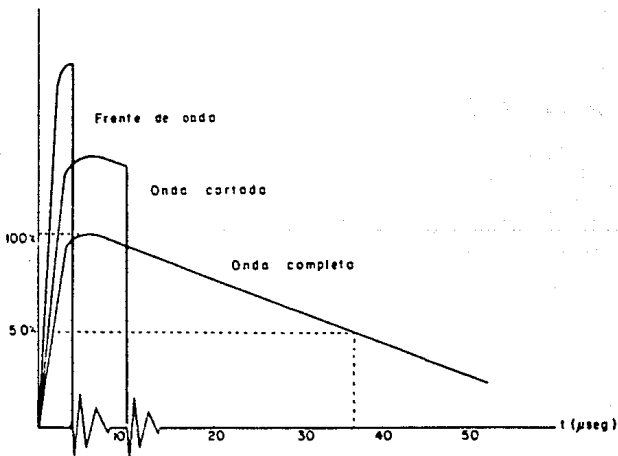


Fig. 2.6

En transformadores de gran potencia se disponen canales entre capas con objeto de facilitar la circulación del aceite, manteniendo una distancia adecuada mediante listones separadores aislantes. Si han de circular corrientes muy grandes por los devanados, se hace una subdivisión numerosa de los devanados mediante seccionamiento.

Actualmente, aprovechando el desarrollo de los aislantes, se utilizan diversos tipos de arrollamiento para minimizar las pérdidas, como los flujos dispersos, reactancias de dispersión y puntos débiles por soldadura.

En los proyectos de transformadores, las cantidades de materiales necesarios están determinados principalmente por la tensión de corto circuito, las pérdidas, y en determinadas circunstancias por la corriente de vacío y sus armónicas.

El párrafo anterior, nos hace notar la importancia que guardan los aislamientos en la fabricación de transformadores, y en general de cualquier equipo que los utilice.

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Blume F.L and Boyajan: Transformer Engineering, John - Wiley & Sons, Cap. XV, New York, 1954.
- 2.- "Curso sobre Diseño, Manufactura y Aplicación de Transformadores". División de Educación Continua. Facultad - de Ingeniería, UNAM, 1984.
- 3.- Mueller F.: Manual del Electrotécnico, Labor, S.A., pp. 174-185. España, 1967.
- 4.- Othmer F.D.: Encyclopedia of Chemical Technology, John Willey & Sons, Vol. 13, New York, 1981.
- 5.- Pérez A.V.: Pruebas a Equipo Eléctrico. Limusa, S.A. Mé- xico.

CAPITULO III

ANALISIS DE LAS DESCARGAS PARCIALES

3.1 Origen y Naturaleza de las Descargas Parciales.

Las descargas parciales son descargas eléctricas que ocurren dentro de un sistema de aislamiento, restringido solamente a una parte del material dieléctrico, puenteando parcialmente - el aislamiento entre los electrodos, producidas por una ionización acelerada bajo la influencia de un campo eléctrico. - Este es un proceso físico en el cual, la estructura de moléculas neutras o átomos es cambiada en las colisiones con electrones libres, fotones o iones negativos. Esta ionización - ocurre en cualquier gas y en presencia de un campo eléctrico de relativa poca potencia, si el electrón tiene suficiente - velocidad y libertad de movimiento en el gas, el electrón ad quiere mucho más energía dinámica tal que al colisionar con una molécula neutra provoca que otro electrón sea separado - por el impacto de la colisión. Esta acción continúa provocando un efecto de avalancha en el resto de las moléculas.

La intensidad del campo eléctrico en aislamientos líquidos - tendrá que ser mucho mayor que el de un aislamiento ubicado en un gas.

Normalmente la ionización acelerada que ocurre en aislamientos líquidos, es debido a que partículas diminutas de gas o vapor se encuentran presentes en el aislamiento, y que tienden a moverse provocando con ello generar una mayor cantidad de burbujas de vapor o gas. La ruptura de esas burbujas ocasiona desprendimiento de energía y por consiguiente calor. - Asimismo, en aislamientos sólidos la ionización puede iniciar

se por la existencia de electrones libres en el material.

La ionización acelerada se inicia cuando un electrón libre o ión negativo arriba al espacio comprendido en un material ionizable, por ejemplo un gas donde existe un campo eléctrico, como en la fig. A, la cual muestra el modelo atómico del oxígeno; la molécula es eléctricamente neutra, al tener el mismo número de electrones y protones. Los electrones de valencia o electrones de la capa más externa, están en la posibilidad de salir de su órbita bajo un determinado campo eléctrico, en este caso se dice que se trata de un elemento ionizable, puesto que puede ceder electrones o admitirlos lo cual lo convierte en una partícula cargada:

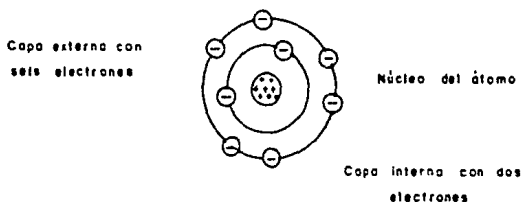
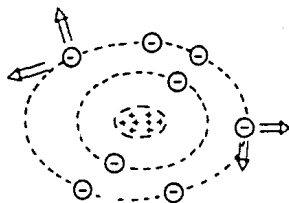


Fig. A Modelo atómico del oxígeno

El movimiento del electrón es acelerado bajo la influencia de fuerzas del campo electrostático (fig. B) dando origen a la formación de electrones libres:

Fig. B



Si el electrón tiene suficiente libertad de movimiento en el gas y el campo eléctrico se acerca a un valor crítico, el electrón adquiere mucho más energía cinética y la colisión entre ese electrón y una molécula neutra origina el desprendimiento de un electrón por el impacto de la colisión. Este fenómeno se llama ionización por choque.

Los nuevos portadores originados también son acelerados e ionizan por su parte a otros átomos, de modo que en un tiempo corto, el número de electrones e iones crece como una avalancha, como se muestra en la figura C:

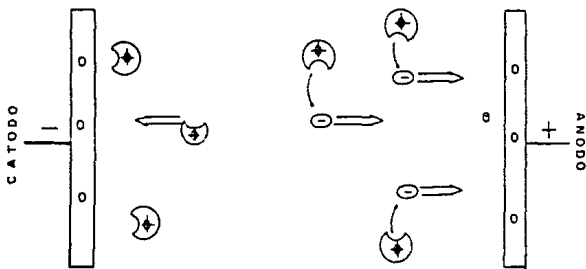


Fig. C Ionización por choque

Estos electrones se mueven rápidamente en dirección de un electrodo cargado positivamente, el cual simultáneamente con el electrodo cargado negativamente produce el campo eléctrico en el gas ionizable. Las moléculas que pierden un electrón se mueven mucho más lentamente que los electrones en dirección opuesta cerca del electrodo cargado negativamente. La nube de iones positivos, representa un espacio de carga que reduce la intensidad del campo en la región donde el electrón es liberado de la colisión. Este y otros efectos desaceleran el proceso de ionización.

Este proceso depende en gran medida de la geometría de los electrodos, la distribución del campo eléctrico y la naturaleza de los materiales que forman la frontera de la región donde la ionización toma lugar.

Cuando la intensidad del campo eléctrico está por debajo del valor crítico en el cual la ionización se inicia, no se presenta el efecto de avalancha.

La descripción del proceso de ionización, muestra que existe una transferencia de cargas eléctricas en la región donde la ionización acelerada ocurre. Esto permite que la corriente fluya en esa zona dando lugar a una disipación de energía en forma de calor.

Cuando la corriente fluye en un espacio restringido, la densidad de corriente es extremadamente alta, el calentamiento excesivo origina una explosión y expansión del gas que lo rodea, produciendo un sonido de silbido y un notable movimiento de aire cuando la descarga parcial se manifiesta (por ejemplo en líneas aéreas).

La transferencia de carga en la región en la cual la ionización ocurre, es acompañada por una correspondiente transferencia de cargas en la fuente de suministro y el circuito ex--

terno, el cual es conectado a los electrodos del sistema de aislamiento, lo cual permite detectar las descargas parciales.

3.2 Fuentes y Lugares de Descarga Parcial.

Hay una gran variedad de condiciones o situaciones en los transformadores, las cuales producen descargas parciales; el sistema de aislamiento en el cual se origina la descarga parcial, representa una fuente de descarga parcial.

En la figura siguiente se muestra un sistema de aislamiento simple, el cual contiene algunos lugares de descarga parcial encontrados en la práctica: (fig. D)

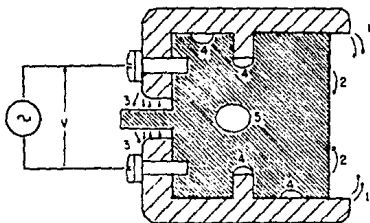


Fig. D

Estos lugares son:

- 1.- Superficies conductoras con bordes puntiagudos en contacto con un gas que circula libremente a su alrededor.
- 2.- Áreas determinadas de aislamiento en contacto con un gas y con una superficie de baja resistividad (menor que la del área que circunda el aislamiento) de tal forma que -

las cargas tenderán a transportarse a otras áreas con si milares condiciones.

- 3.- Espacios llenos de gas entre superficies planas de conductores y material aislante en el cual existe un campo eléctrico con suficiente magnitud para iniciar la ruptura dieléctrica del gas, pero no del aislamiento sólido - el cual separa los electrodos del sistema.
- 4.- Cavidades llenas de gas rodeadas parcial o completamente por superficies de conductores y material aislante sólido o líquido.
- 5.- Cavidades llenas de gas rodeadas completamente por aisla miento sólido o líquido.

3.2.1 Lugares de descarga parcial en la Estructura de Aislamiento de - un transformador de potencia.

Existen varios lugares en los transformadores de potencia en donde pueden generarse descargas parciales como resultado de sobreesfuerzos dieléctricos. Estos son principalmente:

AISLAMIENTO MAYOR:

- 1.- Espacio entre los devanados de alta y baja tensión.
- 2.- Espacio entre los devanados de bajo voltaje y terciario.
- 3.- Espacio entre los devanados de alto voltaje y terciario.
- 4.- Espacio entre los devanados de alto voltaje y tierra.
- 5.- Espacio entre los devanados de bajo voltaje y tierra.
- 6.- Espacio entre el devanado terciario y tierra.

AISLAMIENTO MENOR:

- 1.- Aislamiento entre espiras.

- 2.- Aislamiento entre bobinas.
- 3.- Aislamiento en las boquillas.
- 4.- Aislamiento en los devanados.

En las figuras 3.1 y 3.2 se muestran los lugares en los que pueden ocurrir descargas parciales en los aislamientos de un transformador.

Dos fuentes obvias de descargas parciales son burbujas de aire atrapado y aislamiento de papel con humedad. Con relativamente bajos esfuerzos pueden producirse descargas parciales por un largo período, probablemente adelanten una falla. Un pobre proceso de vacío da lugar a la formación de aire atrapado entre devanados o capas.

El tipo más frecuente de d.p. es debido a elevados campos eléctricos que producen la ruptura del aceite. Para la distribución mostrada en la fig. 3.3 se deducen algunos lugares susceptibles para la descarga parcial.

En devanados tipo disco, el aire puede ser atrapado en la región A. La ruptura del aceite puede ocurrir en esta región y es aquí donde aparecen altos esfuerzos. En las capas de los devanados, existen esfuerzos similares en las terminaciones de las capas, la propagación de las descargas tiende a restringirse en el borde del papel. El aislamiento sólido es raramente utilizado entre los devanados tipo disco, el papel envuelto en las capas de los devanados puede contener aire atrapado si el proceso de vacío no es eficiente.

En todos los tipos de devanado, las juntas de aislamiento mal hechas, pueden dar lugar a sobreesfuerzos, con una consecuencia descarga.

El efecto de conducción superficial es más bien una incerti-

dumbre, pero se conoce que puede existir un valor de d.p. en tales superficies sin producir la ruptura inmediata, por ejemplo se presenta conducción superficial en las capas horizontales de papel de los devanados fuera de la abertura del núcleo. En la construcción de devanados tipo disco el efecto debe ser considerado con cuidado, por lo que se presenta una difícil situación para el diseño de las terminaciones de los devanados.

Fuera del devanado, las fuentes más probables de descargas - parciales incluyen:

- i) Distancias cortas entre una trayectoria aislada y una superficie plana aterrizada.
- ii) Juntas mal ensambladas.
- iii) Bordes filosos del tanque, adyacentes a la masa del devanado.
- iv) Boquillas.
- v) Malas conexiones.

Finalmente debe apuntarse que existe la posibilidad de que en la compleja estructura del aislamiento del transformador puedan existir cuerpos extraños, ya que durante la fabricación es imposible hacer una inspección física, debido al gran número de pasos por los que atraviesa su manufactura, este tipo de errores deben aparecer durante la prueba.

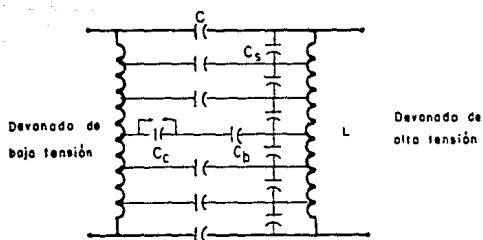


Fig. 3.1 Descarga parcial en los devanados de alta tensión

- L - Autoinductancia por unidad de longitud.
- C - Capacitancia entre devanados.
- C_s - Capacitancia entre espiras del devanado.
- C_c - Capacitancia de la fuente de descarga parcial.
- C_b - Capacitancia en serie con la fuente de descarga parcial.

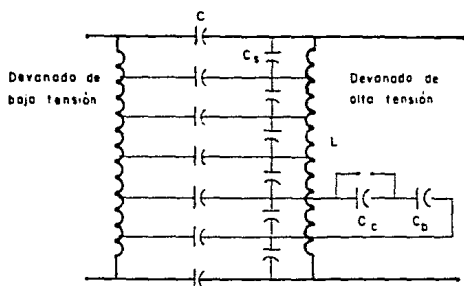


Fig. 3.2 Descarga parcial entre espiras del devanado de alta tensión

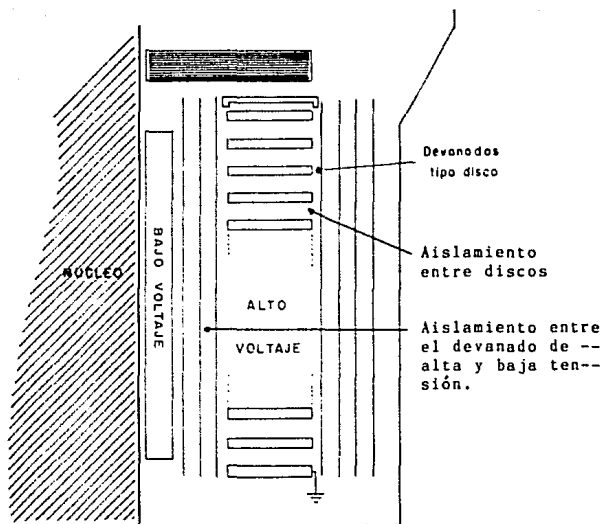


Fig. 3.3 Disposición del aislamiento en un transformador con embobinado de alta tipo disco

3.3.2 Fuentes de Descargas Parciales Intermitentes.

Cuando el lugar y la naturaleza de la descarga parcial, no es fijo en el campo eléctrico, se observa que la magnitud de la descarga puede variar considerablemente con el tiempo; tal comportamiento es característico de las burbujas de gas y de las partículas conductoras, las cuales se encuentran libres en el campo eléctrico.

3.2.3 Burbujas de Gas.

Las burbujas de gas dentro del sistema de aislamiento se presentan cuando se tiene un proceso de vacío inadecuado, durante la manufactura del transformador. La intensidad de campo en el gas decrece cuando el diámetro de la burbuja se incrementa, esto se deriva de la Ley de Paschen's para aire fig. 3.4. Una curva similar se aplica al hidrógeno.

La intensidad de campo en la burbuja esférica de gas es un poco más alta que la intensidad media en el aceite circundante:

$$E_{\text{gas}} = E_{\text{med}} \frac{3K}{2K + 1} = 1.21 E_{\text{med}} \quad \dots (3.1)$$

donde K = constante dieléctrica del aceite.*

La naturaleza intermitente de las descargas parciales debido a las burbujas de gas, es debido a la movilidad de éstas dentro del aislamiento; por otro lado, al presentarse la descarga parcial dentro del aislamiento líquido se presenta una descomposición química que produce más gas, el cual se difunde por el aceite en todas direcciones, formando más burbujas

* Para mayor referencia sobre esta ley, ver la sección 3.4.

o bien como el caso del hidrógeno, éste es absorbido por el aceite.

Existe por lo tanto una competencia dinámica entre la producción de más gas, originando la continuación de las descargas o bien la absorción del gas y la terminación de las descargas. Esto se observa en la fig. 3.5, en donde conforme aumenta el tiempo, el nivel de descargas parciales disminuye.

Para evitar la presencia de burbujas de gas dentro del aislamiento es importante realizar un buen proceso de vacío y evitar así un alto nivel de descargas parciales durante la operación del transformador.

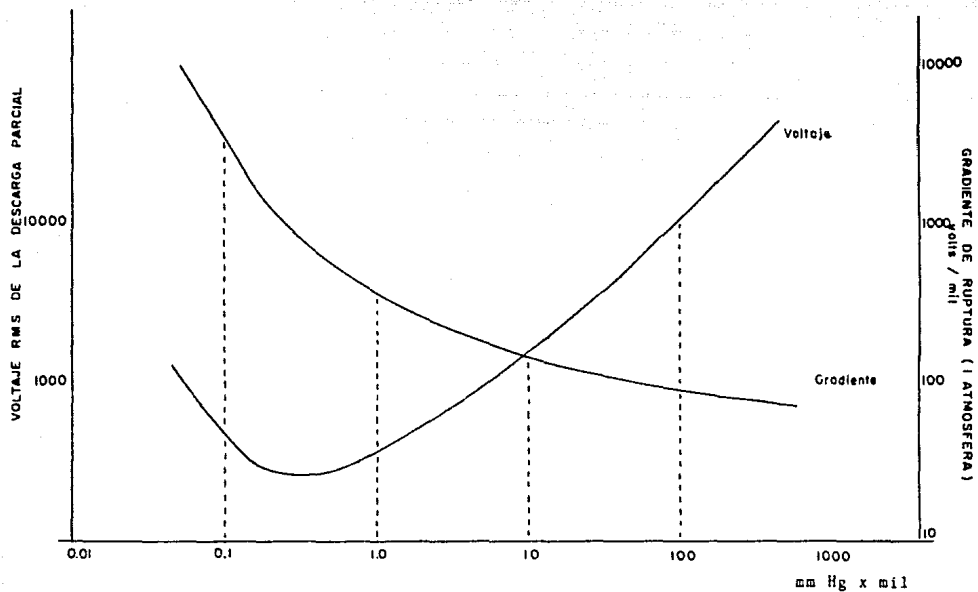


Fig. 3.4 Descarga parcial en una burbuja de aire. Curva de Paschen para campo uniforme.

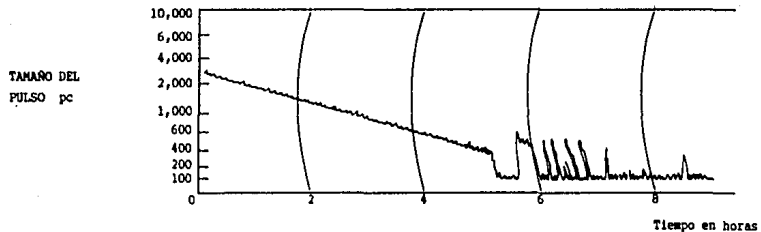


Figura 3.5 Gráfica del nivel máximo de pulso de descarga parcial para una cavidad de 1/8" de profundidad con aire atrapado rodeado de aislamiento. Prueba a 35 KV.

3.2.4 Partículas conductoras en el aceite del transformador.

Las partículas conductoras presentes en el aceite del transformador producen un nivel bajo de descargas parciales. El mecanismo de este efecto no está completamente esclarecido, pero aparece debido a la acumulación de carga eléctrica neta por partículas en contacto con conductores seguidos de descargas parciales de los conductores a las partículas o electrodos con carga opuesta. Estas descargas parciales tienen una magnitud del orden de pocos cientos de picocoulombs. La figura 3.6 ilustra una medición de tales descargas parciales debido a la contaminación de partículas en el aislamiento observándose un súbito aumento de voltaje al presentarse la descarga. En forma contraria al caso de las burbujas de gas, las cuales son repelidas electrostáticamente de las regiones de alta intensidad de campo en el aceite, las partículas conductoras son atraídas a zonas de alta intensidad de campo. Los experimentos muestran la persistencia de tales descargas debido a un gran número de partículas conductoras y la formación de una cantidad apreciable de hidrógeno y la eventual ruptura del aceite en unos pocos minutos.

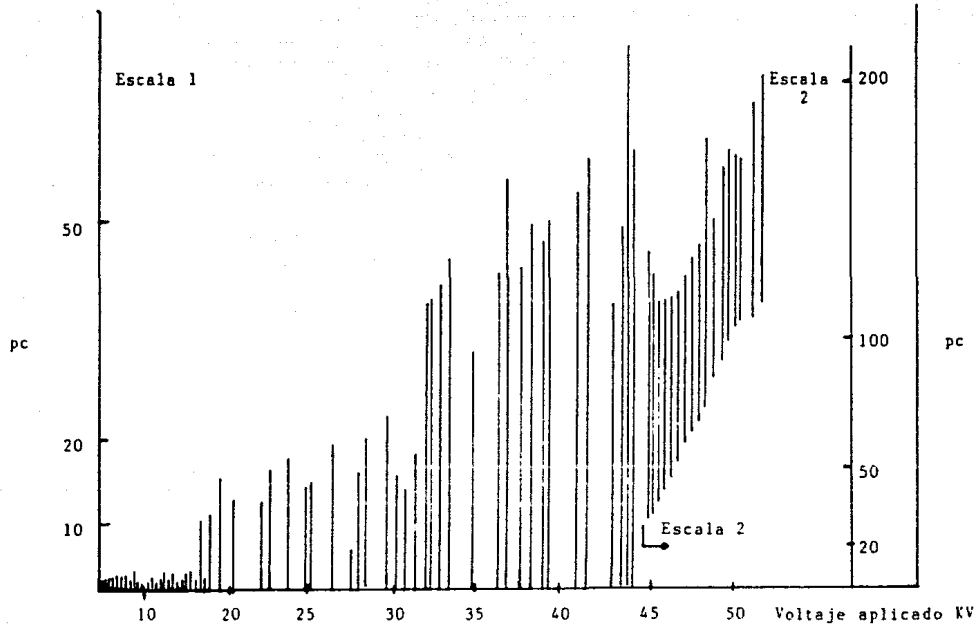


Fig. 3.6 Descargas parciales en aceite contaminado con partículas (60 ppm)

*ppm= partes por millón.

3.2.5 Inclusiones Metálicas.

Las inclusiones metálicas, son desde luego, efectos accidentales ocasionados durante el proceso de fabricación. Cuando estos puntos son muy finos, el voltaje de umbral para la presencia de descargas parciales es pequeño, y la magnitud de las descargas también lo es, esto es ilustrado en la figura 3.7. Este es un ejemplo de falla como consecuencia de una descarga parcial moderada, pero que puede tener serias consecuencias si ésta persiste.

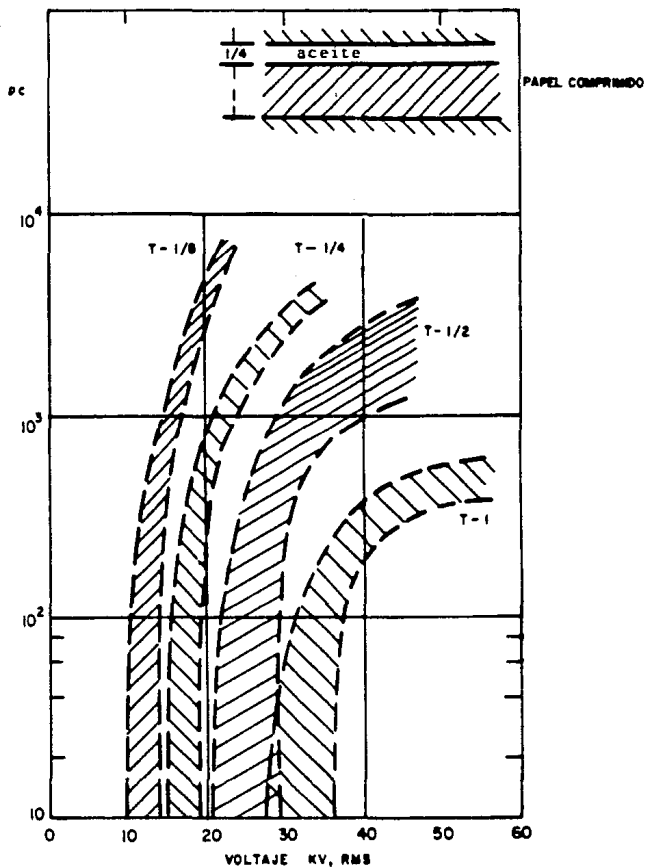
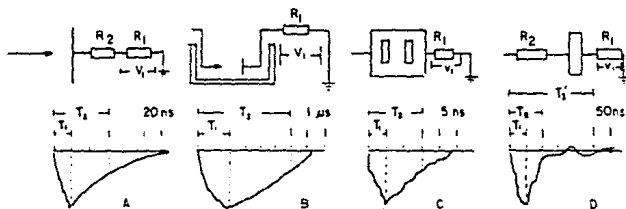


Fig. 3.7 COMPARACION DE LAS CARACTERISTICAS DE DESCARGAS PARCIALES EN PAPEL IMPREGNADO DE ACEITE

3.3 Pulsos de Descarga Parcial.

Las descargas eléctricas individuales que se manifiestan en el lugar de la descarga parcial son pulsos, debido a que son corrientes eléctricas transitorias. La forma de los pulsos - puede variar grandemente, depende de la resistencia de la - trayectoria que toma la corriente originada por la descarga parcial en la región en la cual ocurre y la resistencia R_2 - en serie con el circuito.

Algunos ejemplos de formas de pulso de descarga parcial para distintas configuraciones de prueba se indican en las figuras siguientes:



En la figura A se tiene un arreglo para determinar pulsos de descarga parcial mediante un electrodo de aguja y una placa, en la parte inferior se observa el pulso medido en la resistencia R_1 , T_1 indica el tiempo en el que se alcanza el valor máximo, el tiempo T_2 indica el tiempo al cual el pulso se de crementa a la mitad de su valor pico. En la figura B se tiene el mismo arreglo anterior, sólo que en este caso el electrodo de aguja y la placa están sumergidos en aceite.

La figura C muestra una cavidad llena de aire dentro de un - aislamiento sólido y finalmente en la figura D una placa con un disco delgado en contacto con aire.

La figura E muestra el espectro de frecuencia medido en las terminales de la resistencia R_1 para tres valores diferentes de la resistencia R_2 .

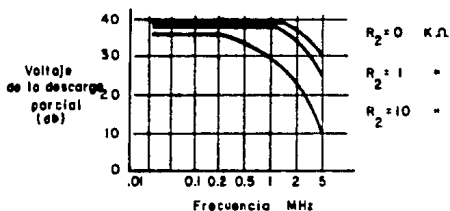


Fig. E

En el caso de $R_2 = 0$ su valor máximo permanece constante hasta los 2 MHz y después decrece rápidamente, pero para $R_2 = 10$ $K\Omega$ para frecuencias arriba de 0.2 MHz decrece rápidamente. Por tanto si el ancho de banda del amplificador es de 180 KHz el valor pico del pulso medido, no es afectado por el cambio en la forma de la descarga parcial. Si el amplificador utilizado es sintonizado a una frecuencia fija, pueden presentarse variaciones en el valor medido del voltaje de la descarga parcial.

La frecuencia de recurrencia de los pulsos puede variar de un pulso por minutos a más de 100 000 pulsos por segundo en un voltaje alterno con una frecuencia de 60 Hz, esto tiene un efecto considerable en las mediciones de voltaje de la descarga parcial, en las características de transmisión del circuito de prueba y del equipo de medición.

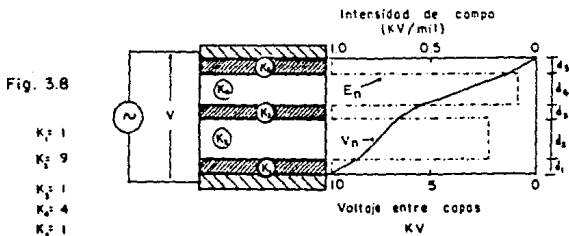
3.4 Voltaje de inicio y voltaje de extinción de la descarga parcial.

El voltaje de inicio V_i es el voltaje mínimo que debe ser aplicado entre los electrodos del sistema de aislamiento para producir un campo eléctrico crítico que dé inicio a la -- descarga parcial.

El voltaje de extinción V_e es el máximo voltaje aplicado entre los electrodos del sistema de aislamiento en el cual la descarga parcial ya no se manifiesta.

El voltaje de inicio y el voltaje de extinción son características eléctricas del sistema de aislamiento, las cuales indican cuándo se presenta la descarga parcial, se determina su valor mediante pruebas. Para el análisis de las descargas parciales no es definitivo conocer el voltaje de inicio y extinción, debe ir acompañado de un resultado de sensibilidad, con el cual la descarga parciales detectada.

El inicio de la descarga parcial en un aislamiento ionizable, está determinado por la intensidad del campo eléctrico en la región en la cual se presenta, la frecuencia con la cual el campo cambia su dirección, la dirección del campo y la libertad de movimientos de los electrones e iones en la región. En algunos casos prácticos la intensidad de campo eléctrico en el material ionizable puede ser calculada. Un ejemplo de distribución de campo eléctrico en un sistema de aislamiento es mostrado en la figura 3.8:



La curva continua representa el voltaje V_n a través de cada capa de material aislante y la línea discontinua representa la intensidad de campo eléctrico E_n .

$$\text{Donde: } V_n = \frac{dn V}{K_n \sum_{i=1}^M \frac{di}{K_i}} \quad [\text{KV}] \quad \dots (3.2)^*$$

$$E_n = \frac{V}{K_n \sum_{i=1}^M \frac{di}{K_i}} \quad [\text{KV/mil}] \quad \dots (3.3)$$

V [KV] : Voltaje aplicado a los electrodos del sistema

V_n [KV] : Voltaje a través de la capa n del total de M capas.

dn [mil] : Espesor de la capa n

K_n : Constante dieléctrica relativa del material que forma la capa n .

Las curvas en la figura 3.8 muestran que existe una alta intensidad de campo eléctrico en las capas de baja constante dieléctrica. Por esta razón la descarga parcial puede ocurrir en espacios llenos de gas dentro del aislamiento aunque la intensidad de campo eléctrico en estos materiales esté por debajo del valor crítico en el cual ocurre la ruptura del dieléctrico.

La relación entre la densidad del gas y el voltaje en el cual se inicia la descarga parcial está expresada por la Ley de Paschen's:

$$V_i = f \left(\frac{P \cdot d}{T} \right) \quad \dots (3.3 A)$$

* Apéndice A.

Donde:

- Vi : Valor pico del voltaje en el cual ocurre el inicio de la descarga parcial en el gas.
- p,T : Presión absoluta y temperatura.
- d : Distancia entre los planos paralelos infinitamente grandes de conducción o material aislante de la cavidad llena de aire.
- f : Función, la cual varía con la estructura molecular del gas y con la naturaleza del material de las superficies frontera.

Las curvas de la figura 3.9 muestran la relación expresada - por la Ley de Paschen's para aire. El voltaje de inicio V_i y la intensidad de campo eléctrico E_i están dados en valores - pico. La distancia entre las superficies frontera está dada en milésimas de pulgada (mil) y la presión absoluta P en mm de columna de mercurio. La curva continua V_i representa la - relación entre V_i y $p \cdot d$, y la curva discontinua entre E y d para una presión constante del gas de 760 mm Hg.

Estas relaciones son importantes para cuantificar las caracte- rísticas de la descarga parcial en el sistema de aislamien- to para usarse en ambientes de baja densidad.

El voltaje de inicio y extinción de la descarga parcial es - afectado por la frecuencia y la forma de onda del voltaje - cuando la descarga parcial se inicia bajo la influencia de - un voltaje alterno, por la polaridad del voltaje de inicio - de la descarga parcial y la resistividad de la superficie - del aislamiento sólido o líquido que forma la frontera de la región en la cual la descarga parcial se manifiesta.

Generalmente el voltaje de inicio y extinción tienden a dis- minuir con el incremento de la frecuencia del voltaje alter-

no. Se reporta que el voltaje de inicio y extinción de la - descarga parcial decrece a frecuencias del orden de 20 KHZ y más rápidamente a frecuencias en el rango de Megaciclos.

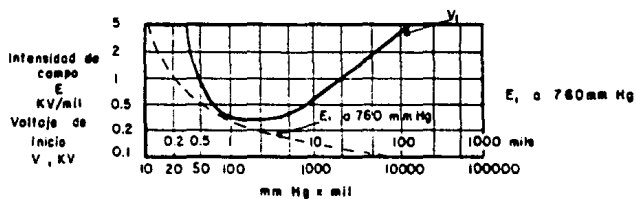


Fig. 3.9 Curva de Paschen para descargas parciales en aire

3.5 Parámetros de la Descarga Parcial, Corriente, Voltaje y Energía.

Los eventos eléctricos que resultan de la descarga parcial - pueden ser entendidos considerando como se comporta el modelo del circuito mostrado en la fig. 3.10.

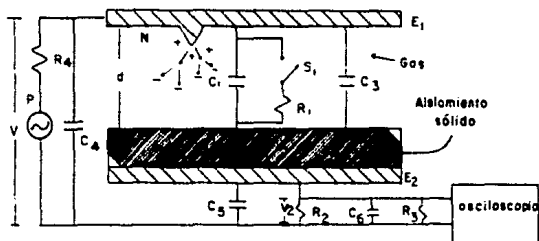


Fig.3.10 Circuito modelo para descargas parciales

Este circuito consiste en un sistema de aislamiento simple - el cual es energizado con un voltaje de directa V de la fuente de poder P , la cual tiene una resistencia interna R_4 y una capacitancia terminal C_4 . Dos placas metálicas paralelas cons

tituyen los electrodos E_1 y E_2 separados por aire y una placa de aislamiento sólido.

El electrodo E_1 tiene un pico N en la superficie, una resistencia R_2 es conectada entre el electrodo E_2 y la terminal a tierra de P . La capacitancia del espacio formado por el aire la superficie del punto N y el aislamiento sólido es representada por C_1 .

La capacitancia del material sólido en serie con este espacio es designada por C_2 . La capacitancia C_3 representa la capacitancia total entre los dos electrodos excepto para la región en la cual se presenta la descarga parcial y es representada por C_1 y C_2 en serie.

La capacitancia entre el electrodo E_2 y tierra es C_5 . La capacitancia C_6 es la del circuito el cual conecta la terminal R_2 a las terminales de entrada del osciloscopio con una resistencia interna de entrada R_3 . El switch S_1 en serie con la resistencia R_1 , puede ser cerrado descargando C_1 a través de R_1 la cual representa la resistencia de la trayectoria que toma la descarga parcial.

Se considera que R_4 en serie con la capacitancia del circuito conectado a la fuente de poder P es mayor que la constante de tiempo $R_4 C$ y mucho más grande que la constante de tiempo del circuito formado por C_4 y C_3 en serie con R_2 y del circuito formado por C_3 en serie con C_1 y C_2 .

Además si se considera que R_1 es cero y C_5 , así como C_6 son pequeños, para frecuencias arriba de 1 MHz, su impedancia es más alta que la resistencia R_2 .

Cuando el switch S_1 abre, toda la capacitancia del circuito se carga al voltaje V . Si la descarga parcial se inicia en

el punto N se forma una avalancha de electrones. Los electrones (-) e iones positivos (+) son transferidos a las regiones indicadas por los signos (+) y (-) respectivamente. Por esto, un número correspondiente de carga es transferida entre las capacitancias del resto del circuito. Prácticamente ocurren los mismos eventos eléctricos cuando C₁ se descarga cerrando S₁. La capacitancia total del circuito se incrementa por la cantidad ΔC y el voltaje entre las terminales de C₄, C₃ por la cantidad ΔV.

Un tiempo después la corriente fluye nuevamente de P al circuito y se carga hasta que en sus terminales se tiene el voltaje original V.

El resultado de esos eventos eléctricos está descrito por las siguientes ecuaciones:

$$V_1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot V \quad \dots\dots(3.4)$$

$$\Delta C = \frac{C_2^2}{C_1 + C_2} \quad \dots\dots(3.5)$$

$$C + \Delta C = C_2 + C_3 + C_4 \quad \dots\dots(3.6)$$

$$\Delta V = \frac{C_2^2}{(C_1 + C_2)(C_2 + C_3 + C_4)} \cdot V = \frac{\Delta C}{C + \Delta C} \cdot V \quad \dots\dots(3.7)$$

$$\Delta q_3 = \frac{C_2^2 \cdot C_3}{(C_1 + C_2)(C_2 + C_3 + C_4)} \cdot V = \frac{\Delta C}{C + \Delta C} \cdot C_3 \cdot V \quad \dots\dots(3.8)$$

$$\Delta q_4 = \frac{C_2^2 \cdot C_4}{(C_1 + C_2)(C_2 + C_3 + C_4)} \cdot V = \frac{\Delta C}{C + \Delta C} \cdot C_4 \cdot V \quad \dots\dots(3.9)$$

$$\Delta q = \frac{C_2^2}{(C_1 + C_2)} \cdot V = \Delta C \cdot V = (C + \Delta C) \cdot \Delta V \quad \dots\dots(3.10)$$

$$q_1 = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{C_2 + C_3 + C_4}{C_4} \cdot \Delta q_4 = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{(C + \Delta C)}{C} \cdot \Delta q_4 \quad \dots (3.11)$$

$$\Delta W = \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{(C_1 + C_2)^2 (C_2 + C_3 + C_4)} \cdot C_2^2 \cdot \frac{V^2}{2} \quad \dots (3.12)$$

$$W_1 = \frac{C_1 \cdot C_2^2}{(C_1 + C_2)^2} \cdot \frac{V^2}{2} \quad \dots (3.13)$$

En la práctica $C_3 + C_4$ es mucho mayor que C_2 y por esto:

$$\Delta W \approx \frac{C_2^2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{V^2}{2} \approx \frac{\Delta q \cdot V}{2}$$

$$W_1 \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \Delta W$$

En estas ecuaciones V_1 es el voltaje a través de C_1 con el cual la descarga parcial se inicia.

ΔC es el cambio de capacitancia que resulta de la descarga de C_1 .

C es la capacitancia del circuito antes de que C_1 sea descargada.

ΔV es la caída de voltaje que se presenta en las terminales del circuito por la descarga de C_1 .

Δq_3 es la carga transferida de C_3 a C_2 y Δq_4 la carga transferida de C_4 a C_2 como resultado del inicio de la descarga de C_1 .

Δq es la carga suministrada por la fuente de poder para recargar el circuito al voltaje V después de la carga transferida de C_3 y C_4 a C_2 .

q_1 es la pérdida de carga por la descarga de C_1 .

ΔW es la pérdida de energía del circuito como resultado de la descarga de C_1 .

W_1 es la energía eléctrica disipada en la región donde ocurre la descarga parcial.

Las cantidades ΔV y Δq_4 pueden ser medidas mediante instrumentos adecuados.

Cuando la carga Δq_4 es transferida en el circuito, una corriente i_2 fluye a través de R_2 y produce un voltaje V_2 en esas terminales, este voltaje es de la forma:

$$V_2 = \Delta V e^{-t/RC} \quad \dots(3.14)$$

En esta ecuación V_2 es el valor instantáneo del voltaje, t es el tiempo al cual es medido y $C \approx C_3 \cdot C_4$ ($C_3 + C_4$).

Si la resistencia R_2 es reemplazada por una inductancia con resistencia R y una inductancia L , y R es más pequeña que $2\sqrt{L/C}$, el voltaje V_2 es aproximadamente de la forma:

$$V_2 \approx \Delta V e^{-tR/2L} \cos \omega t \quad \dots(3.15)$$

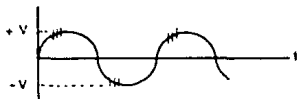
La corriente que circula a través de L es:

$$i_2 = (\Delta V / \omega L) \cdot e^{-tR/2L} \sin \omega t \quad \dots(3.16)$$

En estas ecuaciones: $\omega = 1/\sqrt{LC}$

Un osciloscopio o un voltímetro de tubo de vacío puede ser usado para medir V_2 o ΔV .

Si el sistema de aislamiento es energizado con voltaje alterno y éste es desplegado en un osciloscopio, el cambio ΔV del voltaje causado por la descarga parcial aparece como pequeños pulsos sobre la onda de voltaje como se muestra en la figura 3.11.



Para el modelo del circuito mostrado en la fig. 3.10 las relaciones entre las cantidades eléctricas que deben ser medidas y las cuales son importantes para determinar el efecto de las descargas parciales en los materiales, están expresadas en las siguientes ecuaciones, las cuales se derivan de las ecuaciones (3.7) a la (3.15):

$$\Delta V = \frac{\Delta C}{C} \cdot V = \frac{\Delta q}{C} = \frac{\Delta q_4}{C_4} \quad \dots (3.17)$$

$$q_1 = \frac{C_1}{C_2} \Delta q = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{C}{C_4} \cdot \Delta q_4 \quad \dots (3.18)$$

$$W_1 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \Delta W = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\Delta q \cdot V}{2} \quad \dots (3.19)$$

La exactitud con la cual esas ecuaciones se aproximan a las condiciones actuales dependen de que C_2 y ΔC sean mucho más pequeñas que $(C_3 + C_4)$.

$$P_{sp} = \frac{V}{2CT} \cdot \sum_n \Delta q_n \quad \dots (3.20)$$

Esto representa las pérdidas de la descarga parcial por unidad de tiempo y capacitancia, en un sistema de aislamiento con capacitancia C donde la descarga parcial se manifiesta en el volumen del sistema de aislamiento representado por C .

$$I_{sp} = \frac{1}{CT} \cdot \sum_n \Delta q_n \quad \dots (3.21)$$

Este es el valor específico de la corriente promedio de la descarga parcial en un sistema de aislamiento con capacitancia C y es considerado como un valor realista del efecto de la descarga parcial en el material.

3.6 Efectos de las Descargas Parciales.

En los aislamientos líquidos y sólidos los efectos de las descargas parciales pueden causar altas pérdidas por disipación de calor, envejecimiento prematuro del material, reacciones químicas, huecos, fisuras y frecuentemente la ruptura del dieléctrico.

Ya sea por el impacto de iones o electrones, combinados con el efecto intensificador de calor, la descarga parcial puede destruir el material, modificar su estructura atómica o molecular produciéndose otros subproductos que originalmente no estaban presentes en el material.

Estos nuevos subproductos pueden reaccionar químicamente con los materiales adyacentes y provocar corrosión.

Debido a la descarga parcial, el dieléctrico no sufre la ruptura de su rigidez de inmediato, esta erosión es acumulativa y a la larga puede provocar una falla más notoria en el sistema de aislamiento.

La perforación en el dieléctrico puede deberse a varias causas como son:

- La perforación de un aislamiento provocado por la presencia de partículas conductoras aisladas presentes dentro de la masa aislante y extraños al sistema de aislamiento. Cuando las partículas conductoras se encuentran sometidas a los efectos de un campo eléctrico y magnético alternante, tienden a vibrar y a cambiar de posición, llegando así a ocasionar la perforación.
- También puede ocurrir, cuando hay suficiente tensión que produzca la perforación debido a fenómenos de ionización, por existir bolsas de aire o burbujas de gas en cualquier

- parte del aislamiento, entendiéndose que las burbujas se encuentran dentro de la masa aislante.
- Un aislante higroscópico, es decir capaz de absorber agua es también causa de perforación.
 - Errores u omisiones de diseño en los aislantes.
 - Colocación inadecuada de aislamientos.
 - Areas de alto esfuerzo dieléctrico, debido a partes mal conformadas.
 - Ductos de aceite sobreesforzados.
 - Deterioro de los materiales aislantes.

Los sistemas de aislamiento que componen el transformador tales como papeles, cartones, etc., son por lo general materiales que se impregnan de alguna sustancia aislante, como barnices, parafinas, aceite, etc. Estos materiales, según el producto de la impregnación se ponen algo rígidos si se les somete a prensado. Si el proceso no es realizado con cierto cuidado, si están arrugados o machacados, el aislamiento se habrá llenado de pequeñas grietas, con lo cual buena parte de sus cualidades aislantes se habrán perdido y su rigidez dieléctrica habrá disminuido notablemente ocasionando la destrucción del sistema aislante cuando ocurren descargas eléctricas que puentean parcialmente el aislamiento entre electrodos, éstas son las descargas parciales provocadas por campos eléctricos intensos como resultado de tensiones elevadas.

La detección de descargas parciales representa una indicación de que el sistema de aislamiento presenta una falla incipiente.

El daño de los aislamientos ocasionados por las descargas parciales son por medios dieléctricos, térmicos, químicos o mecánicos, los cuales se presentan como:

- Erosión de los materiales sólidos, disminuyendo su espesor y marcando trayectorias conductoras.
- Degradación del aislamiento sólido, ocasionando descomposición química de las moléculas de celulosa y haciéndolo quebradizo.
- Descomposición del aceite aislante con la formación de burbujas gaseosas, que son difundidas por el aceite en todas direcciones, siendo una fuente posible de falla.

Cabría la solución de aumentar el nivel de aislamiento para evitar las descargas parciales, pero el transformador tomará proporciones voluminosas, puesto que ello obligaría a introducir núcleos más amplios por una parte, y a emplear más cobre por otra, aumentaría así el costo; otra solución sería la disminución de la tensión de operación, pero esta medida al igual que la anterior resulta incosteable económicamente, por lo cual se permite un nivel mínimo de descargas parciales, el cual se normaliza como un acuerdo entre fabricantes y usuarios.

3.7 Efectos de la Descarga Parcial en el Comportamiento del Equipo Eléctrico.

La descarga parcial constituye una transferencia de cargas eléctricas en una región restringida entre materiales aislantes, origina pérdidas de energía debido a la potencia disipada en el material. Esto muestra que tales cargas están asociadas con un bombardeo de electrones en el material, así como en la frontera de él. Al mismo tiempo, genera un calor intenso en esa región.

Fuera del material aislante, la descarga parcial produce corrientes transitorias que fluyen en el circuito conectado a

los electrodos del sistema de aislamiento en el cual la descarga parcial se manifiesta.

La experiencia muestra que la descarga parcial tiene dos efectos, los cuales son económicamente importantes porque causan un serio incremento en el costo de operación de los equipos eléctricos y los sistemas. Uno de esos efectos es la posibilidad de que la descarga parcial acorte el tiempo de vida del aislamiento eléctrico del sistema. Otro efecto es la posibilidad de que la corriente transitoria producida en el circuito donde se presenta la descarga parcial, tenga un tiempo de elevación, frecuencia de recurrencia y una amplitud suficiente como para simular, falsificar y distorsionar las señales que son utilizadas en la comunicación, control y medición de los equipos eléctricos, ya sea por conducción directa o bien por acoplamiento magnético o electrostático.

Esto depende enteramente de la aplicación del sistema de aislamiento y el equipo eléctrico considerado.

Las principales fuentes de interferencia presentan patrones típicos identificables como: descargas parciales en aire, - influencia de alumbrado fluorescente, chisporroteo en objetos no aterrizados, falsos contactos, etc.

Estas interferencias o ruido de fondo en el circuito de prueba deben ser menores del 50% del valor límite especificado de descargas parciales y en cualquier caso deben ser menores a 100 pc, para tener una medición precisa de la descarga parcial y una correcta interpretación del fenómeno.

3.8 Consideraciones básicas para reducir la generación de Descargas - Parciales.

Para evitar la generación de descargas parciales, deben considerarse algunos aspectos básicos como son:

- 1.- Burbujas de aire dentro de un campo eléctrico con alto - esfuerzo dieléctrico, deben ser evitadas mediante la implementación de un elemento de alta cohesividad entre el conductor y el dieléctrico.
- 2.- El material dieléctrico deberá ser de densidad uniforme sin huecos ni porosidades.
- 3.- Los contornos de los conductores adyacentes al dieléctrico no deberán ser filosos o con protuberancias.
- 4.- Si la eliminación de burbujas de aire resulta difícil, - deberán reducirse los esfuerzos dieléctricos a un nivel por debajo del requerido para la ionización (alrededor - de 75 volts por mil (1×10^{-3} pulg) a nivel del mar).
- 5.- Debe evitarse el uso de conectores de alto voltaje. El - uso de dieléctricos premoldeados acoplados a conductores producirá un dispositivo con menor efecto de descargas - parciales que cualquier otro elemento.
- 6.- El empleo de encapsulamiento permite tener una mayor cohesividad entre los elementos implicados.

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Heinrich X.O.: Corona Measuring Techniques and their use in Insulation System Evaluation, Technical Bulletin 66T1, James G. Biddle Co., May, 1964.
- 2.- Dakin W.T.: 1972 Transformer Technical Conference Partial Discharges or Corona in Power Transformers, Subject No. 27, May, 1972.
- 3.- Galambos G.L.: Corona: What it is; Damage it Causes; How to Avoid it, Electronic Products Magazine, April, 1965.
- 4.- "Técnicas y Facilidades para la Medición de Descargas Parciales", 9a. reunión IEEE, México, 1987.
- 5.- Méndez A.R.: Análisis de las Técnicas de Medición de Descargas Parciales en Transformadores, Boletín IIE, enero-febrero, 1988.
- 6.- James R.E.: Discharge Detection in High-Voltage Power Transformers, IEEE, Vol. 117, July, 1970.
- 7.- Vera J.P and S.L. Foster: Power Transformers and Corona Testing, Paper TP 64-30, IEEE, August, 1965.

CAPITULO IV

MEDICION DE DESCARGAS PARCIALES

4.1 Método de Medición de Voltaje de Radiointerferencia (RIV).

4.1.1 Introducción.

Originalmente la medición de voltaje de radiointerferencia - (RIV, Radio Interference Voltage) se introdujo para evaluar la interferencia ocasionada en la comunicación del equipo - utilizado en la transmisión de potencia. Se establecieron lí - mites permisibles de RIV para garantizar un nivel que no in - terfiriera con la frecuencia de comunicación. En 1922 fue - presentado un método de detección y medición que hacía uso - de un galvanómetro. En lugar de utilizarse como prueba de in - terferencia, la medición se consideró para cuantificar las - condiciones del aislamiento de los transformadores, debido a la presencia de descargas parciales. Esta prueba consiste en medir una diferencia de potencial de radiointerferencia en - las terminales del transformador. Se considera que el nivel detectado es función de la energía involucrada en las descar - gas parciales.

El nivel especificado no está usualmente relacionado con el diseño particular del transformador, y es un valor aceptado basado en la experiencia de clientes y fabricantes, y está encaminado a obtener un valor pequeño.

Al menos hasta 1940 cuando se estableció la norma NEMA (Na - tional Electrical Manufacturers Association) en los Estados Unidos, la medición de descargas parciales se realizó con - frecuencias cercanas a 1 MHz con medidores de RIV de banda -

estrecha. Esta práctica fue instituida debido a la falta de otras alternativas adecuadas y a la disponibilidad de medidores de RIV. El primer estándar hizo uso de un capacitor de acoplamiento de alto voltaje conectado a tierra mediante una resistencia de 600 ohms, a través de la cual se mide el valor en microvolts de cuasi pico (μ VQP) medido con un detector de RIV, cargándose con una constante de tiempo de 10 ms y descargándose con una constante de tiempo de 600 ms. El objeto de utilizar tal capacitor como método de acoplamiento, es el de bloquear la componente de baja frecuencia del voltaje de prueba y de mantener el voltaje en el equipo de medición y detección en un valor seguro de operar.

El circuito NEMA se diseñó originalmente para realizar mediciones de RIV en el ancho de banda de AM (0.54 a 1.6 MHz). Gradualmente esta técnica se aceptó como medio de control de calidad y como un auxiliar para mejorar los diseños.

Este circuito tiene la desventaja de que es necesario conectar el medidor de RIV directamente en la base del capacitor de acoplamiento, lo que ocasiona serios problemas para la seguridad. El capacitor de acoplamiento de 2500 pF no es un valor práctico de utilizar.

En 1964 se revisó la norma NEMA y se utilizó una resistencia de 150 ohms un cable coaxial de 185 ohms que permite ubicar el medidor de RIV fuera del campo de alto voltaje, así como de un medidor de RIV con una constante de tiempo a la carga de 1ms. Cuando se consideran más fuentes de descarga parcial la corriente es constante, los μ V medidos a través de la resistencia de 150 ohms deben ser únicamente un cuarto de los μ V medidos en la resistencia de 600 ohms, pero debido a la menor constante de tiempo se obtiene una compensación con el objeto de obtener resultados similares a los del circuito NEMA de 1940.

Esto explica la obtención de lecturas similares en aparatos de alto voltaje con baja capacitancia (100 a 500 pF). Para el caso de transformadores con un valor de capacitancia del orden de 300 a 5000 pF las lecturas en ambos circuitos difieren.

La medición en microvolts se hace usualmente a una frecuencia cercana a 1 MHz con un medidor de RIV de banda estrecha, la lectura indica un valor promedio del pulso más grande por ciclo, el cual ocurre regularmente a la frecuencia de operación normal, este es un valor cercano al valor pico verdadero, por lo que se le denomina valor cuasi pico (QP), depende de la constante de tiempo del detector, usualmente de 1 a 600 ms para medidores de RIV americanos y de 1 a 160 ms para medidores de RIV europeos, del grado de repetición de los pulsos y del ruido aleatorio en el intervalo de 3 a 10 KHz.

La relación señal a ruido de un detector de RIV es alta, y es por lo tanto sensible y adecuado para detectar las descargas parciales en transformadores.

4.1.2 Forma del pulso de la Descarga Parcial.

En los sistemas de aislamiento sujetos a voltajes alternos se generan pulsos de descargas parciales con tiempos de elevación muy rápidos.

Si la descarga ocurre en vacío, en aislamiento sólido o en burbujas de gas en el aceite, debe esperarse tiempos de elevación del orden de 5 ns; cuando el tiempo de elevación es de varios μ s, el pulso de descarga parcial es el resultado de conducción superficial en el aislamiento.

Se considera por lo tanto que el tiempo de elevación del pulso de descarga parcial debe estar en el intervalo de 5 ns a 0.5 μ s.

El tiempo de caída del pulso depende de la constante de tiempo del aparato bajo prueba conjuntamente con la del circuito de medición; en transformadores, generalmente el tiempo de caída del pulso es mayor que el de elevación. Con el efecto de resonancia en los devanados puede incrementarse el tiempo de caída del pulso.

En vista de estas consideraciones, para control de calidad de los transformadores es necesario ilustrar la forma general de un pulso de descarga parcial, comienza con una rápida elevación (5 ns a $0.5 \mu s$) con un tiempo de caída al menos 7 veces mayor al de elevación.

La forma básica del pulso se ilustra a continuación (Figura 4.1):

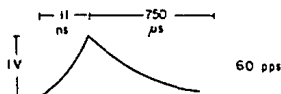


Fig. 4.1 Forma del pulso de descarga parcial

El grado de repetición de los pulsos depende de la frecuencia del voltaje aplicado, se espera un intervalo de repetición de pulsos de descarga parcial de 30 a 400 por segundo en ambos ciclos positivo y negativo.

Un intervalo de 10 a 1000 pulsos por segundo significa que existen varias fuentes de descarga parcial.

4.1.3 Medidores de pulsos de Descarga Parcial de Banda Estrecha (μ VQP).

De acuerdo con lo considerado anteriormente, el pulso de descarga parcial puede ser aproximado con un diente de sierra. El espectro de frecuencia del pulso se obtiene de la Serie de Fourier de acuerdo a las fórmulas:

$$\text{BAJA FRECUENCIA } V = 110 + 20 \log A \frac{(t_1 + t_2)}{t_2} - 20 \log f \quad (4.1)$$

$$\text{ALTA FRECUENCIA } V = 100 + 20 \log A \frac{(t_1 + t_2)}{t_1 t_2} - 40 \log f \quad (4.2)$$

donde V se expresa en decibeles sobre un microvolt pico por megahertz de ancho de banda: $\text{dB } \mu\text{V Pk} / \text{MHz BW}$

t_1 es el tiempo de elevación en μS

t_2 es el tiempo de caída en μS

f es la frecuencia en MHz.

A es el pico del pulso en volts.

En la figura siguiente se ilustra el espectro de frecuencia de un pulso de descarga parcial medido con un detector Stoddart NM20B (Fig. 4.2):

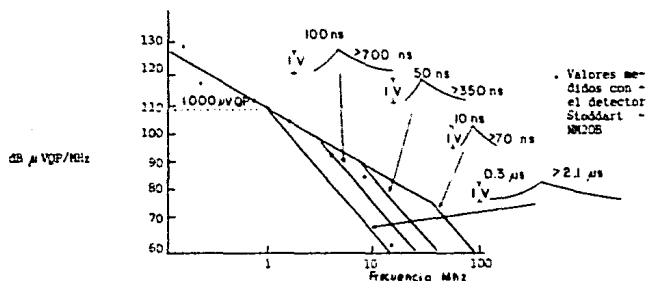


Fig. 4.2 Espectro de frecuencia para pulsos típicos de descarga parcial.

Usando estas fórmulas y una relación PK/QP de 3dB, en la figura 4.2 se muestra el espectro de frecuencia de un pulso de 1 volt de forma diente de sierra con $t_1 = 10$ ns y $t_2 \gg 10$ ns, junto con el espectro de frecuencia de otros pulsos con tiempos de elevación y caída diferentes.

Al mismo tiempo, en la Fig. 4.2 se muestran mediante puntos los valores medidos con un detector de RIV Stoddart NM20B para pulsos similares con tiempo de elevación de 50, 100 y 300 ns, los valores obtenidos, están de acuerdo con los valores calculados.

Si el tiempo de caída del pulso de descarga parcial es al menos 7 veces el de elevación, entonces a la frecuencia de 1 MHz pueden esperarse valores idénticos sobre el intervalo de elevación del pulso de $t_1 < 10$ ns y $t_1 \approx 0.5 \mu s$.

MEDIDORES DE RIV.

En la tabla 4.1 se muestran las características más importantes de los medidores de descargas parciales americanos de acuerdo a las normas ANSI (American National Standards Institute) C 63.2 - 1963 y los medidores europeos, de acuerdo con el CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique) publicación 1. 1961.

Varios detectores de RIV, los cuales cumplen con las especificaciones de la CISPR, dan lecturas similares a instrumentos americanos, utilizándose impedancias de entradas similares.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

CARACTERISTICAS DE MEDIDORES DE RIV

MEDIDOR RIV	IMPEDANCIA DE ENTRADA	ANCHO DE BANDA A 1 MHZ. [KHZ]	CONSTANTE DE TIEMPO DEL DETECTOR [ms]		EXACTITUD [dB]	μ VQP CALCULADOS A 1 MHZ PARA 60 pps*
			CARGA	DESCARGA		
FERRIS 32 D	10 pF	4.25	1	600	\pm 3	800 [58 dB]
STODDART NMA20B	10 pF o adaptador de 50 Ω	6.76	1	600	\pm 2	1340 [62.5 dB]
STODDART NM22A	50 Ω 10 pF con adaptador de alta impedancia.	9.35	1	600	\pm 2	1900 [65 dB]
SINGER-STODDART NM25T	50 Ω 20 pF con adaptador de alta impedancia.	4.55	1	600	\pm 2	900 [59 dB]
SIEMENS 3880 Y SIEMENS 3840 A	60 Ω y 150 Ω con adaptador de alta impedancia.	9.0	1	160	\pm 2	900 [59 dB]

TABLA 4.1

* pps = pulsos por segundo.

Debe notarse que para pulsos de forma diente de sierra de 1 volt y con un grado de repetición de 60 pps, la lectura del medidor Stoddart NM20B a la frecuencia de 1 MHz es $1000\mu\text{VQP}$.

Se muestran otros resultados con otros medidores como el Ferris, Singer-Stoddart y Siemens, considerando una alta impedancia acoplada al circuito capacitivo, dan lecturas que difieren 1 dB, y el medidor Stoddart NM20B da lecturas 3 y 4 dB más altas.

Se han realizado mediciones que muestran que para una amplia variedad de fuentes de descarga parcial, el medidor Stoddart NM20A a 1 MHz da lecturas 2 dB más altas que el medidor Ferris 32D con una constante de tiempo de 1 y 600 ms.

Experimentos realizados con un detector Stoddart NM25T con una entrada de 50 ohms y el detector Siemens 3840 A con una entrada de 60 ohms (usando un pulso de descarga parcial artificial de 5 a 5000 pc y 100 pps) dan como resultado valores idénticos a 1 MHz. Debe notarse que, cuando el detector Singer-Stoddart NM25T tiene una alta impedancia por medio de un adaptador, la lectura medida a 1 MHz debe multiplicarse por 35.5 (31 dB). También el medidor Siemens 3880 tiene una impedancia de 60 y 150Ω y una impedancia disponible de 1500 ohms.

El valor de $1000\mu\text{VQP}$ leído en el medidor Stoddart NM20B para un pulso de diente de sierra de 1 volt, es usado como valor de referencia para compararlo con otros medidores. Debe recordarse que este valor de $1000\mu\text{VQP}$ es válido únicamente si la medición se hace con un circuito capacitivo. También ocurren variaciones con el grado de repetición del pulso, el ancho de banda del medidor y la constante de tiempo del detector.

4.1.4 Mediciones simuladas de Descargas Parciales en Transformadores.

Para examinar el cambio en los μVQP leídos en un medidor de RIV con el grado de repetición de los pulsos de descarga parcial, se utiliza un modelo de circuito que consiste en un generador de pulsos artificiales para simular las descargas parciales, una capacitancia de 2000 pF que combina la capacitancia de la boquilla y del devanado a tierra.

La mayoría de fuentes de descarga parcial puede ser representada por un pequeño capacitor $C \leq 20 \text{ pF}$ el cual es previamente cargado a un voltaje ΔV , con una carga resultante $\Delta Q = C \cdot \Delta V$. Como C es muy pequeña, tiene una alta impedancia y puede considerarse como una fuente constante de corriente.

El modelo de circuito se muestra a continuación (fig. 4.3).

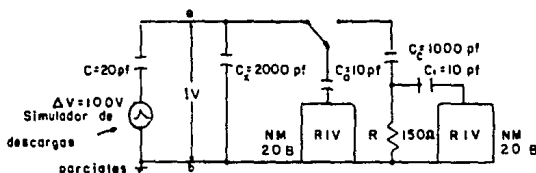


Fig. 4.3 Mediciones simuladas de descarga parcial. Circuito NEMA

Considérese primero que no se utiliza el circuito NEMA 107 - en la figura anterior; se aplica una descarga parcial simulada de 100 V de magnitud, un pulso de banda estrecha de 1V se presenta en las terminales del capacitor de 2000 pF que representa la capacitancia combinada total a tierra de los devanados del transformador y la boquilla de alta tensión. El medidor NM20B tendrá una lectura de 1000 μVQP a 1 MHz.

Si ahora se considera la medición con el circuito NEMA 107 - (con una resistencia de 150Ω y un capacitor de acoplamiento

de 1000 pF), la lectura de 1000 μ VQP cae a un valor de 850 μ VQP, el cual está de acuerdo con el valor calculado de 800 μ VQP. Utilizando las fórmulas (4.3) y (4.4) de la sección 4.1.5 con $c = 20$ pF, $C_x = 2000$ pF, $C_c = 1000$ pF y $R = 150\Omega$ para $f = 1$ MHz.

$$Z = 61.72 \angle 281.15^\circ$$

$$\mu\text{VQP}(a-b) = \frac{(61.72 \angle 281.15^\circ)(100)(1000)}{11.95 - j8018.4} = 769.72 \angle 11.06^\circ$$

Con la variación de la resistencia de 150Ω entre cero e infinito, resultan lecturas del orden de 660 y 1000 μ VQP.

Generalmente para transformadores, es más conveniente utilizar para la medición de descargas parciales la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión, con la cual se forma un circuito sintonizado, que puede ser arreglado para dar lecturas a 1 MHz, medidas con el circuito NEMA. Desde luego que las lecturas a través del circuito sintonizado pueden ser más altas que las obtenidas mediante la resistencia de 150 ohms del circuito NEMA, esto no tiene la mayor importancia, puesto que puede corregirse mediante la calibración por pulsos, y siempre se aplica para encontrar la lectura en μ VQP en las terminales del transformador.

Aunque el voltaje obtenido en el circuito sintonizado tiene la forma de una oscilación amortiguada, está relacionado con el pulso original.

4.1.5 Medición de Descargas Parciales con los Circuitos NEMA.

El circuito NEMA de 1940 consiste en un capacitor libre de descargas parciales no menor de 2500 pF acoplado a tierra a través de una resistencia de 600 ohms mediante la cual son medidos los μ VQP a 1 MHz con un detector de RIV de alta impe

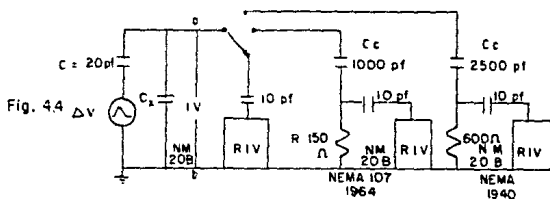
dancia (10 pF), teniendo una constante de tiempo de 10 ms para la carga y 600 ms a la descarga. En el circuito NEMA de 1964 se recomienda un capacitor no menor de 1000 pF, y los VQP a la frecuencia de 1 MHz son medidos con una resistencia de 150 ohms con un detector de RIV que tiene una constante de tiempo para la carga de 1 ms y 600 ms para la descarga.

Para utilizar estos circuitos es necesario calibrarlos para determinar la lectura de μ VQP que se tendrá en las terminales del detector, debido a que se tiene un menor valor de μ V cuando se incluye la resistencia en el circuito.

La norma NEMA recomienda una calibración con una señal senoidal obtenida de un generador de pulsos.

Cuando el circuito NEMA de 1964 se introdujo, se esperaba que los valores obtenidos de la prueba no cambiaran radicalmente, y en efecto se obtuvieron lecturas similares entre ambos circuitos. Esto se explicará a continuación porque se obtuvieron lecturas similares en equipos de alto voltaje con un valor bajo de capacitancia a tierra en el orden de 300 a 500 pF.

Considérese el circuito de la fig. 4.4, en donde C_x es la capacitancia a tierra vista por la fuente de descarga parcial, si en C_x se produce un voltaje de 1 volt, de acuerdo con la fig. 4.2 de la sección 4.1.3 la lectura a 1 MHz con un detector de RIV Stoddart NM20B es 1000 μ V.



Mediante la adición de una resistencia debe cambiar la lectura obtenida debido a que varía la respuesta a la frecuencia, según lo indica la fórmula:

$$\mu\text{VQP (a-b)} = \frac{Z\Delta V}{-jX + Z} \quad \text{.....(4.3)*}$$

$$Z = \frac{-Xx (Xc + jR)}{R - j (Xx + Xc)} \quad \text{.....(4.4)}$$

donde X, Xc y Xx son las reactivancias a 1 MHz de C, Cc y Cx; R es la resistencia en el circuito NEMA y ΔV es el voltaje de la descarga parcial requerido para obtener 1 V en el capacitor Cx.

En los dos circuitos NEMA se tiene una resistencia, la cual se conecta mediante el capacitor de acoplamiento Cc a Cx. La lectura obtenida es menor de 1000 μVQP y varía considerablemente conforme Cx cambia, tal y como se muestra en la figura 4.5.

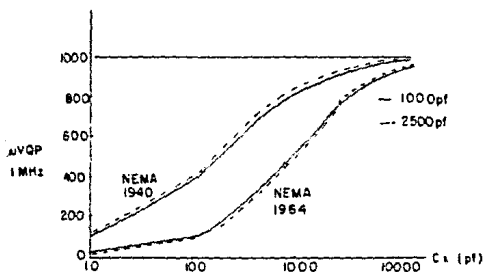


Fig.4.5 Gráfica comparativa entre dos circuitos NEMA.

* Apéndice C.

Debe notarse que únicamente en la respuesta de frecuencia del circuito, las lecturas con el circuito NEMA 1940 son más altas que con el NEMA 1964; sin considerar el grado de repetición de los pulsos y las constantes de tiempo de los medidores. Se tiene un incremento notable en los μV cuando C_x varía de 500 a 2000 pF en comparación con el incremento de los μV en el intervalo de 300 a 500 pF, cuando se utiliza el circuito NEMA 1964.

A manera de completar la comparación entre los circuitos NEMA, se considera cómo afectan a las lecturas de los detectores de RIV, la variación del grado de repetición de los pulsos, así como las constantes de tiempo de los detectores.

La curva de la figura 4.6 indica cómo varía la lectura de μV_{QP} a 1 MHz del detector de RIV NM20B; para diferentes valores del grado de repetición de los pulsos, cuando el valor pico del pulso es constante. La ecuación que rige este comportamiento es:

$$V_{QP}/V_{pk} \sim nT^{t_2/t_1} \left[\frac{1}{1 + nT^{t_2/t_1}} \right] \dots (4.5)$$

donde V_{QP} y V_{pk} son las lecturas cuasi pico y pico, n es el grado de repetición de los pulsos (pps), t_1 y t_2 son las constantes de tiempo para la carga y la descarga del detector de RIV, T es el recíproco del doble del ancho de banda del detector de RIV.

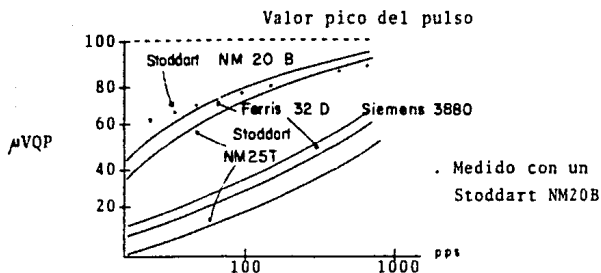


Fig. 4.6 Variación en la lectura QP a 1 MHz para los detectores de RIV con el grado de repetición de los pulsos.

En la figura 4.6 puede observarse que los valores leídos con el detector están de acuerdo con los valores calculados con la ecuación 4.5.

En la figura 4.7, se grafican las curvas de la relación entre el circuito NEMA de 1964 y 1940, en términos de la capacitancia a tierra C_x y para diferentes valores del grado de repetición de los pulsos.

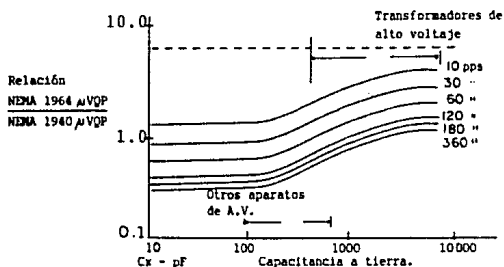


Fig. 4.7

Para el intervalo de capacitancia de los transformadores de 300 a 5000 pF y para descargas parciales con un grado de repetición de 30 a 60 pps, las lecturas tomadas con el circuito NEMA de 1964 pueden ser el doble de las tomadas con el circuito NEMA de 1940, para otros aparatos con un bajo valor de capacitancia, existe una pequeña diferencia entre las mediciones tomadas en ambos circuitos.

4.1.6 Pruebas con Aislamientos de Transformadores.

Para estudiar el deterioro de aislamientos de transformadores, se realizan pruebas con el circuito NEMA, aplicando alto voltaje, y la medición de RIV se hace a intervalos periódicos. Se utiliza un capacitor libre de descargas parciales como elemento de acoplamiento.

Se colocan muestras idénticas de aislamiento como se muestra en la figura 4.8.

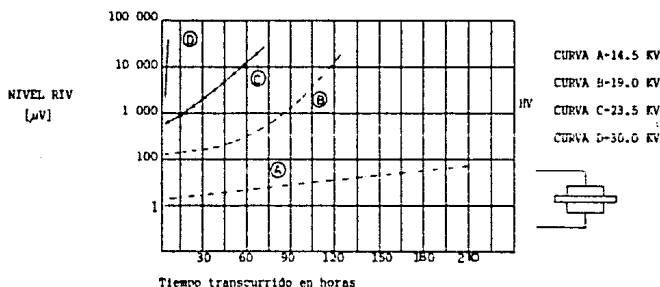


Fig. 4.8 Mediciones de RIV en papel impregnado con aceite.

Las muestras son tres hojas de papel seco e impregnado al vacío con aceite de transformador y colocado entre dos electro-

dos de aluminio.

Los electrodos son de 8 pulgadas de diámetro y dos pulgadas de espesor con los bordes redondeados con radio de 1 pulgada. Cada muestra (A, B, C y D de la figura 4.8), fue probado con diferentes voltajes de inicio, el cual fue mantenido constante durante la prueba. Todas las muestras tienen idénticas condiciones ambientales. Como es de esperarse, entre más alto sea el voltaje aplicado, mayor es el nivel inicial de descargas parciales en $t = 0$.

Para la condición más severa de voltaje inicial de descargas parciales, aumenta más rápidamente el nivel de d.p. con el tiempo. Los muestreos fueron realizados hasta llegar a la ruptura de la rigidez dieléctrica del papel, las muestras que tienen un alto nivel inicial de descargas parciales, fallan más rápidamente que las muestras que tienen un bajo nivel inicial de RIV.

Las muestras que tienen un alto nivel inicial de d.p. y un mayor grado de incremento con el tiempo causan más sitios de ruptura en el papel. Con esto puede considerarse que un mayor nivel inicial de descargas parciales indica un daño más severo en el aislamiento. La correlación existente para estructuras similares entre la magnitud inicial de RIV, el grado de elevación y el tiempo de falla no necesariamente existe en estructuras no semejantes.

Considérese la figura 4.9 en donde las curvas E y B corresponden a las curvas A y B respectivamente de la figura 4.8, las cuales fueron graficadas para referencia.

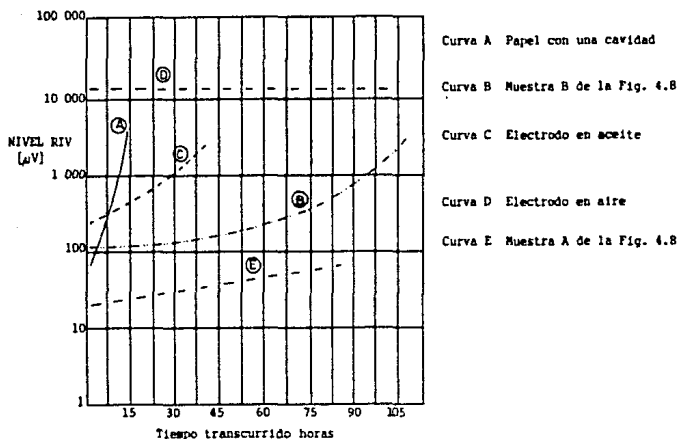


Fig. 4.9 Mediciones de RIV en diferentes muestras de aislamiento.

El montaje para la prueba de donde se obtuvo la curva A fue construido en la misma forma que el de la figura 4.8, excepto que contenía una pequeña cavidad intermedia en las hojas de papel. El nivel de RIV de la curva A de $50 \mu V$ conduce a una falla después de 17 hrs.

La curva C fue obtenida en un electrodo de alto voltaje, el cual fue colocado en aceite en un tanque aterrizado de un transformador. La erosión de la superficie del metal y la deterioración del aceite puede observarse y el nivel de RIV se incrementa con el tiempo, aunque no hay aislamiento sólido involucrado.

La curva D de la figura 4.9 tiene un nivel inicial de 15000

μV , el cual es el nivel más alto de las muestras, corresponde a un electrodo en aire. Después de un tiempo de 110 horas la lectura se conserva aproximadamente al mismo valor. El electrodo (varilla de 1/8 pulgadas de diámetro) fue expuesto al aire sin ningún material orgánico involucrado.

Las variaciones en la forma de las curvas muestran que estructuras diferentes de aislamiento reaccionan diferentemente al voltaje aplicado, y su comportamiento no puede ser juzgado simplemente por el nivel inicial de RIV.

Un nivel alto de RIV se encuentra en arreglos tales como boquillas expuestas a alto voltaje y conexiones. Es evidente que la magnitud relativa de RIV medida en transformadores de potencia puede o no significar una medición del tiempo posible de falla, causado por la fuente de descargas parciales.

De las curvas de la figura 4.8 puede conjeturarse que un transformador con un nivel de descargas parciales de $100 \mu\text{V}$ puede fallar. De la curva D de la figura 4.9 sin embargo puede observarse con un nivel de d.p. de $15000 \mu\text{V}$ sin que se presente una falla.

Debe notarse que el arreglo probado en aceite, involucra materiales orgánicos, los cuales producen curvas con un grado de elevación positivo de RIV con el tiempo. Por esto debe ser posible separar las condiciones indicadas en las curvas A, B, C y D de la figura 4.9 para descargas parciales en aire y en aceite, debe tenerse entonces una herramienta para la investigación práctica en transformadores, es decir, un detector, el cual pueda ser utilizado para distinguir la naturaleza de los pulsos en transformadores, esto se logra cuando se incluye en el circuito de detección un despliegue de un osciloscopio como una ilustración verdadera de los pulsos de RIV que aparecen en las terminales del transformador, ya

que existen diferencias marcadas en el despliegue de pulsos de d.p. en aire y aceite, con lo que es posible distinguirlas. Sobre este punto se tratará mas ampliamente en el Capítulo V sección 5.1.5.

4.2 Relación $Pc/\mu V$.

4.2.1 El Picocoulomb (pc).

El pulso de voltaje producido por la descarga parcial varia inversamente con la capacitancia conectada en ese lugar. Esta capacitancia es una variable determinada por la construcción del transformador y la del circuito conectado.

Si un capacitor de 1 pF se carga hasta que exista una diferencia de potencial de un volt a través de él, y se cortocircuita descargándolo completamente, se libera una carga de $Q = CV = 1 \text{ pc}$.

La cantidad de carga que debe ser suministrada en las terminales del objeto donde se manifiesta la descarga parcial, para restablecer la caída de voltaje producida por la descarga parcial, es la carga aparente expresada en picocoulombs.

La carga aparente no es igual a la cantidad de carga local involucrada en el lugar de la descarga parcial, esta última, no puede ser medida directamente, debido a que en las terminales del transformador, se recupera una parte de esta señal debido al ancho de banda del detector, físicamente no es posible hacer la medición en el lugar de la descarga parcial, para conocer su magnitud exacta, porque su ubicación dentro del devanado lo impide.

Generalmente, para descargas parciales, la carga y la descar

ga ocurre rápidamente (en el orden de ns) y se repite cada ciclo durante la aplicación de voltaje. Por esto para medir los pc de la descarga parcial, es necesario utilizar un amplificador de banda ancha (20 ~ 200 KHz).

Para mediciones de descargas parciales en pc (A.C.), se mide el pulso más largo por ciclo.

4.2.2 Medición de Banda Ancha del Pulso de Descarga Parcial (pc).

Una diferencia importante entre los detectores de picocoulombs y los de RIV (μV) está relacionada con el ancho de banda. Esta característica es importante para reducir el efecto de resonancia en los devanados del transformador, tal resonancia es ocasionada por el pulso inicial, la cual mejora o reduce el pulso medido para una frecuencia particular del detector de banda estrecha, tal y como la del detector de RIV. Esta resonancia modifica el voltaje observado por el medidor de RIV y depende del tipo de devanado del transformador. Los circuitos diseñados para la mayoría de los amplificadores detectores de pc, están contemplados para medir descargas individuales donde la resolución de RIV es extremadamente pobre. La salida de un detector de picocoulombs indica un valor casi pico.

Si se requiere medir la altura del pulso para la medición en pc, se requiere un ancho de banda de 100 a 200 KHz.

Generalmente para la medición de pc, se requiere un amplificador con suficiente ancho de banda para sumar bastantes armónicas y así proporcionar una mayor exactitud en la medición del tamaño del pulso.

4.2.3 Relación Pc y μV .

La relación entre la medición de μV y pc depende de la capacitancia efectiva del objeto bajo prueba, en este caso, del devanado del transformador y las capacitancias asociadas tales como las de la boquilla de alto voltaje del transformador y la del aparato de medición, las cuales son vistas por el generador de descargas parciales.

Considérese una capacitancia efectiva de 1000 pF (C_x) con un tren de pulsos diente de sierra de 60 pps , se tiene un voltaje de 1 V a través de C_x (Fig. 4.10). Entonces la carga es $Q = CV = 1000 \text{ pc}$ y de la Fig. 4.2 para tal pulso medido con un detector Stoddart NM20B a 1 MHz , se tiene una lectura de $1000 \mu V$, se sigue entonces que $1 \text{ pc} = 1 \mu V$. Obviamente la relación $pc/\mu V$ es proporcional a la capacitancia.

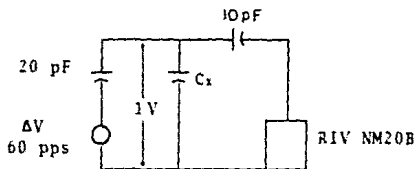


Fig. 4.10 Circuito de medición de descargas parciales.

4.2.4 Relación $pc/\mu V$ y su variación con la localización de la Descarga Parcial en el Devanado del Transformador.

La relación $pc/\mu V$ depende de la capacitancia resultante a través de la cual la fuente de descargas parciales genera un voltaje de banda ancha, y para devanados de transformadores,

puede ser representada por una red capacitiva en escalera, - la relación $pc/\mu V$ medida en las terminales varía con la localización de la descarga parcial. Se considera por simplicidad que el pulso de banda ancha de descarga parcial (pc) y su armónica a 1 MHz (μVQP) se atenúan en la misma relación a lo largo del devanado, aunque esta consideración no es del todo adecuada, debido al efecto de resonancia que puede causar distorsión en la atenuación de las armónicas, pero este efecto se considerará después.

La red capacitiva del transformador determina la distribución de voltajes transitorios a lo largo del devanado y tiene una fuerte influencia en la atenuación de los pulsos de alta frecuencia. La distribución del voltaje depende del valor α del devanado, donde $\alpha = N (C_G/C_S)^{1/2}$ donde N es el número de secciones del devanado y C_G y C_S son respectivamente el valor de las capacitancias a tierra y serie de cada sección.

Cuando se requiere una buena distribución de voltajes transitorios se utiliza un valor bajo de α el intervalo práctico es alrededor de 1.5 a 3.5 para devanados con alta capacitancia serie (≥ 138 KV) en el intervalo de α entre 10 y 14 corresponde a devanados continuos para bajo voltaje (≤ 69 KV).

Una red capacitiva uniforme con valores de C_G y C_S constantes en cada sección, corresponden a los transformadores tipo núcleo; en los transformadores tipo acorazado monofásico o en trifásicos conexión estrella se utiliza una red capacitiva graduada.

A manera de predecir y calcular la relación $pc/\mu V$ medida en las terminales del devanado de los transformadores, es necesario conocer los valores de la red capacitiva equivalente y de la capacitancia total vista por la fuente de descargas parciales localizada en diferentes partes del devanado.

Considere la red capacitiva graduada del devanado de un transformador monofásico tipo acorazado. (Fig. 4.11)

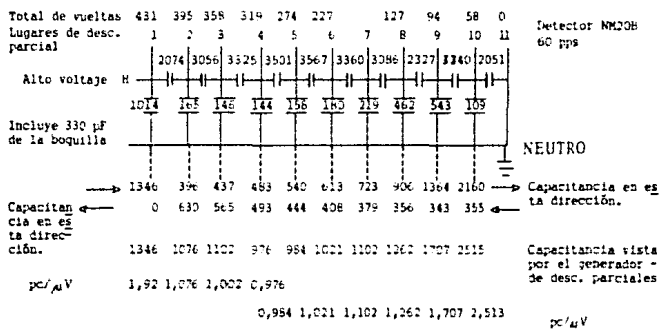


Fig. 4.11 Red capacitiva equivalente de un transformador monofásico tipo acorazado.

La redequivalente consiste en diez secciones con una boquilla de alto voltaje de un lado y un neutro aterrizado del otro.

El valor de la capacitancia vista por el generador de descargas parciales cerca del neutro y cerca de la boquilla de alta tensión puede ser fácilmente calculada, por ejemplo en el lugar 7 se tiene una capacitancia de 723 pF vista cerca del neutro y de 379 pF en dirección inversa, por lo tanto la capacitancia total es de 1102 pF (723 + 379). De esta forma la red capacitiva puede ser reemplazada por un capacitor de 1102 pF.

Si se tiene 1 v a través de este capacitor de 1102 pF, debido a la fuente de descargas parciales de 60 pps, los μ VQP medidos con el detector de RIV Stoddart NM20B acoplado con una alta impedancia son 1000 μ VQP. Por esta razón pc/ μ V medida en la terminal de alto voltaje debido a la fuente de descar-

gas parciales en el lugar 7 es de 1.102.

Lo anterior considera que el pulso de descarga parcial y sus armónicas sufren la misma atenuación a lo largo de la red, - lo cual es cierto si las capacitancias no son sensibles a la frecuencia.

Cuando la fuente de descarga parcial está localizada en el lugar 1, la capacitancia equivalente es de 1346 pF y los μ VQP medidos en las terminales de la boquilla, utilizando el detector de RIV Stoddart NM20B con el circuito NEMA son 700. Por tanto la relación pc/ μ V es igual a 1.92.

En este ejemplo la capacitancia vista por la fuente de descargas parciales varía de un máximo de 2515 pF cerca del neutro, a un mínimo de 976 pF en la terminal de alto voltaje. - La relación pc/ μ V medida en la terminal de alto voltaje varía con la localización del generador de descargas parciales. Fig. 4.12.

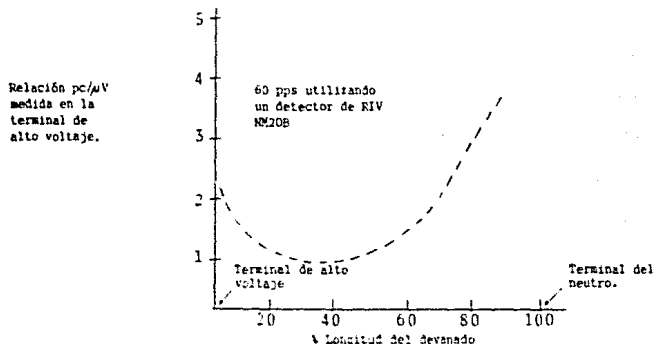


Fig. 4.12 Variación de la relación pc/ μ V medida en la terminal de alto voltaje con la localización de las descargas parciales en un transformador tipo acorazado.

La capacitancia vista por el generador de descargas parciales entre el devanado del mismo, depende del tipo de devanado y la red capacitiva equivalente, y de si la conexión es monofásica, trifásica, conexión estrella o delta. En la tabla 4.2 se calculan las variaciones para esta capacitancia equivalente y se muestra para diferentes tipos de transformadores.

Se observa que el intervalo de valores de la capacitancia es de ~ 300 pF a 10000 pF, y que los valores más altos ocurren cerca del neutro. Generalmente un devanado con un valor bajo de α tiene una capacitancia equivalente en la región de 1000 pF, comparada con el valor de 350 pF para valores altos de α .

La relación $pc/\mu V$ medida en las terminales del transformador es directamente proporcional a la capacitancia equivalente de los devanados a través de los cuales la fuente de descargas parciales se desarrolla.

Si se tiene una fuente de descargas parciales en la terminal de alto voltaje y se conecta el circuito de medición NEMA de 1964, entonces puede estimarse la lectura de μVQP de la figura 4.5 para un grado de repetición de 60 pps. De esta forma pueden ser construidas las curvas. En la figura 4.12 se predice la variación de la relación $pc/\mu V$ medidos en el transformador con la localización de la fuente de descargas parciales. Curvas diferentes resultan para diferentes tipos de transformadores, y también es necesario considerar el efecto del ancho de banda del detector, las constantes de tiempo del mismo y el grado de repetición de los pulsos (Fig. 4.6). Esas curvas son válidas para cuando las descargas parciales ocurren entre vueltas del devanado o secciones (fuente serie), así como para descargas parciales del devanado a tierra (fuente paralelo), debido a que las características de

atenuación son similares.

Usando los valores de capacitancia de la tabla 4.2, los datos de la fig. 4.6 y la información necesaria del circuito NEMA (fig. 4.5) pueden construirse las curvas para diferentes condiciones de medición y diferentes tipos de transformadores. En la fig. 4.13 se muestran tales curvas, pero únicamente para un grado de repetición de 60 pps medidos con el detector de RIV NM20B.

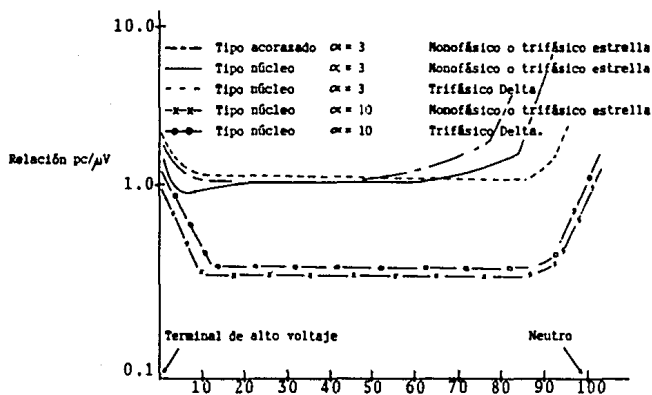


Fig. 4.13 Variación de la relación $pc/\mu V$ medidos en la terminal de alto voltaje para diferentes localizaciones de la descarga parcial.

TABLA 4.2 CAPACITANCIAS VISTAS POR LA FUENTE DE DESCARGAS
PARCIALES EN LOS DEVANADOS DE LOS TRANSFORMADORES.

Capacitancia (pF) visto por el generador de desc. parciales
contra % longitud del devanado.

Transformador	Boquilla de Alto voltaje										Neutro o boquilla A.V. } Neutro Aterrizado	
	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100%	
Tipo acorazado Mono fásico o trifásico en estrella $\alpha = \sim 3$	1346	1070	990	960	970	1020	1100	1270	1800	3500	Extrapolado	10000
Tipo núcleo con alta capacitancia serie Monofásico o Trifási co en estrella $\alpha = \sim 3$ $C_G = 25$ pF $C_s = 10000$ pF	850	900	950	970	990	1000	1020	1080	1320	2100	Neutro Aterrizado	10000
Tipo núcleo con alta capacitancia serie trifásica en delta $\alpha = 10$ $C_G = 25$ pF $C_s = 1000$ pF 64 secciones	1300	1150	1080	1050	1020	1020	1020	1050	1080	1150		1300
Tipo núcleo devanado continuo tres fases en delta	650	350	350	350	350	350	350	350	350	350		650

4.2.5 Variación de la Relación $pc/\mu V$ con la Capacitancia vista por el - Generador de Descargas Parciales.

Una forma usual de presentar los datos de las dos unidades - de medición, es graficar la relación $pc/\mu V$ contra la capacitancia C_x vista por el generador de descargas parciales, (Figuras 4.14 y 4.15). El cambio en la relación $pc/\mu V$ con la capacitancia del objeto bajo prueba es evidente, se tiene una relación pequeña $pc/\mu V$ para valores pequeños de capacitancia (< 500 pF) (Fig. 4.14), y se incrementa la relación para intervalos de capacitancia de 300 a 5000 pF como en los devanados del transformador (Fig. 4.15). En ambas figuras 4.14 y 4.15 el máximo, mínimo y el valor promedio de la relación $pc/\mu V$ se muestra para intervalos de capacitancia de 100 a 10000 pF, considerando grados de repetición de 10 a 10000 - pps y el uso de detectores europeos y americanos.

Aunque la relación $pc/\mu V$ está en el intervalo de 0.2 a 60, puede verse que en promedio, para la mayoría de transformadores y la mayor parte de lugares de descarga parcial, la relación $pc/\mu V$ varía de 0.2 a 5.0. La estimación de esta relación promedio para transformadores coincide con el histograma de mediciones prácticas tomadas por Munice y Sharon⁽¹⁾ Fig. 4.16. Además, en promedio, los detectores europeos y americanos arrojan resultados que difieren 2dB uno del otro, lo - cual ayuda a la elaboración de un estándar internacional.

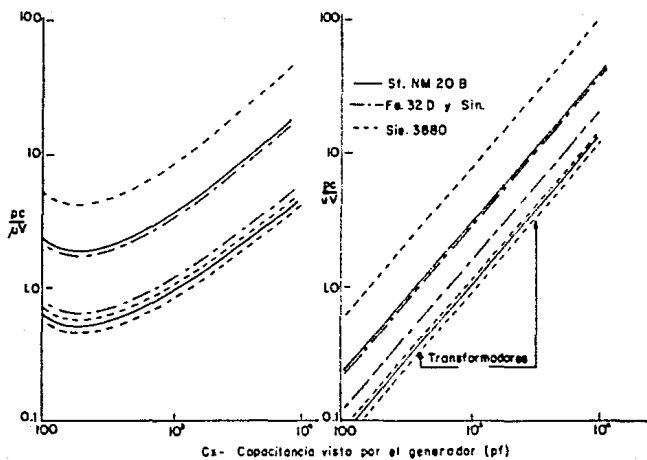


Fig. 4.14

Fig. 4.15

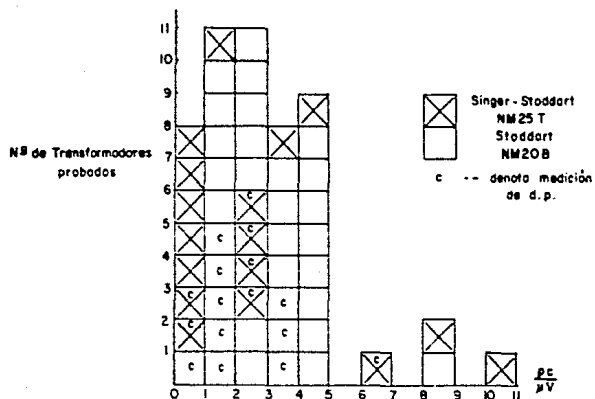


Fig. 4.16

4.2.6 Conclusiones.

- 1.- Las mediciones en μV pueden ser correlacionadas con los valores en pc, si se conoce la capacitancia vista por la fuente de descargas parciales o es posible calcularla.
- 2.- Para transformadores, la relación pc/ μV cambia con la localización de la fuente de descargas parciales y el tipo de red equivalente, varía de 0.2 a 60, pero en promedio la relación esperada es de 0.2 a 5.
- 3.- Comparado con las mediciones en pc, las lecturas en μV están sujetas a error debido a la resonancia en los devanados, en una frecuencia cercana a 1 MHz y cambia con el grado de repetición de los pulsos. En medidores de RIV - americanos el error debido al cambio de 60 a 1000 pps es menor de 2dB (26%) pero para medidores europeos pueden resultar errores mayores al 100%.

4.3 Medición de Descargas Parciales utilizando la derivación capacitiva de la Boquilla de Alto Voltaje del Transformador.

4.3.1 Introducción.

En 1960 el problema de medir las descargas parciales de los transformadores de potencia para 460 KV fue estudiado por la Compañía Eléctrica de Pensilvania. Se concluyó que el uso de un capacitor de acoplamiento de alto voltaje para el equipo de medición, impone serias limitaciones y desventajas, incluyendo el problema de eliminar las descargas parciales en él; se hizo un estudio para utilizar la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión como elemento de acoplamiento, ésta se provee para la medición del factor de potencia en condiciones de operación.

El uso de la derivación capacitiva da como resultado una relación de voltaje de salida al voltaje de entrada al instrumento de 0.03 o menor, dependiendo del valor de capacitancia de la derivación. Para superar esta desventaja se adiciona un circuito resonante para mejorar esta relación.

El uso de la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión permite reducir notablemente el equipo necesario para la prueba además de otras ventajas, entre ellas:

- 1.- Elimina la necesidad de conexiones de alto voltaje libres de descargas parciales.
- 2.- Omite el uso del capacitor de acoplamiento libre de descargas parciales.
- 3.- Reduce al mínimo la exposición a un ambiente de interferencia, por lo que la prueba puede realizarse sin el uso de cuartos especiales con blindaje para esta interferencia.
- 4.- El circuito puede ser calibrado para obtener los mismos valores numéricos de descargas parciales en microvolts del circuito NEMA.

Esta conexión utiliza un circuito como el que se ilustra a continuación. Fig. 4.17.

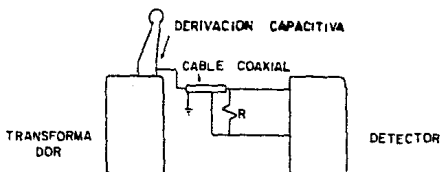


Fig. 4.17

Estas ventajas adquieren importancia en transformadores donde el voltaje de prueba está por arriba de 500 kv.

El uso de la derivación capacitiva, requiere de la aplicación de un factor de corrección en las lecturas del medidor, a manera de obtener lecturas similares a las del circuito NEMA.

Este multiplicador está determinado en parte, por el efecto divisor de la capacitancia en la boquilla. Para el circuito de la Fig. 4.17 el valor de este factor es de 10 a 40 ó 50.

4.3.2 Sintonización por Inductancia Variable.

Considérese el siguiente circuito resonante (Fig. 4.18).

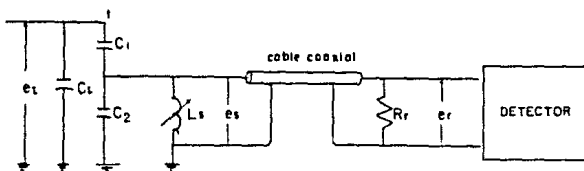


Fig. 4.18

C_1 = Capacitancia de la terminal de la boquilla a la derivación.

C_2 = Capacitancia de la derivación a tierra.

C_t = Capacitancia de la derivación.

L_s = Inductancia variable.

R_r = Resistencia de carga.

e_s = Tensión al inicio del cable coaxial.

e_r = Tensión al final del cable coaxial.

e_t = Tensión en la derivación.

En este circuito se obtiene una condición de resonancia para dar una lectura máxima e_r para la medición. El cambio en la frecuencia de medición está acompañado por un ajuste en la frecuencia de medición a un valor deseado. Se utiliza como estándar el valor de 1 MHz.

Este circuito puede analizarse en base a un circuito equivalente simplificado como en el de la Fig. 4.19.

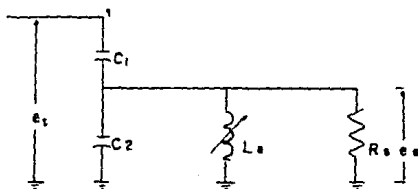
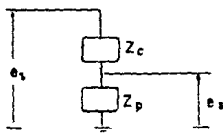


Fig. 4.19

Se desea obtener la relación entre e_s y e_t para maximizarla. Considérese que $|Z_p|$ = valor absoluto de la impedancia de C_2 , L_s y R_s en paralelo.

$|Z_t|$ = valor absoluto de la impedancia vista desde la derivación.

Por tanto el circuito es equivalente al siguiente:



Por divisor de tensión se tiene que:

$$e_s = \frac{Z_p}{Z_{c1} + Z_p} e_t \quad \dots\dots(4.6)$$

Pero $Z_t = Z_{c1} + Z_p$ por lo que substituyendo en $\dots\dots(4.6)$

$$e_s = \frac{Z_p}{Z_t} e_t$$

de donde:

$$\frac{e_s}{e_t} = \left| \frac{Z_p}{Z_t} \right| \quad \dots\dots(4.7)$$

Del circuito de la Fig. 4.18 evaluando $|Z_p|$ y $|Z_t|$ se tiene:

$$\left| \frac{Z_p}{Z_t} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_{c1}}{X_{c2}} - \frac{X_{c1}}{X_{L5}} \right)^2 + \left(\frac{X_{c1}}{R_s} \right)^2}}$$

Considerando como variable a X_{L5} , esta expresión alcanza un máximo cuando:

$$X_{L5} = \frac{X_{c1} \cdot X_{c2}}{X_{c1} + X_{c2}} = \frac{1}{\omega(C_1 + C_2)} \quad \dots\dots(4.8)$$

y corresponde a la relación:

$$\frac{e_s}{e_t} \text{ máx} = \left| \frac{Z_p}{Z_t} \right| \text{ máx} = \frac{R_s}{X_{c1}} \quad \dots\dots(4.9)$$

la cual es independiente del valor de la capacitancia C_1 .

El máximo valor de e_s asegura un máximo valor de e_r , puesto que para un cable coaxial determinado la relación $\frac{e_r}{e_s}$ es constante.

Este método de sintonización tiene una objeción práctica, la

* Ver Apéndice A.

cual consiste en que requiere la localización de una inductancia variable en la base de un transformador energizado. Sin embargo, el comportamiento del circuito queda verificado por la comparación de valores medidos y calculados de la relación e_r/e_t dados en la Fig. 4.20.

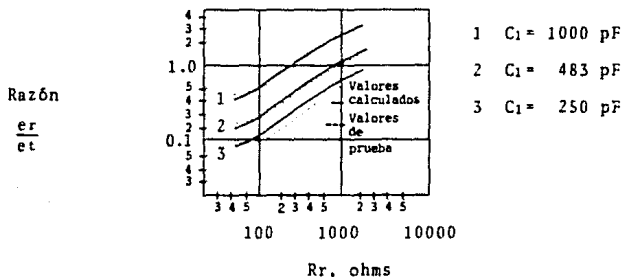


Fig. 4.20 Comparación de valores calculados y de prueba para el circuito resonante de medición de la Fig. 4.18.

Los cálculos están basados utilizando un cable coaxial de 100 pies de longitud (30.4 m) con un mínimo de pérdidas de transmisión y de constantes distribuidas.

La fuente de voltaje consiste en un generador de pulsos cuadrados aplicados en el punto t (fig. 4.18) a través de un capacitor de 20 pF. Esto representa los pulsos de descarga parcial con un valor fijo de picocoulombs y una frecuencia de 1000 ciclos/s. El detector utilizado es un Ferris Modelo 32-F sintonizado a 1 MHz.

Con referencia a la relación e_r/e_t , la Fig. 4.20 indica que es posible obtener una relación unitaria mediante un cambio apro

piado en la resistencia de carga R_r . La excepción a este caso, es cuando la capacitancia C_1 es muy pequeña. Cuando el valor de la capacitancia está situado alrededor de 350 pF, esta objeción no es seria. Para esta prueba con una resistencia de carga de 1500Ω se tiene una relación ϵ/ϵ_0 unitaria.

4.3.3 Sintonización por Carga Reactiva.

La localización impráctica de la inductancia variable del circuito de la Fig. 4.18, conduce a investigar las condiciones de resonancia con una carga reactiva al final del cable coaxial.

La mejor aproximación a esto, es reemplazar el cable cargado por su impedancia equivalente de entrada Z_s definida por la ecuación (4.10).

$$\frac{Z_s}{Z_0} = \frac{\xi \cos \Theta + j \operatorname{sen} \Theta}{\cos \Theta + j \xi \operatorname{sen} \Theta} = \frac{\xi + j \operatorname{Tan} \Theta}{1 + j \xi \operatorname{Tan} \Theta} \quad \dots (4.10)$$

donde:

Z_0 = impedancia característica del cable.

= 73 ohms para el cable RG 59/v utilizado en las pruebas.

$$\xi = Z_r/Z_0$$

Z_r = Impedancia de carga.

Θ = ángulo de transmisión del cable.

= 52.2° para el cable utilizado.

Para carga puramente reactiva $\xi = jX_r/Z_0$, X_r es positivo para una reactancia inductiva, y negativo para una reactancia capacitiva. Reemplazando ξ por jX_r/Z_0 en (4.10) se obtiene:

$$\frac{Z_s}{Z_0} = j \frac{X_r/Z_0 + \operatorname{Tan} \Theta}{1 - X_r/Z_0 \operatorname{Tan} \Theta} = j \frac{X_s}{Z_0} \quad \dots (4.11)$$

Por tanto para carga reactiva, Z_s es una reactancia pura, positiva o negativa. Cuando X_s es positiva, es decir inductiva el cable y esta carga, pueden ser reemplazados por una inductancia equivalente L_s' y el circuito de medición adquiere la forma del circuito de la Fig. 4.19. De esta manera, la sintonización del circuito se produce por la variación de L_s' . Sin embargo, el valor de L_s' está determinado por la reactancia X_r de acuerdo con la ecuación (4.11).

A manera de ver que valor de impedancia de carga se requiere considérese la ecuación (4.11), X_s debe ser inductiva, es decir $X_s > 0$. Además este valor está definido por (4.8) depende del valor de las capacitancias C_1 y C_2 . Considerando el intervalo práctico de valores de $C_1 + C_2$ de 3600 a 18000 pF, el correspondiente intervalo de valores de X_s es de 53 a 10.6 ohms a 1 MHz. Para un cable con $Z_0 = 75$ ohms (100 pies de longitud), el intervalo de X_s/Z_0 es de 0.7 a 0.1 aproximadamente. De la ecuación (4.11) despejando X_r/Z_0 se obtiene:

$$\frac{X_r}{Z_0} = \frac{X_s/Z_0 - \tan \Theta}{1 - X_s/Z_0 \tan \Theta} \quad \dots (4.12)$$

Esta ecuación se grafica a continuación en la Fig. 4.21 utilizando X_s/Z_0 como parámetro en el rango de $0.1 < X_s/Z_0 < 0.7$.

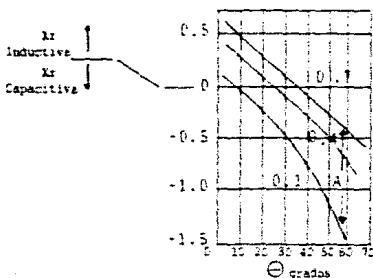


Fig. 4.21 Gráfica de la función dada por la ecuación (4.12)

Donde A es el intervalo requerido de X_s/Z_0 para un cable coaxial con $\Theta = 55^\circ$ y una carga X_r capacitiva. El circuito de medición utilizado es el de la figura 4.22.

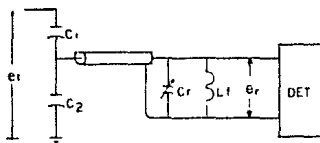


Fig. 4.22 Circuito resonante de medición que emplea una carga capacitiva al final del cable coaxial; la inductancia tiene un valor pequeño de impedancia en paralelo, para la frecuencia de prueba.

La sintonización se logra variando el valor de C_r , obteniendo de esta forma una lectura máxima en el detector. La inductancia L_f se incluye como filtro paso altas para eliminar la componente de baja frecuencia de la fuente de poder. Para la frecuencia de las descargas parciales, esta admitancia es considerablemente pequeña.

La figura 4.21 indica que para longitudes cortas de cable coaxial (es decir valores pequeños de Θ) el margen requerido para la reactancia de carga, está comprendido para valores positivos, es decir una reactancia inductiva. Esto puede llevarse a cabo fácilmente con el uso de un circuito serie L_c como se muestra en la figura 4.23.

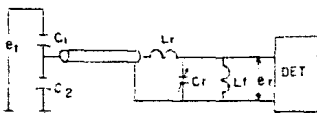


Fig. 4.23 Circuito resonante modificado.

Este circuito puede ser utilizado con la ventaja de que se disminuye la longitud de cable coaxial y el tamaño del capacitor variable.

Desde un punto de vista práctico, para la medición de descargas parciales, es necesario conocer el valor de la relación de calibración ϵ_r/ϵ_t . Usando el circuito de la fig. 4.23 se tiene que con un cable coaxial de características fijas, los únicos parámetros variables que definen la relación ϵ_r/ϵ_t son las capacitancias de la boquilla C_1 y C_2 . De aquí que para un par de valores de C_1 y C_2 dados, la relación ϵ_r/ϵ_t está determinada.

La figura 4.24 muestra tal relación.

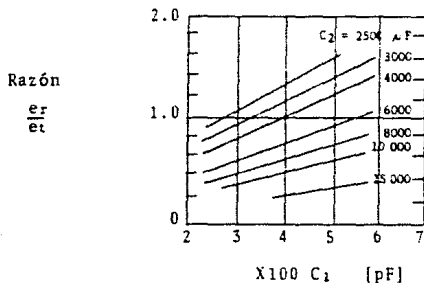


Fig. 4.24 Carta de calibración empírica para el circuito de medición de la figura 4.23.

Los puntos graficados representan las capacitancias C_1 y C_2 en una boquilla típica que opera de 450 a 1800 KV BIL. En general, valores grandes de C_2 corresponden a un mayor número de kilovolts.

En el circuito de la figura 4.23, el cable coaxial empleado es el RG 59/v (75Ω) y $L_r = 20 \mu\text{H}$. Cuando las capacitancias de la boquilla son conocidas, la relación de calibración ϵ^2/ϵ puede obtenerse de esta carta. Esta carta de calibración es empírica y se obtiene utilizando unos capacitores de bajo voltaje que representan a C_1 y C_2 (Fig. 4.23) y un generador de pulsos cuadrados que representa la fuente de descargas parciales.

Los puntos graficados en la figura 4.24, representan pares de valores de C_1 y C_2 para diferentes valores de voltaje. Generalmente un valor grande de C_1 y particularmente de C_2 corresponde a un valor mayor de KV. La relación ϵ^2/ϵ varía de 0.4 a 1.4.

Debe entenderse que esta carta de calibración se aplica únicamente a un caso específico de circuito de medición. Si se utiliza un cable coaxial más corto u otro de diferentes características, el valor de la relación ϵ^2/ϵ cambia. Sin embargo, como la relación ϵ^2/ϵ está en función de las capacitancias de la boquilla, este valor puede ser establecido por calibración.

Otro uso práctico de la carta, es que puede obtenerse el valor de la capacitancia de sintonización C_r . La ecuación (4.6) indica que este valor depende de la suma de $C_1 + C_2$.

4.3.4 Conclusiones.

El objeto de este circuito es obtener una medición de descargas parciales en transformadores de acuerdo al circuito NEMA sin los inconvenientes de utilizar conexiones de alto voltaje libres de descargas parciales o capacitores de acoplamiento, cuando se dispone de la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión. El uso de este circuito sintonizado,

mejora la sensibilidad de la medición, se reduce notablemente el efecto de ruido externo y en algunos casos puede omitirse el uso de locales especiales. Esto combinado con la eliminación de conexiones de alto voltaje y capacitores, simplifican notablemente el procedimiento de prueba.

4.4 Comparación entre la Medición de RIV y pc.

Con el fin de determinar cuál de estas dos técnicas de medición (RIV y pc) es la más adecuada, se procede a evaluarlas en base a:

- 1.- Medición de la relación $pc/\mu V$ obtenida durante la calibración de un gran número de transformadores de potencia.
- 2.- Estudio del efecto de la localización de las descargas parciales en el devanado, para la medición en las terminales.

Para la medición de la relación $pc/\mu V$ durante la calibración de 119 devanados de transformadores de potencia, se procede, primero a inyectar en la boquilla del transformador bajo prueba una señal de $100 \mu V$ a 1 MHz; medida con un detector de RIV de baja impedancia, al mismo tiempo, se conecta otro detector de RIV a través de un instrumento que mide simultáneamente la relación $pc/\mu V$ y la lectura en μV , la relación entre esas dos lecturas determina el factor de calibración del circuito de medición. El segundo paso de la calibración consiste en inyectar pulsos de 500 pc en el devanado bajo prueba y tomando simultáneamente la lectura en el detector de RIV y el instrumento que mide la relación $pc/\mu V$.

La carga inyectada de 500 pc se divide entre la lectura de RIV corregida por el factor de calibración, obteniendo la re

lación $pc/\mu V$ en la terminal del devanado. Esta razón de carga inyectada y la lectura de μV refleja la capacitancia interna del objeto bajo prueba. Los resultados obtenidos se grafican en tres histogramas que se muestran en la Fig. 4.25 para pequeñas, medianas y grandes unidades.

Las gráficas muestran una alta relación $pc/\mu V$ en transformadores con potencias arriba de 300 MVA, se tiene por el contrario una relación más consistente en transformadores por debajo de 100 MVA.

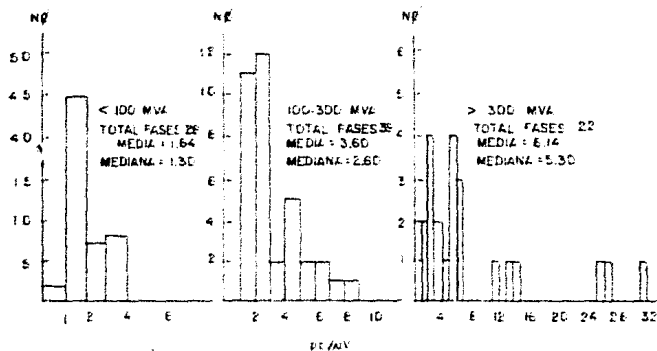


Fig. 4.25 Comparación de la relación $pc/\mu V$ en transformadores de potencia durante la calibración. Los resultados se presentan en tres grupos de acuerdo a la potencia nominal: menos de 100 MVA, entre 100 y 300 MVA y más de 300 MVA.

A continuación se muestran otros resultados de la medición por calibración de la relación $pc/\mu V$ en 45 transformadores tipo núcleo realizadas por IREQ*, de 54 transformadores tipo

* Institut de Recherche d'Hydro-Québec.

acorazado durante la prueba de calibración efectuada por Harrold y Dakin⁽⁶⁾ y en 80 devanados de transformadores tipo acorazado realizado por Carter. Los histogramas obtenidos se muestran superpuestos en la Fig. 4.26.

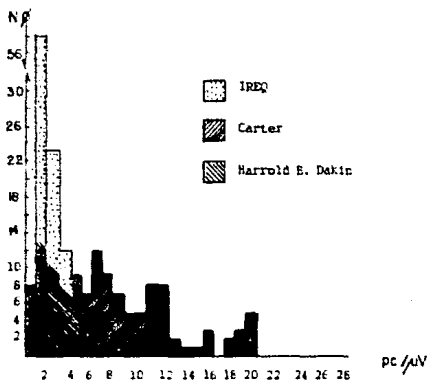


Fig. 4.26 Comparación de la relación $pc/\mu V$ medida por IREQ, Carter y Harrold & Dakin.

El valor promedio de cada conjunto de histogramas es respectivamente 3, 5, 3 y 10 $pc/\mu V$. El valor relativamente alto de la relación $pc/\mu V$ obtenido por Carter se explica por la alta capacitancia interna de los transformadores tipo núcleo la cual se incrementa con el aumento en la potencia nominal del transformador.

Para el estudio del efecto de la localización de las descargas parciales en el devanado se realizaron pruebas con el devanado de los transformadores fuera del tanque, con el objeto de obtener datos de la atenuación que sufren los pulsos de calibración inyectados en diferentes discos del devanado.

(6) Vaillancourt, G. 1984.

Se inyecta progresivamente a lo largo de 91 discos del devanado, pulsos de calibración de 100 pc como se muestra en la Fig. 4.27.

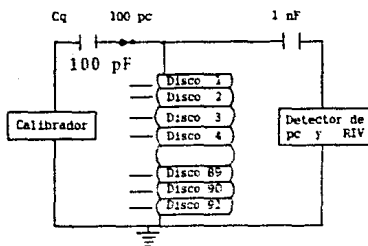


Fig. 4.27 Medición de la atenuación en los devanados de un transformador por la inyección de pulsos de calibración en diferentes partes del devanado, obteniendo la lectura correspondiente en la terminal de alto voltaje con un medidor de RIV y de pc. El devanado está compuesto por 91 discos con 20 vueltas cada uno, la longitud es de 1.5 m y el diámetro 0.75 cm.

Las lecturas tomadas en la boquilla de alto voltaje, se hacen mediante un detector de descargas parciales de banda estrecha sintonizado en primer lugar con una frecuencia media de $f_0 = 100 \text{ KHz}$ con un ancho de banda de $\Delta f = 10 \text{ KHz}$ en seguida con $f_0 = 250 \text{ KHz}$, $\Delta f = 10 \text{ KHz}$ y finalmente $f_0 = 1.064 \text{ MHz}$ con $\Delta f = 5 \text{ KHz}$.

Las lecturas obtenidas con esas tres características del detector de d.p. se grafican en la Fig. 4.28.

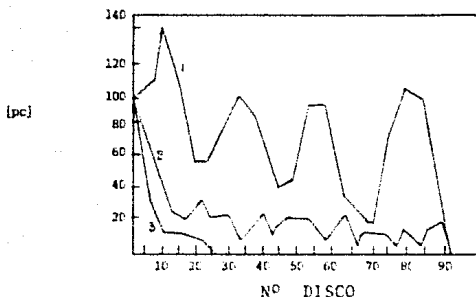


Fig. 4.26 Efecto de la inyección de pulsos de calibración - de 100 pc en diferentes discos del devanado sobre las lecturas de un detector de d.p. de banda estrecha. La señal de salida se grafica a tres frecuencias centrales diferentes.

- 1.- $f_0 = 100 \text{ KHz}$, $\Delta f = 10 \text{ KHz}$
- 2.- $f_0 = 250 \text{ KHz}$, $\Delta f = 10 \text{ KHz}$
- 3.- $f_0 = 1.004 \text{ MHz}$, $\Delta f = 5 \text{ KHz}$.

La comparación de esas gráficas muestra una atenuación completa de la señal a la frecuencia de 1 MHz a partir del disco Nº 25, así como una alta resonancia a la frecuencia de - 100 KHz.

A continuación se efectuó el mismo experimento con diferentes anchos de banda del detector: con uno de banda ancha, - con un detector de banda estrecha sintonizado a $f_0 = 100 \text{ KHz}$ con un ancho de banda de $\Delta f = 10 \text{ KHz}$ y $\Delta f = 50 \text{ KHz}$. Los resultados se grafican en la Fig. 4.29.

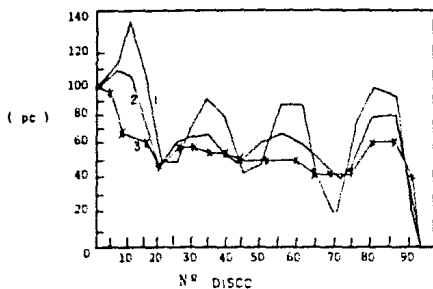


Fig. 4.29 Efecto de la inyección de pulsos de 100 pc en diferentes partes del devanado, en la lectura de un detector de d.p. de banda ancha (traza 3) y un detector de banda estrecha sintonizado a $f_0 = 100$ KHz con un ancho de banda ajustado a $\Delta f = 10$ KHz (traza 1) y $\Delta f = 50$ KHz (traza 2).

Los resultados indican un pequeño efecto del cambio en la localización de la descarga simulada, en la lectura del detector de banda ancha, en comparación con las lecturas de los detectores de banda estrecha que muestran un carácter resonante, el cual es más pronunciado cuando se reduce el ancho de banda.

DISCUSION DE RESULTADOS

El primer experimento muestra una gran disparidad entre los factores de calibración pc y μV , en particular para transformadores con potencias por arriba de 500 MVA, esto puede ser explicado por el incremento de la capacitancia interna del devanado para este intervalo de potencias. Esta capacitancia controla la relación $PC/\mu V$.

En el caso de la lectura de μV , su valor se ve afectado con

una mayor atenuación en transformadores grandes.

El segundo resultado de este estudio, es la determinación de un ancho de banda apropiado para el detector de descargas parciales para la prueba de transformadores. Los resultados obtenidos indican que la componente espectral del pulso a la frecuencia de 1 MHz es mucho más atenuada que en las componentes entre 40 y 200 KHz. Un detector de banda estrecha produce errores en la lectura, aun cuando es sintonizado a bajas frecuencias debido a la resonancia en los devanados.

La medición de pc de banda ancha ofrece una reproducción más fiel de las descargas internas en el devanado del transformador. El ancho de banda del detector está restringida al lado de baja frecuencia del voltaje de prueba generalmente entre 40 y 100 KHz.

CONCLUSIONES

- 1.- La medición de banda ancha de descargas parciales, se considera más apropiada para una prueba de aceptación de transformadores grandes.
- 2.- La medición de banda estrecha de descargas parciales se considera aceptable en el caso de transformadores de menor potencia y voltaje.
- 3.- El procedimiento de medición de RIV no permite hacer una evaluación de la intensidad de las descargas parciales en transformadores de potencia y debe ser empleado únicamente para la detección de la presencia de descargas parciales y no para mediciones cuantitativas.

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Harrold P.T and T.W. Dakin: The Relationship Between the Picocoulomb and Microvolt and other Apparatus, Paper T 72 086.2, IEEE, September, 1971.
- 2.- Narbut P.: Transformer Corona Measurement using Condenser Bushing tap and Resonant Measuring Circuits, Paper 31 TP 65-47, IEEE, September, 1964.
- 3.- Vera J.P and S.L. Foster: Power Transformers and Corona Testing, Paper TP 64-30 IEEE, August, 1965.
- 4.- James R.E.: Discharge Detection in High - Voltage Power Transformers, IEEE, Vol. 117, July, 1970.
- 5.- Dakin W.T.: 1972 Transformer Technical Conference Partial Discharges or Corona in Power Transformers, Subject No. 27, pp. 7, 8. May, 1972.
- 6.- Vaillancourt H.G, R. Malewski and D. Train: Comparison - of three Techniques of Partial Discharge Measurement in Power Transformers, Paper 84 SM 627-6 IEEE, June, 1984.

CAPITULO V

PRUEBA DE DESCARGAS PARCIALES.

5.1 Circuitos y Equipos de Prueba.

Los propósitos de una prueba de descargas parciales son:

- . Indicar la presencia o ausencia de descargas parciales en el transformador.
- . Detectar un nivel mínimo aceptable de descargas parciales, para determinar si el transformador puede ser o no utilizado.
- . Establecer un control de calidad.
- . Investigación con nuevos materiales aislantes y diseño de equipos.

El equipo necesario para una prueba de descargas parciales - consiste básicamente en:

- a) Una fuente de suministro de voltaje para energizar el circuito de prueba.
- b) Un detector de descargas parciales.
- c) Un instrumento de calibración.
- d) Un voltmetro.

La fuente de suministro de voltaje alterno, debe ser variable sobre un amplio margen, para tener la posibilidad de especificar las diferentes modalidades de prueba, la frecuencia de la fuente de suministro debe ser preferentemente la frecuencia de servicio del transformador; se requiere además de un equipo de control de voltaje, transformador, etc.

Este equipo no debe producir pulsos de descarga parcial u otras señales eléctricas con características similares, a fin de no interferir con la medición de descargas parciales.

Durante la medición de descargas parciales se presentan interferencias y modificaciones o atenuación de los pulsos durante su propagación, que dificultan realizar con precisión la medición y la interpretación del fenómeno. Estas interferencias o ruido de fondo en el circuito de prueba, deben ser menores del 50% del nivel aceptable de descargas parciales. Por esta razón deben ser incorporados en el equipo de control de voltaje, filtros eliminadores de ruido.

Un arreglo normal de un circuito de prueba de descargas parciales, se indica en el diagrama de la figura 5A 1:

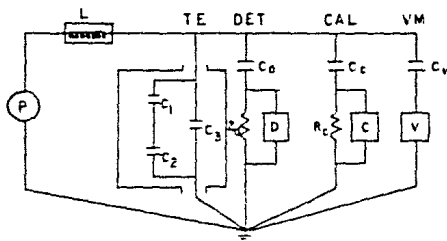


Fig. 5A 1 Circuito de prueba de descargas parciales ASTM.

TE representa el circuito equivalente del sistema de aislamiento del transformador, formado por los capacitores C_1 , C_2 y C_3 de acuerdo al modelo del circuito de la Fig. 3.10 (Sección 3.5). La capacitancia del espacio en donde ocurre la descarga parcial se representa por C_1 .

La fuente de suministro de voltaje alterno se representa por P , la inductancia L representa un filtro de salida para la fuente de suministro.

El detector de descargas parciales (DET) se acopla al circuito de prueba, en paralelo con el transformador TE , por medio de un capacitor de acoplamiento libre de descargas parciales C_d y una impedancia de medición I_d . La combinación de C_d con I_d se denomina filtro de separación de poder.

La impedancia I_d puede ser una resistencia o una inductancia con un capacitor en paralelo.

El detector D puede ser un osciloscopio con un filtro de entrada o un amplificador paso banda o ambos. En lugar del osciloscopio se puede utilizar un amplificador con un instrumento conectado a él, para indicar la presencia o ausencia de pulsos de descargas parciales tales como un contador de pulsos.

Para medir el voltaje de prueba, se conecta al circuito un voltmetro indicado en la figura por VM .

El equipo para la calibración del circuito de prueba, se indica en la figura mediante las letras CAL ; este equipo también se emplea para determinar la sensibilidad con la cual es posible detectar las descargas parciales, consiste en un capacitor de calibración C_c , una resistencia R_c para acoplar a C_c a la salida del calibrador C .

El calibrador C es un generador de pulsos con características similares a las descargas parciales.

El filtro de salida L , los capacitores de acoplamiento C_d , C_c , C_v y los conductores de conexión entre las terminales de alto voltaje, deben de estar libres de descargas parcia-

les para niveles de voltaje superiores al máximo voltaje, al cual se energiza el circuito durante la prueba.

Una terminal de cada rama del circuito de prueba y una terminal de cada gabinete metálico del equipo, deben conectarse individualmente en forma radial a una terminal común de tierra. Por razones de seguridad, la impedancia de estas terminales a tierra debe ser lo más baja posible.

El área encerrada por la malla formada por la conexión entre las ramas del circuito debe ser lo más pequeña posible, con el fin de evitar acoplamiento electromagnético o electrostático en la totalidad del circuito o en algunas partes de él.

Deben de ser tomadas en cuenta todas las precauciones para trabajar con alto voltaje.

Para mayor seguridad en la operación del equipo de prueba debe instalarse un gabinete metálico, separado del equipo bajo prueba, en un cuarto protegido, este arreglo es económicamente justificable.

A continuación se presentan los circuitos de prueba más utilizados, comenzando por el circuito ASTM (American Society for Testing Materials) en el que se muestran los componentes principales de un circuito de prueba de descargas parciales, a continuación el circuito NEMA 10⁷ (National Electrical Manufacturers Association) que históricamente corresponde al primer estándar utilizado, el circuito IEC 270 (International Electrotechnical Commission), y la última versión de circuitos de prueba ANSI/IEEE (American National Standard International/Institute of Electrical and Electronic Engineers) que está orientada exclusivamente a la medición de descargas parciales mediante el método de medición de carga aparente (pc).

5.1.1 Circuito de Prueba ASTM.

Este circuito se muestra en la figura 5A 1. El ancho de banda de respuesta del amplificador, debe ser al menos de 30 a 300 KHz. A través de este circuito puede medirse la carga aparente del pulso.

El circuito mostrado en la Fig. 5A 2, es una modificación del circuito de la Fig. 5A 1.

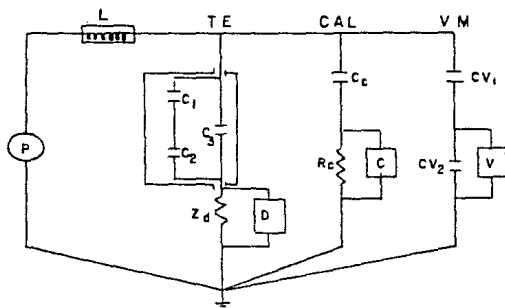


Fig. 5A 2 Circuito ASTM Modificado.

El circuito de la Fig. 5A 2 difiere del circuito de la Fig. 5A 1 en que el circuito de detección de descargas parciales se conecta entre la terminal de bajo voltaje del equipo bajo prueba y tierra. La ventaja de este circuito es que no requiere el capacitor de acoplamiento Cd.

Este circuito tiene la desventaja de que la impedancia Z_d debe ser diseñada para manejar la corriente capacitiva de C_3 , debe ser capaz de soportar la corriente de corto circuito en caso de que falle el aislamiento de C_3 debido al alto voltaje.

5.2.1 Circuito de Prueba NEMA.

El circuito de prueba NEMA se muestra en la Fig. 5.1, los componentes del circuito son:

FUENTE DE VOLTAJE DE 60 HZ.

La fuente de suministro del circuito de prueba, debe tener un margen de KVA suficiente para proporcionar un voltaje senoidal de 60 Hz, aceptable para energizar el circuito de prueba.

FILTRO DE PODER (F) DE LA LINEA.

El filtro de poder de la línea se emplea para suprimir algún voltaje de RIV extraño, no debe producir distorsión en el voltaje de suministro.

VOLTAJE VARIABLE (V)

Un voltaje variable y no distorsionado debe ser suministrado en el primario del transformador de prueba de alto voltaje.

TRANSFORMADOR DE PRUEBA DE ALTO VOLTAJE (T)

El transformador de prueba de alto voltaje debe estar libre de descargas parciales en el intervalo del voltaje de prueba.

BOBINA DE CHOQUE DE RADIOFRECUENCIA (L)

Una bobina de radiofrecuencia de choque con una impedancia no menor de 1500 ohms a la frecuencia de medición, se instala cerca del borde del capacitor de acoplamiento. Este elemento debe limitar las pérdidas de energía de r.f. de la mues

tra probada y debe estar libre de descargas parciales, en el intervalo de voltaje del circuito de prueba.

CAPACITOR DE ACOPLAMIENTO DE ALTO VOLTAJE (c)

El capacitor de acoplamiento de alto voltaje, debe estar libre de descargas parciales para el nivel de tensión manejado.

INDUCTANCIA VARIABLE (L_1)

Una inductancia variable, debe ser utilizada en bajas frecuencias de prueba (por debajo de 1 MHz), para balancear la reactancia capacitiva del capacitor de acoplamiento de alto voltaje C.

SWITCH SERIE (S_1)

El switch S_1 cortocircuita la inductancia variable L_1 durante la prueba de RIV a 1 MHz y frecuencias superiores.

BUS DE ALTO VOLTAJE (B)

Es un bus libre de descargas parciales que conecta el capacitor de acoplamiento de alto voltaje, a la muestra bajo prueba. Este bus debe ser soportado por un número mínimo de aisladores libres de descargas parciales para minimizar la capacitancia de dispersión (C_2) a tierra y debe ser lo más corto posible para minimizar la inductancia serie (L_1).

RESISTENCIA (R)

Una resistencia de 800 ohms se conecta entre la inductancia serie (L_1) y tierra. Por razones de seguridad debe ser compacta en tamaño y las conexiones eléctricas deben ser hechas mecánica y eléctricamente seguras.

DISTANCIA DE PROTECCION (Gapp) (G)

Una distancia de protección (cuya ruptura no exceda los 500 V) debe ser conectada a través del elemento R.

CABLE COAXIAL (CA)

El cable coaxial tiene una impedancia característica de 185 ohms, debe ser conectado entre la resistencia R y el detector M. Debido a la alta atenuación de este cable, se recomienda que la longitud de éste sea lo más corta posible.

RESISTENCIA DE TERMINACION (R₁)

Al final del cable coaxial se conecta una resistencia de 185 ohms, en donde se conecta el detector de RIV.

Debido al ancho de banda cubierto por este circuito (0.5 a - 18 MHz) y a los factores de atenuación, los cuales ocurren, debido a las constantes de dispersión del circuito (C₁ y C₂), el circuito debe ser calibrado para cada frecuencia a la cual se realiza la medición. Para bajas frecuencias (por debajo - de 1 MHz) puede producirse resonancia serie en el circuito - de medición.

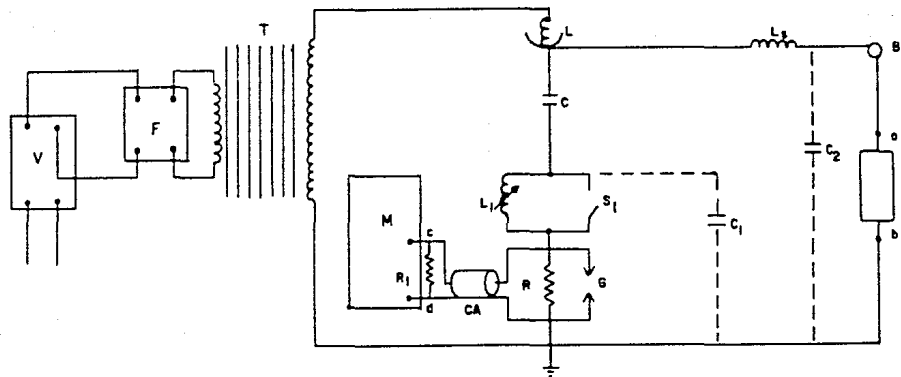


Fig. 5.) Circuito de Medición NEMA 107

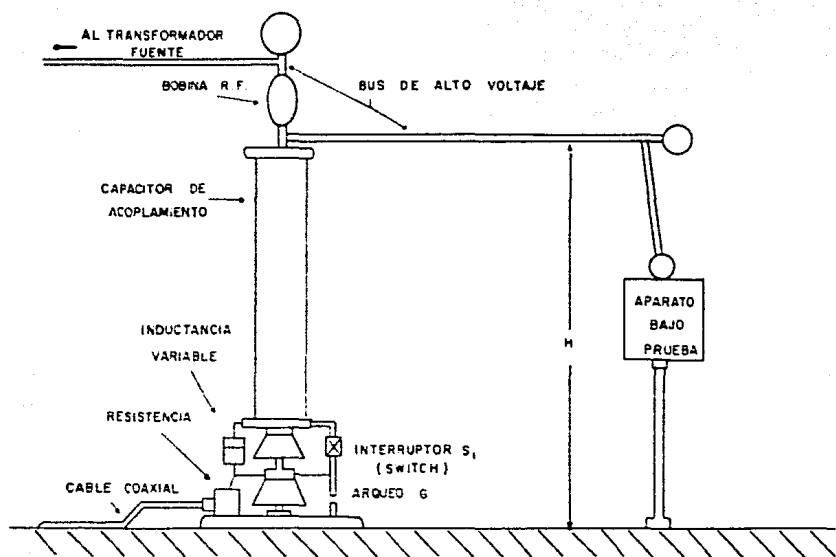


Fig. 5.2 Circuito de prueba NEMA 107

5.1.3 Circuito de Prueba IEC.

El circuito de prueba para la medición de descargas parciales consiste básicamente en:

- Un transformador bajo prueba, representado esquemáticamente con un capacitor C_s .
- Un capacitor de acoplamiento de alto voltaje C_k .
- Un circuito de medición que consiste en una impedancia de medición Z_m y un instrumento de medición.
- Un filtro Z para reducir las interferencias de la fuente de suministro.

Los circuitos utilizados se muestran en las figuras 5.3 y 5.4 y algunas variaciones de esos circuitos se muestran en las figuras 5.5 y 5.6.

Fig. 5.3.

La impedancia de medición de este circuito se coloca en el lado de tierra del capacitor de acoplamiento. El transformador bajo prueba se conecta directamente entre la fuente de alto voltaje y tierra. La impedancia Z entre el transformador y la fuente de voltaje alterno para atenuar las interferencias de la fuente.

Fig. 5.4.

En este circuito, la impedancia de medición se coloca en el lado de tierra del transformador bajo prueba. El lado de bajo voltaje del transformador, debe ser aislado de tierra.

NOTA: Este arreglo es adecuado, si la capacitancia del objeto bajo prueba, es pequeña en comparación con la capacitancia de dispersión a tierra.

Fig. 5.5.

Este circuito de prueba es equivalente al circuito de la Fig. 5.3 excepto que utiliza la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión, en lugar del capacitor de acoplamiento C_k .

Fig. 5.6.

Este arreglo, muestra un circuito de prueba en el cual se aplica potencial inducido en el transformador. El principio es equivalente al circuito de la Fig. 5.3.

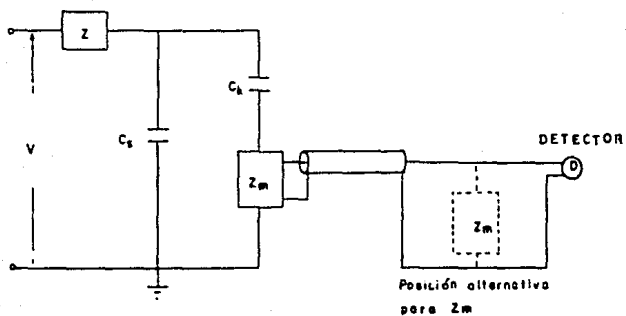


Fig. 5.3 Impedancia de medición en serie con el capacitor de acoplamiento

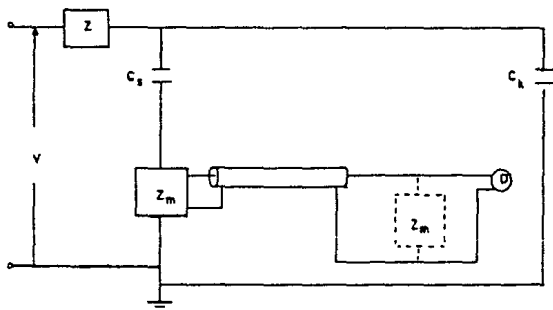


Fig. 5.4 Impedancia de medición en serie con el transformador bajo prueba

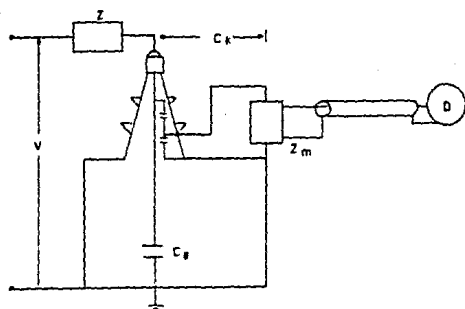


Fig. 5.5 Circuito de prueba que emplea la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión

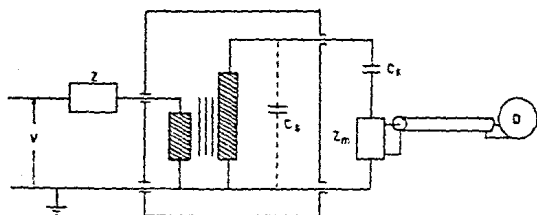


Fig. 5.6 Circuito de prueba mediante el ensayo de potencial inducido

5.1.4 Circuito de Prueba ANSI/IEEE

En la Fig. 5.7 se muestra un circuito de prueba típico para la medición de descargas parciales. El transformador se energiza a través de su devanado de bajo voltaje. Para algunas fuentes de voltaje, se requiere utilizar un filtro Z para reducir las interferencias.

La impedancia de medición Z_m está localizada físicamente cerca de la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión o bien conectada al capacitor de acoplamiento cuando no se dispone de derivación capacitiva y sirve para dos propósitos principales:

- 1) Atenúa el voltaje de prueba presente en la derivación capacitiva para tener un valor seguro de operar durante la medición de descargas parciales.
- 2) Iguala la impedancia de entrada del detector de descargas parciales con la impedancia de la derivación capacitiva para asegurar un alta sensibilidad en la medición.

Se coloca también un blindaje de tamaño adecuado para eliminar las descargas parciales en aire (efecto corona) que pueden interferir con la medición de descargas parciales internas. La impedancia de medición Z_m se conecta al detector de banda ancha y a un voltmetro.

En la Fig. 5.7 también se muestra el circuito de calibración que consiste en un generador de pulsos V_0 y un capacitor de acoplamiento C_q . Cuando el generador de pulsos de calibración está localizado en forma remota, se conecta a la terminal de alto voltaje mediante una impedancia terminal R_0 y el capacitor de calibración C_q .

Se incluyen además del detector de descargas parciales y el voltmetro un osciloscopio para monitorear la forma de los pulsos.

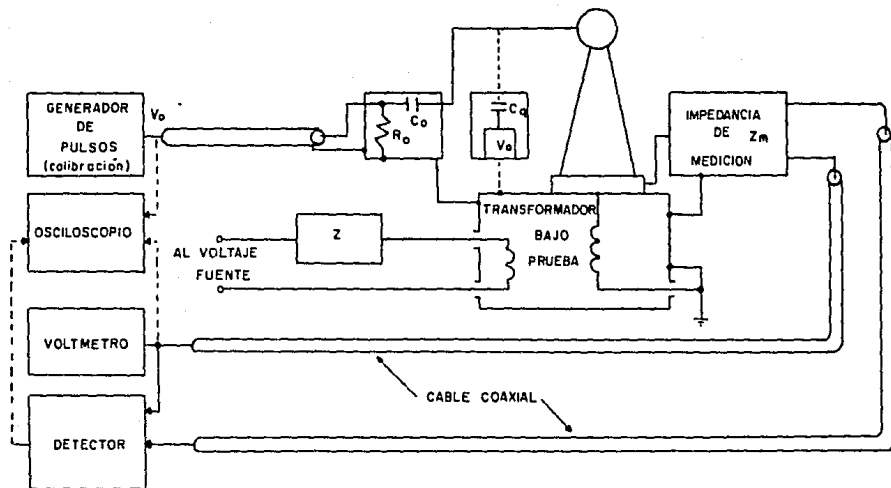


Fig. 5.7 Circuito de prueba ANSI-IEEE

5.2 Presentación Visual de los Pulsos de Descarga Parcial.

Durante la propagación a través del devanado, el pulso sufre modificaciones desde el lugar en el que se inicia, hasta las terminales del circuito de medición, sin embargo, aunque la forma de onda se modifica, el área bajo la curva permanece esencialmente constante y es directamente proporcional a la carga. Utilizando un circuito resonante, al aplicar el pulso, la respuesta es una oscilación amortiguada a la frecuencia del circuito resonante, como se muestra en la figura siguiente: (Fig. 5.8).

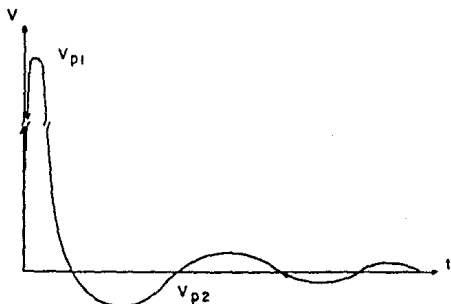


Fig. 5.8 Oscilación amortiguada en un circuito resonante, producida por un pulso de descarga parcial.

La amplitud V_{p2} es directamente proporcional a la carga; aunque la forma de onda se modifica considerablemente, el área de cada semiciclo es directamente proporcional a la carga aparente.

Esta señal se aplica a un filtro el cual elimina el pulso inicial (ya que la amplitud de V_{p1} no es directamente proporcional a la carga), y permite el paso del tren oscilatorio. Se aplica esta señal a un amplificador, el cual realiza una

rectificación de media onda y la integra.

Esta señal unidireccional tiene una amplitud proporcional al valor pico del voltaje de la onda amortiguada. Este valor pico está directamente relacionado con el área en volt-segundo.

Este pulso se presenta en un osciloscopio cuando el voltaje de barrido se sincroniza con el voltaje alterno de prueba y en fase con él, generalmente se obtiene una traza elíptica que rota en el sentido opuesto a las manecillas del reloj.

Esto se muestra en la figura 5.9.

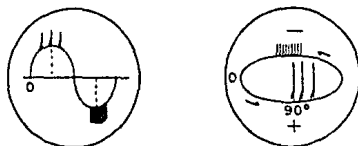


Fig. 5.9 Despliegue de los pulsos en un osciloscopio.

La parte inferior de la traza elíptica representa el semiciclo positivo del voltaje de prueba, la parte superior representa el semiciclo negativo del voltaje de prueba. La magnitud de la descarga parcial puede medirse observando la magnitud de la altura de la deflexión vertical. La frecuencia de recurrencia de los pulsos puede ser estimada por el número de deflexiones verticales de la traza.

Esto es de gran ayuda para determinar cuándo las descargas se originan dentro del transformador. La polaridad de los pulsos puede ser identificada y los pulsos pueden ser contados y clasificados por su amplitud y polaridad.

En la figura 5.10 se muestran los patrones más frecuentes en contrados durante la prueba de descargas parciales en transformadores.

La figura 5.10 (a) representa el caso de descargas parciales en aire en un electrodo de alto voltaje, la Fig. 5.10 (b) para descargas parciales en aire a un punto aterrizado. Estas descargas parciales pueden ser eliminadas seleccionando un electrodo de alto voltaje de mayor diámetro para el caso (a) y cubriendo las protuberancias con un blindaje metálico o material semiconductor para el caso (b).

El nivel de estas descargas parciales es grande y debe notarse que aparecen únicamente durante un semiciclo del voltaje aplicado. También se presentan pequeñas descargas en el otro semiciclo, pero son de menor amplitud y generalmente no pueden observarse.

El caso mostrado en la Fig. 5.10 (c) ocurre cuando existen objetos metálicos no aterrizados, cercanos al transformador bajo prueba. La solución obvia para esta situación es remover los objetos fuera del área de prueba y aterrizando el resto.

El caso de la Fig. 5.10 (d) es el resultado de un contacto óhmico defectuoso, generalmente dentro del transformador, aunque puede estar en las conexiones exteriores. Note que este caso de descargas parciales ocurre en el semiciclo positivo y negativo y en el cruce por cero del voltaje de prueba.

Las figuras 5.10 (e) y (f) representan descargas parciales que ocurren en la estructura del aislamiento del transformador. Estas se presentan generalmente con el incremento de voltaje y en ambos semiciclos del voltaje de prueba y no se presentan en el pico de voltaje, aunque se extienden por debajo del cruce por cero.

La Fig. 5.10 (e) representa descargas parciales en papel impregnado con aceite o en burbujas de gas, y en la Fig. 5.10 (f) representan descargas parciales por conducción superficial, las cuales son de gran amplitud pero con un menor número que en el caso (e).

Las figuras 5.10 (g) y (h) representan dos casos de interferencias externas. El primero es una interferencia típica producida por un tiristor, los pulsos están igualmente espaciados y su amplitud es la misma, generalmente se observan de dos a seis pulsos.

En la figura 5.10 (h) se muestra una señal típica cuya frecuencia está dentro del ancho de banda del detector de descargas parciales.

Las señales de interferencia, generalmente no están sincronizadas con el voltaje de prueba, no dependen del nivel de voltaje de prueba y no desaparecen cuando el voltaje es disminuido. En condiciones normales, estas características son suficientes para identificar las señales de interferencia.

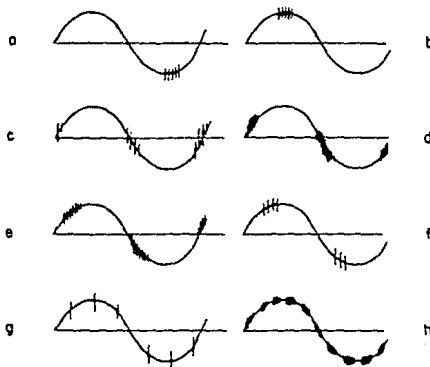


Fig. 5.10 Patrones típicos de descarga parcial

5.3 Pruebas a Transformadores.

La medición de descargas parciales se realiza principalmente en transformadores de potencia como un medio de control de calidad del transformador y para garantizar la vida útil de sus aislamientos.

Esta medición resulta útil, puesto que es una herramienta muy sensitiva y no destructiva para detectar los efectos incipientes en el aislamiento del transformador.

La medición de descargas parciales se efectúa durante cualquiera de las pruebas que se indican a continuación:

POTENCIAL APLICADO

POTENCIAL INDUCIDO

TENSION DE IMPULSO POR RAYO Y MANIOBRA.

5.3.1 Prueba de Potencial Aplicado.

La medición de descargas parciales durante la prueba de potencial aplicado se realiza cortocircuitando el lado de baja tensión del transformador y aplicando el potencial en el lado de alta tensión del transformador tal y como se muestra en la figura 5.11.

El circuito de prueba consiste en una fuente de suministro de voltaje alterno que opera a la frecuencia de servicio del transformador, un sistema de filtrado para eliminar las interferencias de la fuente de suministro, un transformador elevador libre de descargas parciales, el transformador bajo prueba conectado en la forma anteriormente indicada y un circuito de detección de descargas parciales. La prueba de descargas parciales normalmente se realiza con el empleo de un capacitor de acoplamiento para proporcionar una trayectoria

preferencial a la corriente originada por la descarga parcial o bien mediante la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión en lugar del capacitor de acoplamiento. Las des cargas parciales que se detectan durante esta prueba, son originadas por defectos en el aislamiento entre los devanados de alta y baja tensión y tierra.

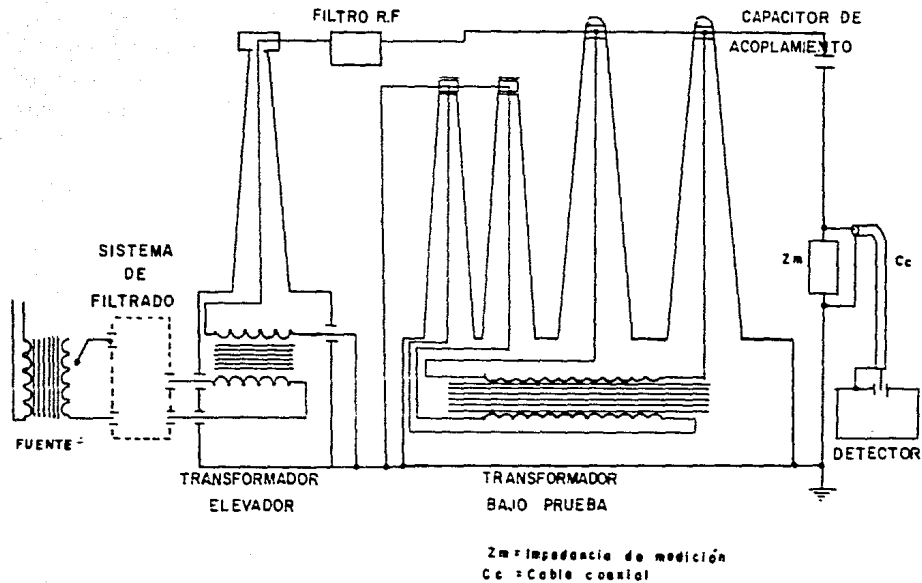


Fig. 5.11 Medición de d.p. en transformadores durante la prueba de potencial aplicado utilizando el capacitor de acoplamiento

5.3.2 Prueba de Potencial Inducido.

La medición de descargas parciales se hace normalmente durante la prueba de potencial inducido, ya que es una prueba más representativa de las condiciones reales de servicio, debido a que la tensión se aplica entre espiras, capas o secciones del devanado. En la figura 5.11 se muestran circuitos de medición de descargas parciales durante la prueba de potencial inducido.

La tensión de prueba se aplica en el devanado de baja tensión del transformador y la lectura se realiza mediante el circuito de detección y acoplamiento en el lado de alta tensión.

El circuito de prueba consiste en una fuente de suministro que opera a la frecuencia de servicio del transformador, un sistema de filtrado para evitar la interferencia en la medición de descargas parciales, un transformador elevador libre de descargas parciales, el transformador bajo prueba conectada en la forma anteriormente indicada, y un circuito de acoplamiento y detección de descargas parciales.

En forma similar como en el caso de la prueba de potencial aplicado, puede utilizarse la derivación capacitiva de la bobina de alta tensión como terminal de medición, o bien mediante el empleo de un capacitor de acoplamiento.

Debe recordarse que debido a la utilización de la derivación capacitiva conjuntamente con el empleo del cable coaxial, debe realizarse una compensación en el circuito de detección tal y como se trató en el capítulo IV sección 4.3.

Es por esta razón que se incluye en el circuito de detección una inductancia variable para sintonización.

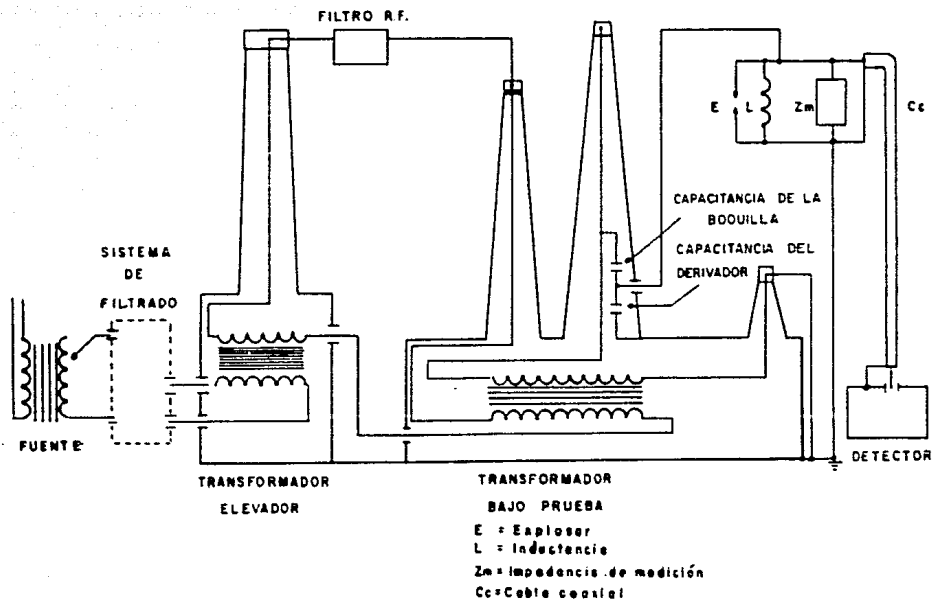


Fig. 5.12 Medición de d.p. en transformadores durante la prueba de potencial inducido utilizando el derivador capacitivo del transformador bajo prueba

5.3.3 Prueba de Tensión de Impulso por Rayo y Maniobra.

En condiciones de servicio, el transformador está sometido a sobretensiones de origen atmosférico (impulso por rayo) y de maniobra de interruptores. Bajo estas condiciones, es posible la aparición del fenómeno de descargas parciales en el transformador.

La prueba de tensión de impulso por rayo y maniobra, tiene por objeto simular esta condición en el transformador. La prueba de tensión de impulso se introdujo después de la Segunda Guerra Mundial y desempeña un papel determinante en el dimensionamiento de los aislamientos. Por su naturaleza, esta es una prueba bastante rigurosa y puede dañar irremediablemente el aislamiento del transformador.

La detección y medición de descargas parciales durante la prueba de impulso por rayo y maniobra resulta una técnica difícil de aplicar, debido a que se dificulta distinguir las corrientes originadas por las descargas parciales. Para la medición de descargas parciales durante la prueba de impulso por rayo, se utilizan circuitos a base de puentes, pero el efecto de capacitancia e inductancia parásita introduce problemas de balanceo en el puente y de disminución de sensibilidad.

5.4 Calibración.

Los componentes del circuito de prueba conectados al devanado del transformador, producen atenuación en el nivel generado de descargas parciales y adicionan ruido de fondo. Por esto es necesario antes de realizar alguna medición, determinar la relación entre el valor de descargas parciales en la terminal del devanado, y la lectura en el detector colocado en su posición normal en el circuito de prueba; obteniendo una relación en términos de un factor de escala que afectará las lecturas obtenidas durante la prueba.

Esto puede conseguirse mediante la calibración del circuito que consiste en, aplicar al circuito de prueba pulsos de características conocidas mediante un generador de pulsos en serie con un capacitor de calibración, el circuito de calibración, así constituido produce una respuesta similar a las descargas parciales.

También mediante la calibración, pueden determinarse las características de los instrumentos de medición, así como una verificación de que el instrumento sea capaz de medir un nivel mínimo de descargas parciales predeterminadas.

5.4.1 Características del Calibrador.

El calibrador comprende un generador de pulsos en serie con un capacitor pequeño (Cq) de valor conocido.

El capacitor de acoplamiento de calibración Cq debe ser colocado lo más cercano posible a la terminal de alto voltaje, - el generador de pulsos de calibración puede ser colocado directamente cercano a la terminal o bien conectado a través - de un cable coaxial con la suficiente longitud para permitir la calibración desde el cuarto de control.

La fuente de suministro del calibrador puede ser la línea o baterías.

5.4.2 Valor del Capacitor de Calibración.

El valor del capacitor de calibración no debe ser menor de - 15 pF y no exceder 150 pF. Este valor debe ser conocido con una precisión de $\pm 3\%$.

5.4.3 Determinación de las Características del Instrumento.

La determinación de las características y la calibración de los instrumentos debe ser hecha en todos los intervalos de - medición, de acuerdo a las especificaciones del fabricante. El capacitor de calibración, así como todos los cables de co nexión deben ser incluidos con el instrumento de calibración.

Las características a determinar son las siguientes:

- Variación del factor de escala para pulsos de diferente - amplitud y bajo grado de repetición.
- Resolución en el tiempo, por la aplicación de pulsos de -

- magnitud constante incrementando el grado de repetición.
- Frecuencias de corte superior e inferior.
- Estabilidad y exactitud de los dispositivos de calibración.

Las características pueden considerarse aceptables, si sus valores no cambian más de un pequeño porcentaje por año.

5.4.4 Calibración de los Instrumentos de Medición de Carga Aparente.

Para su calibración, el instrumento de medición debe colocarse en su posición normal en el circuito de prueba para determinar el factor de escala, la calibración se lleva a cabo mediante pulsos cortos de corriente de magnitud conocida en la terminal de alto voltaje.

Estos pulsos pueden ser obtenidos de un generador de pulsos cuadrados de amplitud V_0 , en serie con un capacitor de calibración C_0 . Bajo esas condiciones, el pulso de calibración es equivalente a una descarga de magnitud.

$$q_0 = V_0 C_0$$

Deben inyectarse al menos tres niveles de carga separados para asegurar que el circuito de medición de descargas parciales sea lineal sobre el intervalo de interés. Por ejemplo, para un nivel aceptable de N_{pc} , los tres niveles inyectados deben ser N_{pc} , $2N_{pc}$ y $N_{pc}/2$.

La amplitud de la lectura de la señal en el detector no debe desviarse más de un 10% de la respuesta lineal de todos los valores inyectados.

5.4.5 Calibración del Arreglo Completo de Prueba.

Antes de iniciar la calibración, todo el equipo del circuito de prueba debe ser colocado en su posición normal. Esto incluye el detector de descargas parciales y la impedancia de medición. La calibración del arreglo completo de prueba, se hace para determinar el factor de escala (factor de calibración), el cual se aplica en la lectura del instrumento para obtener el nivel de descargas parciales del equipo bajo prueba.

Una configuración típica para calibración se muestra en la Fig. 5.13

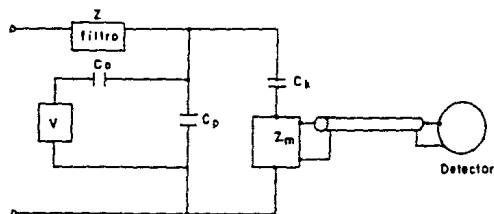


Fig. 5.13 Circuito Típico de Calibración.

Z = filtro

C_o = Capacitor de calibración

C_k = Capacitor de acoplamiento

V = Generador de pulsos

C_p = Capacitancia del objeto bajo prueba

Z_m = Impedancia de medición.

Si el transformador es trifásico, la calibración del detector de descargas parciales debe hacerse en cada terminal que va a ser medida, asegurándose que el detector siempre esté -

conectado a la impedancia de medición correspondiente. Una vez que el circuito está calibrado, no se admiten cambios en el circuito de prueba o en el ajuste de los instrumentos.

La calibración debe repetirse por cada transformador que se prueba. Esta calibración puede ser utilizada para verificar la mínima magnitud de descargas parciales que puede ser medida. Esta cantidad mínima está afectada por el nivel de interferencia y por las características del circuito.

La calibración del arreglo completo de prueba se hace mediante la inyección de pulsos en el circuito, ésta se lleva a cabo con el circuito desenergizado.

5.4.6 Requerimientos Básicos de Sensibilidad.

El nivel mínimo de descargas parciales que puede ser detectado, está determinado por alguno de los dos factores siguientes: la sensibilidad del detector de descargas parciales, - la cual depende del nivel de ruido del amplificador, y del ruido de fondo del circuito, el cual puede estar dado por - conducción eléctrica o acoplamiento.

La sensibilidad básica del detector de descargas parciales - debe ser bastante más alta que la sensibilidad de la medición durante la prueba, la cual está limitada por el nivel de RIV del circuito, y no por el ruido del amplificador detector.

5.5 Consideraciones sobre el Voltaje de Prueba.

Los detectores de descargas parciales, necesitan muestrear el voltaje de prueba para sincronizarlo con la presentación visual de los pulsos. El lugar más conveniente para obtener esta señal, es la impedancia de medición. Para asegurarse que el potencial de la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión no exceda un valor que sea seguro de operar para la impedancia de medición y el detector de descargas parciales, debe calcularse o medirse el factor de atenuación de la derivación en el detector de descargas parciales conectado.

Una vez que se ha obtenido este factor, puede calcularse el potencial más alto en la derivación que puede alcanzarse durante la prueba.

5.6 Procedimiento de Prueba.

La duración de la prueba y secuencia de tiempo para la aplicación del voltaje de prueba debe hacerse de acuerdo a la modalidad de prueba seleccionada, como un ejemplo de aplicación se muestra a continuación la modalidad de prueba de acuerdo a la norma ANSI/IEEE C 57-11.90 1960 que se muestra en la Fig. 5.14, junto con otras modalidades de prueba utilizadas.

El voltaje de prueba debe elevarse al 50% del voltaje nominal de operación y debe medirse el nivel de RIV en cada terminal. El nivel de RIV de fondo no debe exceder el 50% del nivel aceptable de descargas parciales.

El voltaje se eleva al nivel inicial de prueba durante una hora y se mantiene hasta verificar que no hay problemas de descargas parciales ($1.5 V_m/\sqrt{3}$)

A continuación el voltaje se eleva hasta alcanzar su nivel má

ximo y se mantiene por 7200 ciclos. El voltaje se reduce al nivel de una hora y se mantiene por 60 minutos o más ($1.5V_m/\sqrt{3}$)

Durante el período de 60 minutos, debe hacerse la medición - de descargas parciales a intervalos de 5 minutos.

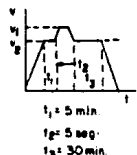
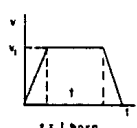
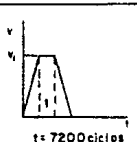
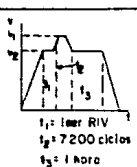
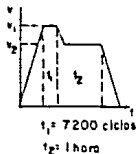
El resultado de la prueba se considera aceptable si:

- a) La magnitud del nivel de descargas parciales no excede el valor aceptable de descargas parciales.
- b) El incremento de descargas parciales durante 60 minutos, no excede un 30% del nivel aceptable de descargas parciales.
- c) El nivel de descargas parciales durante 60 minutos no exhiba alguna elevación, y no tenga un incremento sostenido en el nivel durante los últimos 20 minutos de la prueba.

Si el nivel de descargas parciales se eleva sobre el límite especificado por un tiempo significativo y retorna a un valor menor de este nivel, la prueba continúa sin interrupción hasta que se tenga una lectura aceptable por 60 minutos. Una lectura alta esporádica, debe ser despreciada.

Cuando se mantienen niveles altos de descargas parciales por periodos largos de tiempo, no debe rechazarse inmediatamente el transformador, debe consultarse al comprador y fabricante para una investigación más profunda.

Fig. 5.14 Modalidades de prueba.

ESPECIFICACION.	SECUENCIA Y DURACION.	TENSION DE PRUEBA	METODO DE DETECCION	NIVEL MAXIMO
IEC 76-3	 <p> $t_1 = 5 \text{ min}$ $t_2 = 5 \text{ seg.}$ $t_3 = 30 \text{ min.}$ </p>	$V_1 = 1.7V_m / \sqrt{3}$ $V_2 = \text{Acuerdo}$ a) $1.5V_m / \sqrt{3}$ b) $1.3V_m / \sqrt{3}$	Carga aparente IEC 270	a) 500 pc b) 300 pc
IEEE 262-B	 <p>$t = 1 \text{ hora}$</p>	$V_1 = 1.5V_m / \sqrt{3}$	Nivel RIV NEMA 107	150 μV
NEMA TR-1	 <p>$t = 7200 \text{ ciclos}$</p>	$V_1 = 1.1V_n / \sqrt{3}$	Nivel RIV NEMA 107	5000 μV Máx.
ANSI C57.12 90	 <p> $t_1 = 1 \text{ sec RIV}$ $t_2 = 7200 \text{ ciclos}$ $t_3 = 1 \text{ hora}$ </p>	$V_1 = 1.7V_m / \sqrt{3}$ $V_2 = 1.5V_m / \sqrt{3}$	NIVEL RIV NEMA 107	100 μV $\Delta \text{RIV} < 30 \mu\text{V}$
CSA (CANADA) C88 - M79	 <p> $t_1 = 7200 \text{ ciclos}$ $t_2 = 1 \text{ hora}$ </p>	$V_1 = 1.7V_m / \sqrt{3}$ $V_2 = 1.5V_m / \sqrt{3}$	NIVEL RIV EEMAC L 13-1	100 μV $\Delta \text{RIV} < 20 \mu\text{V}$

V_m = Tensión Máxima de Diseño del Transformador.

V_n = Tensión Nominal.

5.6.1 Determinación del Voltaje de Inicio y Extinción de las Descargas Parciales.

Para determinar el voltaje de inicio de las descargas parciales, se aplica al circuito de prueba un voltaje por debajo del nivel esperado de inicio de las descargas parciales, se incrementa el voltaje gradualmente hasta que el nivel de descargas parciales exceden una magnitud predeterminada, este es el voltaje de inicio de las descargas parciales o posteriormente se incrementa el voltaje alrededor de un 10% más y se reduce gradualmente hasta que el nivel de descargas parciales, está por debajo de una magnitud predeterminada. Este voltaje de prueba, corresponde al voltaje de extinción de las descargas parciales.

5.7 Condiciones Deseables durante la Prueba.

Con el objeto de obtener resultados adecuados durante la prueba de descargas parciales, es necesario tener cuidado en todos los factores relevantes para la seguridad y operación de los equipos, como son:

- El área de prueba debe ser adecuada en tamaño para mantener las distancias en el campo eléctrico del equipo de prueba.
- La porción del área de prueba que va a ser energizada con alto voltaje, debe ser bloqueada para su acceso y marcada con señales de prevención. Las puertas o entradas a esta área deben estar provistas de seguros que impidan su apertura cuando está energizado el sistema.
- Las superficies de contacto deben estar limpias, libres de humedad o contaminación.

- El transformador debe estar a la temperatura ambiente durante la prueba.
- Deben tomarse medidas para un aterrizamiento automático remoto del circuito de alto voltaje, ya que el circuito permanece cargado después de desenergizar el circuito.
- Debe tenerse un intervalo de reposo después de algún esfuerzo previo antes de realizar la prueba.
- Es conveniente utilizar distancias de protección en aquellas partes del circuito de medición, las cuales sean accesibles, tales como equipos de medición, calibradores, etc. para minimizar el daño por alto voltaje accidental. Los instrumentos deben estar aterrizados en sus partes y cubiertas metálicas.

5.8 Reporte de Resultados.

El reporte de la prueba de descargas parciales debe incluir:

- Identificación del transformador bajo prueba.
- La capacitancia terminal del equipo probado.
- Temperatura ambiente, humedad relativa, presión barométrica.
- Descripción del método utilizado para suprimir descargas parciales externas.
- Voltaje de inicio y extinción de las descargas parciales, sensibilidad de los dispositivos de medición utilizados. Todos los factores de corrección deben ser reportados.
- Nivel de descargas parciales medido al voltaje especificado.
- Los voltajes de prueba a los cuales se realizan las mediciones.

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Heinrich XO.: Measuring Techniques and their use in Insulation System Evaluation, Technical Bulletin 66 T1, - James G. Biddle Co., May, 1964.
- 2.- Méndez A.R.: Análisis de las Técnicas de Medición de Descargas Parciales en Transformadores, Boletín IIE, - enero-febrero, 1968.
- 3.- Reynolds P.H. and C.J. Saile: Partial Discharge (Corona) Detection in Electronic Systems, Technical Bulletin 66-T-2, James G. Biddle Co.
- 4.- NEMA Publication 107-1964 (R 1971), Methods of Measurement for Radio Influence Voltage of High-Voltage Apparatus.
- 5.- IEC Publication 270-1981, Partial Discharge Measurements second edition, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland.
- 6.- ANSI-IEEE Publication (57 1290-1987, Distribution, Power and Regulating Transformers.
- 7.- ASTM Publication D 1868-81, Standar Method for Detection and Measurement of Partial Discharge (Corona) Pulses in Evaluation of Insulation System.
- 8.- IEEE Std 454-1973, Recomendad Practice for the Detection and Measurement of Partial Discharges (Corona) During Dielectric Test.
- 9.- "Técnicas y Facilidades para la Medición de Descargas Parciales en México", 9a reunión IEEE, México, 1987.
- 10.- ANSI-IEEE Publication C57.113, IEEE Trial-Use Guide for Partial Discharge Measurement in Liquid-Filled Power Transformers and Shunt Reactors, January, 1988.

CAPITULO VI

METODOS DE LOCALIZACION DE DESCARGAS PARCIALES

6.1 Introducción

En los capítulos anteriores se trataron métodos de medición de descargas parciales sin que sea posible determinar el lugar en donde se presentan, esto es particularmente importante cuando se requiere inspeccionar y reparar el daño provocado por las descargas parciales; en algunas ocasiones será posible observar a simple vista el daño provocado, pero este no es el caso general. Por lo tanto es conveniente que antes de proceder a drenar el aceite, remover los devanados del tanque, etc., sea posible determinar experimentalmente el lugar de origen de las descargas parciales, esto se logra mediante los métodos de localización de descargas parciales.

6.2 Localización de Descargas Parciales por el Análisis del Espectro de Radiofrecuencia.

6.2.1 Introducción.

El principio de esta técnica depende de la inyección de pulsos de calibración en las terminales del devanado, y la medición simultánea de la magnitud atenuada del pulso en esas terminales. Mediante estos valores se construyen curvas de atenuación del pulso, y la localización de descargas parciales se logra midiendo la magnitud relativa del pulso y encontrando el lugar correspondiente en el devanado.

Puede utilizarse para conectar los detectores, la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión o bien un capaci-

tor de acoplamiento si no hay derivación capacitiva.

Si se utilizan detectores de RIV de banda estrecha, la prueba se hace a intervalos de frecuencia, promediando los resultados para eliminar el efecto de reflexiones y resonancias locales. Puede utilizarse también un detector de RIV de banda ancha.

6.2.2 Fundamento Teórico.

Generalmente los embobinados de los transformadores actúan como redes capacitivas, y en su forma más simple como líneas de transmisión, por lo que el embobinado puede representarse para el estudio de voltajes transitorios como son las descargas parciales, como una red capacitiva.

El modelo matemático que expresa la relación existente entre el voltaje en la terminal de alta tensión V_H y el voltaje en la terminal de baja tensión V_x , para cuando se tiene una fuente de descargas parciales a la distancia X a partir de la terminal de alto voltaje, está dado por:

$$\frac{V_H}{V_x} = \frac{\cosh \alpha (\lambda - x)}{\cosh \alpha x} \quad \dots (6.1)$$

donde:

$$= \sqrt{\frac{C_g}{C_s}}$$

C_g = Capacitancia total a tierra

C_s = Capacitancia serie del embobinado

λ = Longitud del devanado.

En la figura 6.1 se muestran las curvas de la relación V_H/V_x para diferentes valores de α .

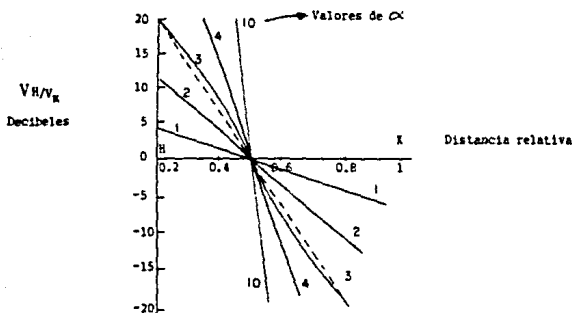


Fig. 6.1 Curvas V_H/V_X para una red capacitiva uniforme de un transformador, con diferentes valores de α .

La fórmula (6.1) se deriva de la ecuación (6.2) que se indica a continuación:

$$e_x = E \frac{\cosh \alpha(l-x)}{\cosh \alpha l} \quad \dots (6.2)$$

donde E es el voltaje en la terminal de alta tensión y e_x es el valor de la tensión a la distancia X de la terminal de alta tensión.

La utilidad de estas curvas es que, para un determinado tipo de transformador el valor de α es fijo, y se tiene una sola curva de atenuación; al medir la relación de voltajes V_H/V_X y expresarla en decibels, es posible determinar el lugar a lo largo del devanado del transformador en donde ocurren las descargas parciales, determinando la abscisa correspondiente al valor V_H/V_X .

* Apéndice D.

En lo considerado anteriormente, no se toma en cuenta el efecto de resonancia y reflexiones a lo largo de la red capacitiva, por lo que es necesario incluirlo en el análisis.

El modelo matemático que considera este efecto se expresa en la ecuación (6.3):

$$\ln \frac{I_H}{I_X} = \ln \frac{K_H}{K_X} + \ln \frac{I_{GH}}{I_{GX}} + \alpha' (L - 2\ell) \quad \dots\dots(6.3)$$

donde:

K_H y K_X : factores de proporcionalidad debido a reflexiones en las terminales.

I_H : Corriente en la terminal de alta tensión.

I_X : Corriente en la terminal de baja tensión.

$I_{GH} = \frac{I_G}{2}$: Corriente hacia el lado de alta tensión donde I_G es la corriente debido al generador de descargas parciales.

$I_{GX} = \frac{I_G}{2}$: Corriente hacia el lado de baja tensión.

L : Longitud del devanado.

ℓ : Distancia a la terminal de alta tensión.

La curva correspondiente a esta ecuación se muestra en la Fig. 6.2.

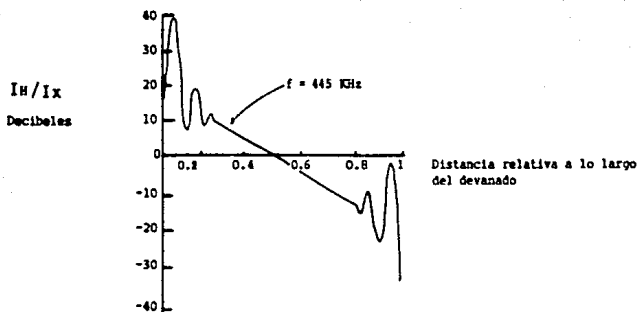


Fig. 6.2 Relación I_H/I_x para una línea con reflexiones.

Esta curva corresponde a la frecuencia central de 495 KHz, - si se obtienen curvas para diferentes frecuencias centrales, y se promedian los resultados, se demuestra que la curva obtenida es idéntica a la encontrada en la Fig. 6.1. Esta consideración se muestra en la figura 6.3.

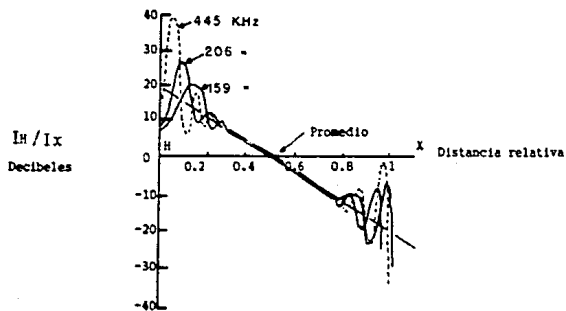


Fig. 6.3 Curva de localización promedio para una línea con reflexiones.

A través de promediar los resultados obtenidos para diferentes frecuencias, es posible disminuir el efecto de resonancia y reflexiones en la línea, con lo que se consigue tener una curva de localización como se indica en la Fig. 6.1.

6.2.3 Técnica de Medición.

El primer paso para emplear el método de localización de descargas parciales por el análisis del espectro de frecuencia, consiste en obtener experimentalmente la curva de atenuación V_H/V_X . Esta curva se determina por medio de calibración utilizando un circuito típico de medición de descargas parciales.

En las terminales de alta y baja tensión se conectan detectores de descargas parciales para obtener la relación V_H/V_X . - Con el transformador desenergizado se conecta en la terminal de alto voltaje un generador de pulsos que simula las descargas parciales, dando 60 pulsos por segundo con un tiempo de elevación de 10 a 50 nanosegundos. Se toman lecturas en la terminal de alta y baja tensión para frecuencias en el intervalo de 0.15 a 1.2 MHz considerando intervalos igualmente espaciados, 32 lecturas en total. Sumando los resultados y promediando se obtiene el valor en decibeles de la relación V_H/V_X , este valor promedio es uno de los puntos finales de la curva de localización. Fig. 6.4.

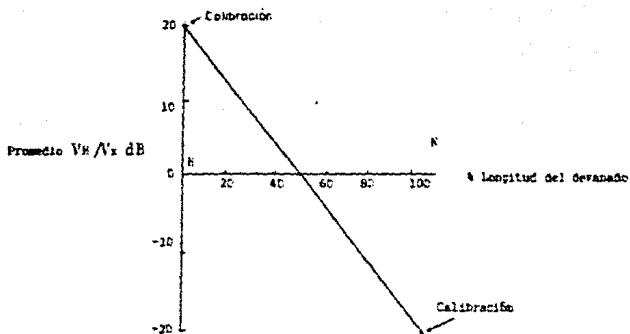


Fig. 6.4 Curva de localización para el devanado de un transformador.

El otro valor final de la curva de localización se determina en forma similar mediante calibración en la terminal del netro.

Después de realizada la calibración, se procede a efectuar la prueba de descargas parciales con el transformador energizado midiendo la relación V_H/V_X , de acuerdo a este valor se localiza la abscisa correspondiente, la cual indica el lugar del devanado en donde se presenta la descarga parcial.

En las figuras 6.5 y 6.6 se muestran curvas de localización de descargas parciales para un transformador tipo acorazado, y un transformador tipo núcleo respectivamente.

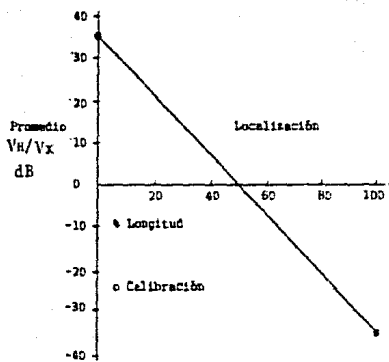


Fig. 6.5 Transformador tipo
acorazado.

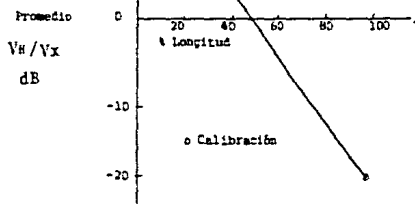


Fig. 6.6 Transformador Tipo Núcleo.

6.3 Método de Detección de Descargas Parciales mediante la generación de Pulsos Ultrasonoros.

El análisis del método nos permite conocer los modos de propagación de los pulsos ultrasonoros, los cuales son generados por las descargas parciales en aparatos de alto voltaje.

6.3.1 Detector Ultrasonoro.

El detector ultrasonoro debe contener al menos las siguientes características:

1. Ser capaz de detectar ondas de presión muy débiles.
2. Respuesta inmediata a una señal escalón, que permita el análisis de señales múltiples.
3. Aislamiento eléctrico total del equipo bajo prueba.

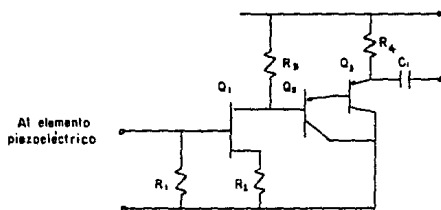


Fig. 6.7 Circuito detector ultrasonoro.

Cuando el elemento piezoeléctrico detecta una onda de presión se imprime un voltaje entre las superficies en contacto. La señal se amplifica y envía hasta un osciloscopio a través de un cable coaxial. Para eliminar el ruido, o minimizarlo; se -

emplea un filtro paso altas, con frecuencia de corte a 40 KHz.

6.3.2 Trayectoria y velocidad de la onda sonora.

La figura 6.8 muestra las diferentes trayectorias de una onda, según que:

- A) La onda viaja directamente al detector a través del aceite.
- B) La onda sonora viaja a través del aceite y atraviesa transversalmente la pared del tanque para llegar al detector.
- C) La onda llega a la pared del tanque que contiene aceite, recorriéndola longitudinalmente hasta llegar al detector.

Se han determinado experimentalmente velocidades en los diferentes materiales componentes de un transformador, siendo las más importantes:

- a) Trayectoria directa en aceite.

$$v = 1.32 \text{ m/ms.}$$

- b) Onda viajando transversalmente en la pared del tanque.

$$v = 3.23 \text{ m/ms.}$$

- c) Viaje longitudinal de la onda en la pared metálica.

$$v = 5.0 \text{ m/ms.}$$

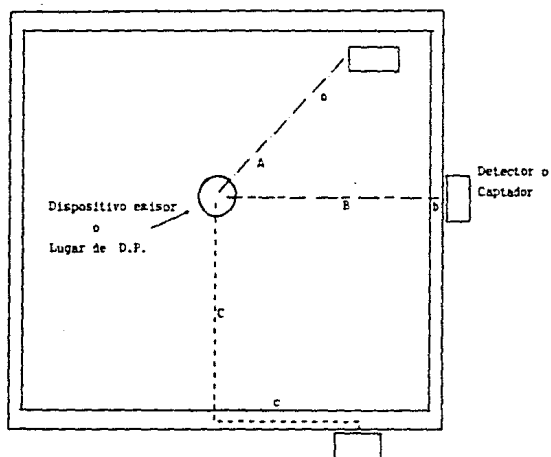


Fig. 6.8 Trayectorias de la onda sonora.

La figura 6.9 muestra gráficamente, cómo se atenúa la señal (onda ultrasónica) tal y como ocurre con la descarga parcial antes de llegar al fonocaptor.

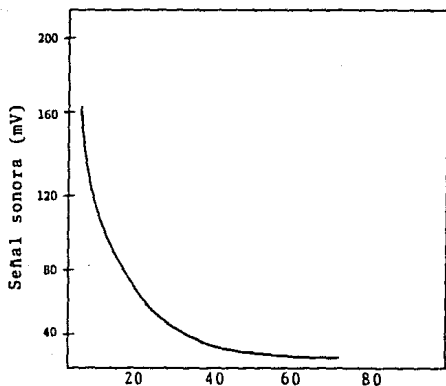


Fig. 6.9 Distancia entre la fuente y el detector (cm).

Si la ubicación de la fuente de señales sonoras (o D.P.) cambia, la forma de la señal también lo hace cuando α varía entre 40° y 90° . Este ángulo es el formado por la normal al tan que en el punto de contacto del detector y la línea que une este punto y la fuente sonora, Fig. 6.10.

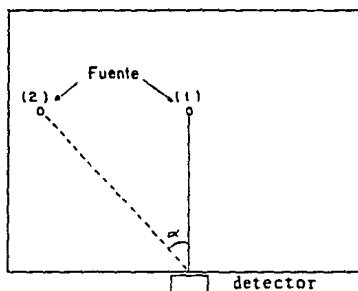


Fig. 6.10 Localización de una señal acústica.

La velocidad de propagación promedio de una señal sonora dentro de el tanque de un transformador conteniendo aceite, se muestra en la Fig. 6.11. La curva representa valores promedio de la señal detectada, considerando que para valores grandes del ángulo α la señal viaja parcialmente en aceite, y acero antes de llegar al detector.

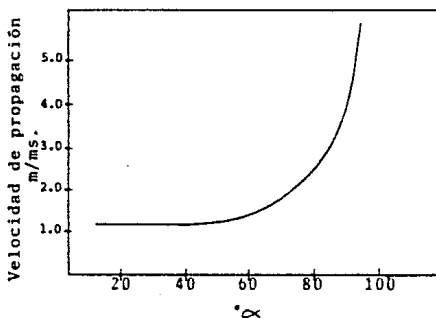


Fig. 6.11 Velocidad de propagación

Se puede demostrar que para un ángulo mayor a 40° los valores de la velocidad se pueden calcular mediante la fórmula (6.4)

$$\bar{V} = \frac{1}{\frac{\text{Sen}\alpha}{V_2} + \frac{\text{cos}\alpha}{V_1}} \quad \dots\dots(6.4)$$

Donde:

\bar{V} = velocidad promedio de la señal.

V_1 = velocidad del sonido en aceite.

V_2 = velocidad longitudinal en el acero.

6.3.3 Efecto de obstáculos absorbentes.

Si una fuente de señales es colocada dentro de un cilindro - de cobre recubierto con material aislante acústico, el detector no captará señal alguna.

Haciendo uso de esta característica, y a fin de ubicar la posición de una fuente de descargas parciales, se simuló mediante una fuente de señales colocada en 3 diferentes lugares dentro de un tanque de transformador como lo muestra la figura 6.12.

El tiempo que emplea la señal en llegar al detector, fue calculado para la trayectoria más probable en el aceite y el acero. La tabla 6.1 muestra estos valores.

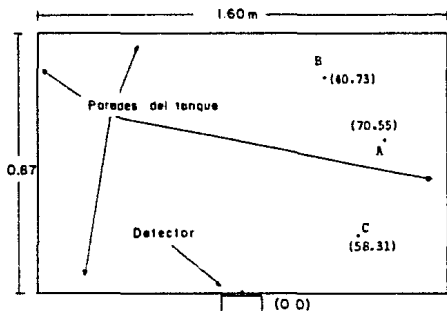


Fig. 6.12 Localización de una fuente de descargas parciales

TABLA 6.1

Posición de la Fuente	Coordenadas (cm)	Tiempo de Propagación (ms)			
		Aceite y Pared Longitudinal		Aceite y Pared Transversal	
		Experimental	Calculada	Experimental	Calculada
A	(70.55)	396	403	698	632
B	(40.73)	496	504	1070	722
C	(58.31)	330	351	896	414

Ya que los tiempos de propagación de estos puntos A, B y C, pueden corresponder a un gran número de puntos con diferentes posiciones, se hace necesario emplear más de un detector para, mediante la triangulación, localizar perfectamente la ubicación de una o más fuentes de descargas parciales.

6.4 Método Vectorial de Localización de Descargas Parciales.

6.4.1 Introducción.

El método de localización de descargas parciales por el análisis de los vectores de voltaje, está basado en el hecho de que los voltajes de inicio y extinción de las descargas parciales se mantienen constantes en pruebas sucesivas y por esto cuando se prueban aislamientos de transformadores, aunque la distribución de voltaje es diferente en los devanados, el voltaje de extinción con referencia a tierra es el mismo en ambas pruebas de potencial aplicado y potencial inducido.

Con el conocimiento de los voltajes de inicio y extinción, - así como de los vectores de voltaje puede determinarse el lugar de la fuente de descargas parciales.

La técnica es aplicable a conexiones delta y estrella, y no involucra mediciones complicadas, requiere únicamente de las mediciones normales en las pruebas de descargas parciales.

6.4.2 Prueba Normal de Potencial aplicado e inducido para Aislamientos de Transformadores conectados en Delta.

Con el fin de entender mejor esta técnica, se describen brevemente las pruebas de potencial aplicado e inducido como medio de probar aislamientos, entre fases o entre vueltas respectivamente.

Un diagrama de estas pruebas se muestra en la Fig. 6.13. En la prueba de potencial inducido se aplican 115 KV en el lado conectado en estrella, como consecuencia se tienen en el lado conectado en delta un potencial entre fases de 185 KV, en esta prueba el secundario (conexión delta) no está físicamen

te aterricado, el voltaje referido a una tierra efectiva varía a través de la longitud del devanado como se muestra en la Fig. 6.15.

En la prueba de potencial aplicado, se cortocircuita el devanado de alta tensión (delta) y el de baja tensión. La tensión se aplica en el lado conectado en delta y se aterriza el devanado de baja tensión (estrella), teniendo un potencial de 155 KV en el devanado delta.

Los vectores resultantes de la prueba de potencial inducido, se muestran en la Fig. 6.14.

6.4.3 Aplicación del Análisis Vectorial para la localización de las descargas Parciales para Transformadores conectados en Delta.

La idea básica de este método, es medir exactamente los voltajes de inicio y extinción durante las pruebas de potencial aplicado y potencial inducido en el transformador. Por ejemplo, mediante la prueba de potencial aplicado, puede determinarse el valor del voltaje a tierra, al cual las descargas parciales se extinguen. Usando este valor y considerando los vectores apropiados de la prueba de potencial inducido cuando ocurre la extinción de las descargas parciales, puede localizarse la fuente de descargas parciales. En forma similar puede utilizarse el voltaje de inicio de las descargas parciales.

Como ejemplo, considérese un transformador conectado en delta durante la prueba de potencial inducido a 155 KV en el lado de estrella, el voltaje de extinción de las descargas parciales ocurre a 151 KV (Voltaje de fase en el lado delta). De la lectura en V o $p\mu$ en las terminales, puede determinarse en qué fase se localiza la fuente de descargas parciales.

les. Durante la prueba de potencial aplicado, se encuentra que a 69 KV (Voltaje de fase a una tierra efectiva en el lado delta) ocurre la extinción de las descargas parciales; por el análisis de los vectores de la prueba de potencial aplicado en inducido (Fig. 6.16) puede verse que la tensión de extinción de descargas parciales de 69 KV a tierra, ocurre en la porción del devanado donde la tensión es 29.8 KV. Por esto el número de discos es: $29.8/161 \cdot 64 \approx 12$, ya que el número total de discos es 64.

Si la fuente de descargas parciales está entre el devanado de alta y baja tensión, se utiliza el diagrama vectorial de la Fig. 6.17.

En este caso la tensión a tierra es de 69 KV (entre el devanado de alta y baja tensión) ocurre entre el devanado cuando la tensión es 22.6 KV. Por esto el número de discos es:

$$22.6/161 \cdot 64 \approx 9.$$

De esta manera, la búsqueda de lugares de descarga parcial está reducido a la región del disco 9 al 12.

La localización del lugar de las descargas parciales puede hacerse analíticamente mediante las fórmulas:

$$y = \frac{E}{2 \operatorname{sen}(150^\circ - \Theta)} \quad \dots\dots(6.5)$$

$$b = 2 y \operatorname{sen} \Theta \quad \dots\dots(6.6)$$

donde: y es el voltaje a tierra del lugar de las descargas parciales cuando ocurre el voltaje de extinción.

b es el voltaje a través de la parte del devanado entre el lugar de la descarga parcial y la terminal más cercana cuando ocurre el voltaje de extinción.

E es el voltaje a tierra en las terminales del transformador cuando ocurre la extinción de las descargas parciales.

Θ es el ángulo entre los vectores E e y como se indica en la Fig. 6.16.

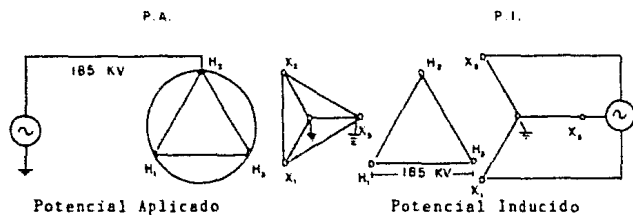


Fig. 6.13 Diagrama esquemático de las pruebas de potencial aplicado e inducido

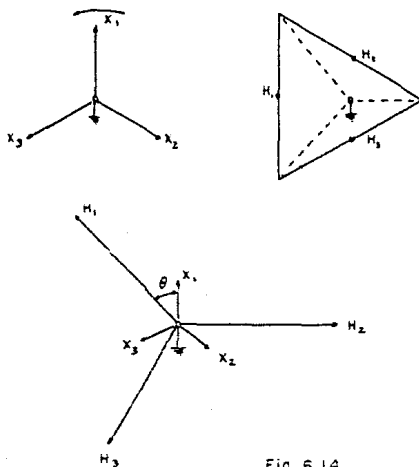


Fig. 6.14

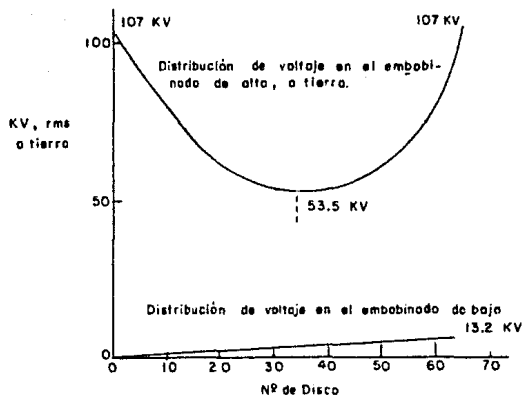


Fig. 6.15 Distribución del voltaje de fase a tierra durante la prueba de potencial inducido para un transformador conectado en delta

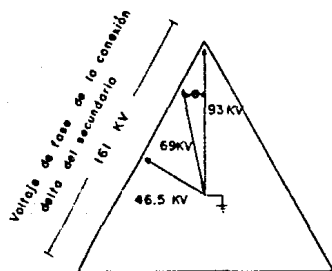


Fig. 6.16 Diagrama vectorial de voltaje para la prueba de potencial inducido en la localización de d.p.

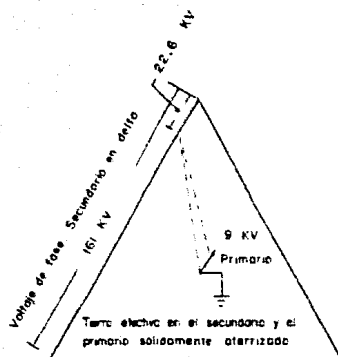


Fig. 6.17 Diagrama vectorial para la localización de d.p. entre los devanados de alta y baja tensión

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Harrold R.T. and Sletten A.M.: Corona Location in Transformers by Radio Frequency Spectrum Analysis, Pt I and - II, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, - Vol PAS-82, No. 7, Sep/Oct 1970, pp. 1564-1602.
- 2.- Vohl P.E., Y. Gervais and D. Mukhedkar: Model Analysis of Ultrasonic Pulses Generated by Partial Discharges, - Paper A 76 416-8 IEEE, May, 1976.
- 3.- Carpenter J.H., J.S. Kresge and C.B. Musick: Ultrasonic Corona Detection in Transformers, Paper 31 TP 65-56 IEEE November, 1964.
- 4.- Harrold R.T.: Voltage Vector Analysis for Corona Location in Transformers, IEEE Transactions on Power Apparatus - and Systems, Vol PAS-90, 1971, pp. 2339-2348.

CONCLUSIONES.

La medición de descargas parciales es una herramienta sensible y no destructiva para evaluar las condiciones del aislamiento de un transformador de potencia, ya sea que se trate de uno recién manufacturado o bien de uno que esté en operación.

La medición tradicional de descargas parciales, mediante el uso de detectores de banda estrecha que proporcionan el valor de μVQP , está en una etapa de transición hacia una medición más confiable, como es la que utiliza instrumentos de banda ancha (pc); este hecho está reflejado en el desarrollo de detectores de descargas parciales que miden simultáneamente en μVQP y pc, que permiten establecer las diferencias y ventajas entre ambos métodos.

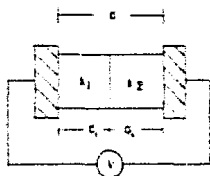
APENDICE

APENDICE A Análisis del comportamiento del campo eléctrico y la caída de tensión en un medio formado por n dieléctricos.

En el Capítulo III sección 3.4 se describen las ecuaciones que rigen la distribución de campo eléctrico y tensión en un medio formado por n dieléctricos, la deducción de éstas se muestra a continuación:

$$E_n = \frac{V}{k_n \sum_{i=1}^n \frac{d_i}{k_i}} \quad \dots (3.3)$$

Considérese el caso de dos dieléctricos de constantes k_1 y k_2



Del arreglo mostrado $D_1 = D_2 \dots (1)$ $D =$ Desplazamiento

Por definición de vector desplazamiento

$$D = \epsilon E \dots (2) \quad \epsilon = \text{Permitividad del material.}$$

De (1) y (2)

$$\epsilon_1 E_1 = \epsilon_2 E_2$$

$$E_1 = E_2 \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \dots (3)$$

Como $V = E_1 d_1 + E_2 d_2$ substituyendo en (3)

$$E_1 = \frac{V - E_2 d_2}{d_1} \quad \dots(4)$$

Substituyendo (4) en (3) $E_2 = \left(\frac{V - E_2 d_2}{d_1} \right) \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}$

$$E_2 = \frac{V \epsilon_1}{d_1 \epsilon_2 + d_2 \epsilon_1} \quad \dots(5)$$

Como $\epsilon_1 = K_1 \epsilon_0$ $\epsilon_0 =$ permitividad del vacio.

y $\epsilon_2 = K_2 \epsilon_0$

Substituyendo en (5)

$$E_2 = \frac{V K_1 \epsilon_0}{d_1 K_2 \epsilon_0 + d_2 K_1 \epsilon_0}$$

$$E_2 = \frac{V}{K_2 \left(\frac{d_2}{K_2} + \frac{d_1}{K_1} \right)} = \frac{V}{K_2 \sum_{i=1}^2 \frac{d_i}{K_i}}$$

En general para M capas de dieléctricos:

$$E_n = \frac{V}{K_n \sum_{i=1}^M \frac{d_i}{K_i}} \quad \dots(3.3) \quad \left[\frac{V}{m} \right]$$

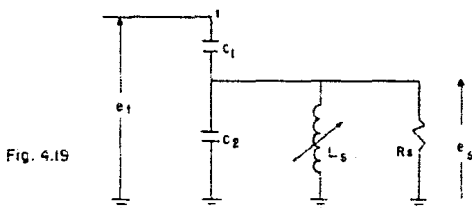
Como $V_n = E_n d_n$ substituyendo en (3)

$$\frac{V_n}{d_n} = \frac{V}{K_n \sum_{i=1}^M \frac{d_i}{K_i}}$$

$$V_n = \frac{d_n V}{K_n \sum_{i=1}^M \frac{d_i}{K_i}} \quad \dots(3.2)$$

APENDICE B Condición de Resonancia en el circuito de medición de des cargas parciales, utilizando la derivación capacitiva de la boquilla de alta tensión.

En este apéndice se hace el análisis del circuito de la Fig. 4.19 sección 4.3.2.



e_t = Tensión en la terminal

e_s = Voltaje al final del circuito

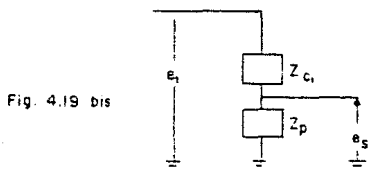
C_1 = Capacitancia de la terminal de la boquilla a la derivación

C_2 = Capacitancia de la derivación a tierra.

$|Z_p|$ = Valor absoluto de la impedancia de C_2 , L_s y R_s en pa ralelo.

$|Z_t|$ = Valor absoluto de la impedancia vista desde la termi nal de la boquilla al punto t.

Del circuito de la Fig. 4.19.



Por divisor de voltaje se tiene:

$$e_s = \frac{Z_p}{Z_{c1} + Z_p} e_t \quad \dots (1)$$

Como $Z_{c1} + Z_p = Z_t$

$$e_s = \frac{Z_p}{Z_t} e_t$$

De donde:

$$\frac{e_s}{e_t} = \left| \frac{Z_p}{Z_t} \right| \quad \dots (1')$$

Del circuito de la Fig. 4.19

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{-1}{jX_{C2}} + \frac{1}{jXL_s} + \frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_s} + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jXL_s} \right) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{ya que:} \quad Z_{C2} &= -j X_{C2} \\ Z_{L_s} &= j X_{L_s} \\ Z_{R_s} &= R_s \end{aligned}$$

Substituyendo Z_p de (2) en $Z_t = Z_p + Z_{c1}$

$$\begin{aligned} Z_t &= \frac{1}{\frac{1}{R_s} + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jXL_s} \right)} - j X_{C1} \\ &= \frac{1 - j X_{C1} \left(\frac{1}{R_s} + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jXL_s} \right) \right)}{\frac{1}{R_s} + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jXL_s} \right)} \\ &= \left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L_s}} \right) - j \frac{X_{C1}}{R_s} \right) \bigg/ \left(\frac{1}{R_s} + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jXL_s} \right) \right) \quad (3) \end{aligned}$$

Substituyendo (2) y (3) en (1'):

$$\frac{Z_P}{Z_t} = \frac{1}{R_s + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jX_{L5}} \right)} = 1 / \left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) - j \frac{X_{C1}}{R_s} \right) \dots$$

$$\frac{1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) - j \frac{X_{C1}}{R_s}}{R_s + j \left(\frac{1}{jX_{C2}} - \frac{1}{jX_{L5}} \right)} \quad (4)$$

El módulo de la ecuación (4) es:

$$\left| \frac{Z_P}{Z_t} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) \right)^2 + \frac{X_{C1}^2}{R_s^2}}} \quad \dots (5)$$

Considerando la ecuación (5) en términos de la variable X_{L5} , el valor máximo de la relación $\left| \frac{Z_P}{Z_t} \right|$ se obtiene igualando - la derivada de (5) a cero.

$$\frac{d}{dX_{L5}} \left| \frac{Z_P}{Z_t} \right| = -\frac{1}{2} \left(\left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) \right)^2 + \left(\frac{X_{C1}}{R_s} \right)^2 \right)^{-3/2} \left(2 \left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) \right) \left(\frac{X_{C1}}{X_{L5}^2} \right) \right) = 0$$

La igualdad a cero se cumple cuando:

$$\left(\left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) \right)^2 + \left(\frac{X_{C1}}{R_s} \right)^2 \right)^{-3/2} = 0$$

$$\text{ó } 2 \left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) \right) \left(\frac{X_{C1}}{X_{L5}^2} \right) = 0$$

En la primera condición no tiene raíces reales, por ser ambos términos positivos, por lo tanto la condición a utilizar es:

$$\left(1 + \left(\frac{X_{C1}}{X_{C2}} - \frac{X_{C1}}{X_{L5}} \right) \right) = 0 \quad \dots (6)$$

Despejando X_{L_s} de (6)

$$X_{L_s} = \frac{X_{C_1} X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} \quad \dots (7)$$

$$\text{Como } X_{C_1} = \frac{1}{\omega c_1} \quad \text{y} \quad X_{C_2} = \frac{1}{\omega c_2}$$

Substituyendo en (7)

$$X = \frac{\frac{1}{\omega c_1} \frac{1}{\omega c_2}}{\frac{1}{\omega c_2} + \frac{1}{\omega c_1}} = \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)}$$

$$\therefore X_{L_s} = \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)} \quad \dots (8)$$

Cuando X_{L_s} toma el valor dado por (7), la relación (1') es máxima, por lo que al substituir (7) en (5)

$$\left| \frac{e_s}{e_t} \right|_{\text{máx}} = \left| \frac{Z_p}{Z_t} \right|_{\text{máx}} = 1 \sqrt{\left(1 + \left(\frac{X_{C_1}}{X_{C_2}} - \frac{X_{C_1} X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} \right) \right)^2 + \left(\frac{X_{C_1}}{R_s} \right)^2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{X_{C_1}}{R_s} \right)^2}} = \frac{R_s}{X_{C_1}}$$

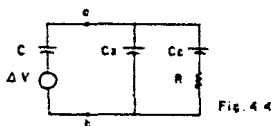
$$\therefore \left| \frac{e_s}{e_t} \right|_{\text{máx}} = \frac{R_s}{X_{C_1}} \quad \dots (9)$$

Es el valor máximo de la relación entre e_s y e_t cuando

$$X_{L_s} = \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)}$$

APENDICE C Análisis de la lectura en μV del circuito NEMA 107.

Considérese el circuito NEMA 107 de la Fig. 4.4 sección 4.1.5, se tiene el circuito siguiente:



Donde:

C = Capacitor de 20 pF

C_x = Capacitancia equivalente del circuito bajo prueba.

C_c = Capacitor de acoplamiento.

R = Resistencia de medición.

La lectura en μVQP en las terminales a y b está dada por las fórmulas (4.3) y (4.4).

$$\mu\text{VQP} (a - b) = \frac{Z \Delta V 1000}{-jx + Z} \quad \dots(4.3)$$

$$Z = \frac{-X_x (X_c + jR)}{R - j(X_x + X_c)} \quad \dots(4.4)$$

Donde:

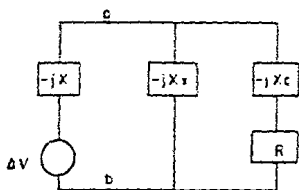
X = Reactancia a 1 MHz de C

X_x = Reactancia a 1 MHz de C_x

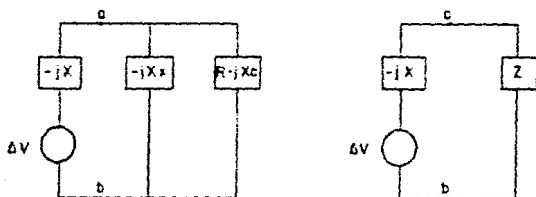
X_c = Reactancia a 1 MHz de C_c

Estas fórmulas se obtienen del análisis siguiente:

Considérese el circuito de la figura 4.4 en términos de impedancias:



Determinando la impedancia equivalente en las terminales a - b



Donde:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{-jX} + \frac{1}{R-jXc} = \frac{(R-jXc) - jX}{-jX(R-jXc)}$$

$$Z = \frac{-jX(R-jXc)}{(R-jXc) - jX} = \frac{-X_x(jR - j^2Xc)}{R - j(X_x + Xc)} = \frac{-X_x(Xc + jR)}{R - j(X_x + Xc)}$$

$$\therefore Z = \frac{-X_x(Xc + jR)}{R - j(X_x + Xc)} \quad \dots(4.4)$$

Por divisor de voltaje se tiene:

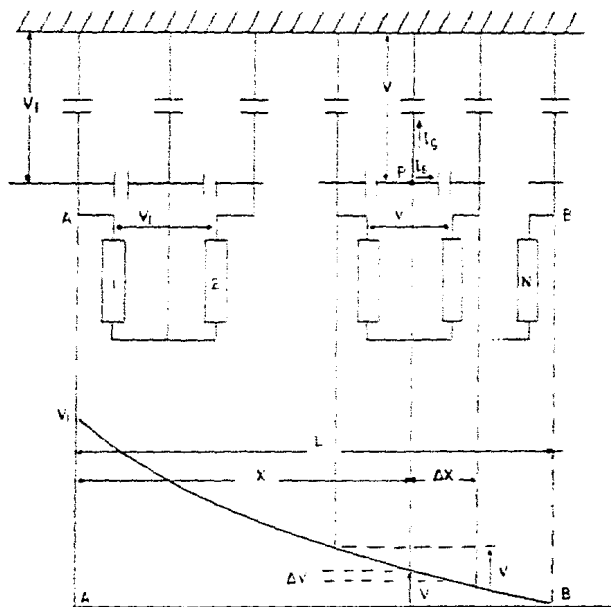
$$V_{ab} = \frac{Z}{Z - jX} \Delta V$$

Con lo que se tiene:

$$\mu VQP (a-b) = \frac{Z \Delta V 1000}{Z - jX} \quad \dots(4.5)$$

APENDICE D Análisis básico de la distribución de voltaje en el devanado de un Transformador.

Para este estudio se hace referencia a la Fig. siguiente:



X = distancia de un punto interior P al extremo A.

ΔX = distancia axial ocupada por un elemento del devanado.

L = longitud axial del devanado.

N = número total de secciones o discos en el devanado.

- V = Voltaje a tierra en el punto P.
 ΔV = Voltaje a través del elemento en el punto P.
 $2\Delta V$ = Voltaje máximo a través del ducto en P.
 V_1 = Valor de V en el extremo A.
 I_g = Corriente a tierra en el punto P.
 i = Corriente del devanado en el punto P.
 C_g = Capacitancia entre la unión de dos elementos y tierra.
 C_s = Capacitancia serie de cada elemento del devanado.
 $N C_g$ = Capacitancia a tierra total del devanado.
 $N C_s$ = Capacitancia serie total del devanado.
 t = Tiempo.

DESARROLLO:

De acuerdo con la primera Ley de Kirchoff, la suma de todas las corrientes en el punto P debe ser cero, es decir:

$$i(x) = I_g + i(X + \Delta X)$$

$$\text{ó} \quad I_g = i(x) - i(X + \Delta X)$$

donde I_g e i pueden expresarse para los voltajes a tierra y entre ductos, respectivamente como:

$$I_g = C_g \frac{dv}{dt} \quad ; \quad i = \frac{1}{2} C_s \frac{dv}{dt}$$

debido a que $\Delta X = L/N$, tenemos:

$$\frac{i(x) - i(X + \Delta X)}{\Delta X} = \frac{N}{L} C_g \frac{dv}{dt} \quad \dots(1)$$

$$i = -\frac{L}{N} C_s \frac{d(\Delta V/\Delta X)}{dt}$$

Si la red de capacitancias de la Fig. anterior se divide en pasos diferenciales de modo que pueda considerarse como continua, las ecuaciones (1) pueden escribirse como:

$$\frac{di}{dx} = -\frac{N}{L} C_g \frac{dV}{dt} \quad ; \quad i = -\frac{L}{N} C_s \frac{d(dv/dx)}{dt} \quad \dots (2)$$

Teniendo en cuenta que: $\frac{di}{dx} = -\frac{L}{N} C_s \frac{d}{dt} (d^2v/dx^2)$

Podemos cambiar las dos ecuaciones anteriores:

$$-\frac{N}{L} C_g \frac{dv}{dt} = -\frac{L}{N} C_s \frac{d}{dt} (d^2v/dx^2)$$

o lo que es lo mismo:

$$C_g V = (L/N)^2 C_s \frac{d^2v}{dx^2}$$

Al introducir los valores totales de capacitancia C_g y C_s podemos escribir:

$$V = \frac{C_s}{C_g} \frac{d^2v}{d(X/L)^2} \quad \dots (3)$$

La solución de esta ecuación diferencial son las funciones - exponenciales:

$$e^{\alpha(X/L)} \quad , \quad e^{-\alpha(X/L)}$$

Para las cuales pueden substituirse las funciones hiperbólicas:

$$\text{Sen h } (X/L) = \frac{e^{\alpha(X/L)} - e^{-\alpha(X/L)}}{2}$$

$$\text{cos h } (X/L) = \frac{e^{\alpha(X/L)} + e^{-\alpha(X/L)}}{2}$$

Por lo que la solución de la ecuación diferencial (3) puede escribirse en forma general como:

$$V = A \operatorname{senh} \alpha (X/L) + B \operatorname{cosh} \alpha (X/L) \quad \dots(4)$$

donde A, B y α son constantes a determinar. Para obtener α puede substituirse la ecuación (4) en (3) y se encuentra:

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_g}{C_s}} \quad \dots(5)$$

La constante α es una cantidad importante, ya que es un indicador de la acumulación y magnitud del esfuerzo dieléctrico de un devanado, y por lo tanto, una medida de la calidad del diseño. Las constantes A y B deben ser determinadas según las condiciones de frontera, en las que un voltaje V_1 se aplica en el extremo A del devanado mientras que el otro extremo se aterriza o se deja abierto, esto es:

Para B aterrizado:

$$V(X=0) = V_1 \quad ; \quad V(X=L) = 0 \quad \dots(6)$$

De las condiciones de frontera (b), la ecuación (4) proporciona los siguientes valores:

$$V_1 = B \quad ; \quad A \operatorname{Senh} \alpha + B \operatorname{Cosh} \alpha = 0$$

con lo que:
$$A = \frac{-V_1 \operatorname{cosh} \alpha}{\operatorname{Senh} \alpha}$$

Tomando entonces la ecuación (4) la siguiente forma:

$$V = \frac{V_1 [\operatorname{Senh} \alpha \operatorname{cosh} \alpha (X/L) - \operatorname{cosh} \alpha \operatorname{Senh} \alpha (X/L)]}{\operatorname{Senh} \alpha}$$

o

$$V_1 = V \frac{\operatorname{Senh} \alpha (1 - X/L)}{\operatorname{Sen} h \alpha} \quad \dots(7)$$

Para B abierto se tienen las siguientes condiciones de frontera:

$$V(x=0) = V_1 \quad ; \quad i(x=L) = 0 \quad \text{o} \quad \frac{dv}{dx}(x=L) = 0 \quad \dots(8)$$

De las condiciones de frontera (8), la ecuación (4) proporciona los siguientes valores:

$$V_1 = B \quad ; \quad A \cosh \alpha + B \operatorname{Senh} \alpha = 0$$

$$\text{o} \quad A = -V_1 \frac{\operatorname{Senh} \alpha}{\cosh \alpha}$$

Tomando entonces la ecuación (4) la siguiente forma:

$$V = V_1 \frac{\cosh \alpha \cosh(\alpha X/L) - \operatorname{Senh} \alpha \operatorname{Senh}(\alpha X/L)}{\cosh \alpha}$$

o

$$V = V_1 \frac{\cosh \alpha (1 - X/L)}{\cosh \alpha} \quad \dots(9)$$