



Universidad  
Carlos III de Madrid

**TESIS DOCTORAL**

# Medida de descargas parciales en radiofrecuencia

**Autor: Ricardo Albarracín Sánchez**  
**Tutor: Guillermo Robles Muñoz**

**Departamento de Ingeniería Eléctrica**  
**Universidad Carlos III de Madrid**

**Leganés, Febrero 2014**



# Medida de descargas parciales en radiofrecuencia

TESIS DOCTORAL

Autor: Ricardo Albarracín Sánchez

Tutor: Guillermo Robles Muñoz

Leganés, febrero de 2014



*Al motor de mi vida,  
Antía y nuestro pequeño.*



# Agradecimientos

*The world is a dangerous place, not  
because of those who do evil, but because  
of those who look on and do nothing.*

Albert Einstein.

De bien nacido es el ser agradecido.

A todas las personas que tienen valores humanos y hacen que el mundo no sea un lugar tan peligroso, por no mirar hacia otro lado, por mirar de frente a los conflictos, afrontarlos y hacerse cargo.

Por eso, dedico este libro a quienes me han acompañado siempre, a mis padres, a mis hermanos y a sus familias, de las que se hacen cargo y a las que miran de frente, como a mí, para compartir las alegrías y superar cualquier conflicto. A ti, Antía y tu familia, eres muestra de nobleza, inteligencia y plenitud, por hacer cada día contigo la mejor fiesta, por tu amor y tu apoyo incondicional, sin el cual, no hubiera podido finalizar esta tesis, que es un grano de arena del mundo no peligroso y maravilloso que construimos cada día codo con codo, sonrisa a sonrisa. A nuestra familia, nuestros hijos, que, de momento, me enseñan y que me motivarán a volver a ser un niño que disfruta de ser un adulto responsable que vive la vida con pasión, junto con las personas que ama y que trabaja por un día a día lleno de sonrisas y de alegría compartida con los suyos. Mis logros son nuestros, mi amor es para vosotros. Gracias a todos vosotros.

A mi otra familia, mis amigos verdaderos, los que siempre estáis, quienes sabéis que aquí siempre está vuestro amigo.

Por último, a todos los miembros del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Carlos III de Madrid que para no extenderme mencionaré, a Carlos Álvarez, junto a quien comencé esta andadura en el Departamento, por todo su apoyo y dedicación, y a Guillermo Robles, por apostar por mí, ser un tutor y un compañero de trabajo en equipo excelente y permitirme poder llevar a cabo y finalizar esta tesis doctoral.



# Resumen

*Plantar un árbol, escribir un libro y tener un hijo es importante, pero regarlo, que lo lean y criarlo es imprescindible.*

La detección de la actividad de Descargas Parciales (DPs) es de gran importancia para establecer cuál es el estado del aislamiento eléctrico de un equipo y poder aplicar un mantenimiento basado en la condición del mismo, *condition-based maintenance*. El método más común de medida de DPs es el eléctrico, en el que se miden pequeños cambios en la corriente que se fuga a tierra cuando se producen DPs en el equipo. En este sentido, se utilizan los esquemas propuestos en la norma (IEC-60270, 2000) en los que, se conecta a tierra un objeto de ensayo de DPs, considerado como una capacidad, a través de un condensador de acoplamiento. En el camino a tierra, se instala un equipo de medida de corriente y se aplica alta tensión al circuito, para adquirir la propagación del pulso. A partir de las medidas del pulso de DP, se puede identificar el tipo de fuente y hacer una clasificación de las medidas en descargas internas, superficiales y corona.

En los últimos años, con la extensión de las subestaciones en aislamiento de gas, *Gas-Insulated Substation* (GIS), se han popularizado los métodos de medida de la radiación en ultra-alta frecuencia, *Ultra-High Frequency* (UHF), emitida por la DP mediante el uso de antenas. Estas adquisiciones, se realizan en instalaciones de GIS debido a que en este tipo de subestaciones con gas a presión las emisiones de DPs pueden tener energía a frecuencias del orden de giga-hercios. En la actualidad, se está dando el salto a la utilización de esta misma tecnología en transformadores y líneas de alta tensión. Al ser una técnica novedosa, de hecho sus procedimientos de medida se publicarán previsiblemente en 2015 en la norma (IEC-62478, pendiente de publicación), quedan muchos aspectos por conocer y resolver, y algunos se abordan en esta tesis doctoral. Como aproximación, por un lado, es necesario establecer la relación que existe entre el pulso de radiación que mide la antena y el tipo de DP. Para ello, hay que aislar los distintos tipos de pulsos, utilizando objetos de ensayo que generen sólo un tipo de DP y, a continuación, caracterizar

el pulso en el tiempo y en frecuencia para encontrar una correlación entre el tipo de descarga, su espectro de potencia en frecuencia y su forma de onda en el tiempo. Además, cuando se realiza la medida de los pulsos de DPs en Radiofrecuencia (RF) en el rango de muy alta frecuencia, *Very-High Frequency* (VHF), y UHF (30—3000 MHz), es de vital importancia separar las posibles fuentes de interferencia electromagnética de la radiación emitida por la fuente de DPs. Estas fuentes son: radio en frecuencia modulada, *Frequency Modulated* (FM), radio difusión sonora digital, Televisión (TV), sistema global para las comunicaciones móviles, *Global System for Mobile Communications* (GSM), fidelidad inalámbrica, *Wireless-Fidelity* (Wi-Fi), etc.

Por otro lado, también se pueden aplicar las técnicas de medición de DPs en VHF y UHF para la monitorización del estado del aislamiento de uno de los activos más importantes de una red eléctrica, como son los transformadores de potencia. La mayor parte de los transformadores de gran potencia tienen un depósito denominado tanque o cuba en el que se alojan las columnas del material electromagnético, los arrollamientos y el sistema de aislamiento, todos ellos embebidos en aceite. El sumergir todos estos elementos en aceite, tiene como fin reducir la temperatura y servir como aislante eléctrico para evitar fallos del sistema de aislamiento de los transformadores de potencia. Además, separan los arrollamientos del equipo, en cuyo sistema de aislamiento pueden haber imperfecciones cuyo origen es debido a su construcción, puesta en servicio o al funcionamiento del transformador. En estas imperfecciones, pueden originarse DPs que pueden dar lugar al fallo en el equipo si se produce una rotura del aislamiento y, en consecuencia, una descarga total.

Para poder medir la actividad de DPs, es de vital importancia conocer cómo se propagan electromagnéticamente dentro del tanque de un transformador. Este recinto, se comporta como una cavidad resonante en el que se excitan ondas estacionarias que activan unas determinadas frecuencias de resonancia dependientes de la geometría del mismo. Una vez conocido el espectro electromagnético dentro del tanque, se estudiará la medida del mismo efecto desde fuera. De esta manera, se pueden conocer el efecto de su blindaje sobre las frecuencias que atenúa, así como las frecuencias que deja pasar.

En esta tesis, se aborda el estudio de la radiación electromagnética emitida por las DPs, su parametrización y la selección de antenas para la correcta medida de fuentes de DPs. Además, se considera el efecto de la distancia en su adquisición y se comparan las respuestas del sistema de medida utilizado compuesto por un osciloscopio con la de un analizador de espectros comercial PDS-100. Por otro lado, se identifican los modos de resonancia propios de un modelo de cuba de transformador, así como de su influencia en la propagación electromagnética de las DPs. Para esto, se preparan y seleccionan los objetos de ensayo que experimentalmente reproducen la emisión de DPs

internas, superficiales y corona. Por último, se realiza un programa que permite el post-procesado de las señales adquiridas para el estudio posterior de los resultados obtenidos que darán lugar a interesantes conclusiones a partir de los mismos.



# Abstract

The detection of partial discharges (PD) activity is crucial to establish which is the status of insulation systems in electrical equipments and to ensure an effective condition-based maintenance of electrical assets. The electrical measurements of PD is the most widely method used to detect possible failures. With this method, it is possible to measure short fluctuations in the current leaked to ground when PD are produced in equipments. In this sense, the proposed schemes by the (IEC-60270, 2000) standard are used. In which, a current measuring equipment is connected to a partial discharge test object, considered as a capacity, and high-voltage is applied to the circuit to acquire pulse propagation through a coupling capacitor connected to ground. From partial discharge pulse measures, it can be identify the type of pulse, as well as the classification of the measures in internal discharges, surface and corona could be done.

During the last years, the extended use of *Gas-Insulated Substation* (GIS) have led to the increase of popularity of methods for measuring the partial discharge emission in radio-frequency by antennas. These measurements are taken in GIS due to the fact that, in this kind of subsatations with pressurized gas, PD emissions can send out energy at frequencies in the order of giga-hertz. Currently, it is being made the leap to the use of the same technique in power transformers and power lines. As it is a new technique, in fact their measurement procedures will be published in (IEC-62478, not set published) standard in 2015, there are many aspects to be known about it and to be solved; therefore, some of them are addressed in this thesis. As an approach to this novel technique, on the one hand, it is necessary to establish the relationship between radiation pulse measured by the antenna and the type of partial discharge. This requires to isolate the different kinds of pulses using test objects that only generate one type of partial discharge, and then characterize the pulse in time and frequency domains so as to find a correlation between the kind of discharge, its power frequency spectrum, and its waveform in time domain. Furthermore, when the partial discharge measurement is performed in RF at the VHF and UHF bands (30—3000 MHz) through the use of antennas, it is crucial to separate electromagnetic interferences from the electromagnetic radiation emitted by the partial dis-

charge sources. These noise sources are: FM radio, television, GSM, Wi-Fi, etc.

On the other hand, PD measurement techniques by using antennas can also be applied in insulation condition monitoring on one of the most important assets in a power grid as is the power transformer. Most of high-power transformers have a reservoir called tank in which the columns of the electromagnetic material, the insulation system and the windings are found. All of them are immersed in oil, that is used to reduce the temperature inside the tank and serve as an electrical insulator to prevent transformer insulation failures. This insulation system, that separates the winding transformer, might have imperfections due to their construction, commissioning or caused by the transformer operation. In these weak points of the insulation system PD may occur, it could trigger the failure of the equipment when the insulation is broken that provokes a total discharge.

In this sense, it is crucial to know how electromagnetic waves caused by the PD are propagated inside a transformer tank. A tank behaves like a resonant cavity which allows the excitement of stationary waves which activate certain resonant frequencies depending on its own geometry. Knowing the characteristic of the electromagnetic propagation inside the tank, the same effect will be studied from outside the cavity. By this way, the frequencies that are attenuated by the shielding can be detected.

This thesis deals with the study of the electromagnetic radiation emitted by PD, its parametrization and the selection of proper antennas for measuring PD sources. Moreover, the distance effect on the PD acquisition is also considered and the responses of the two acquisition systems, compounds by the oscilloscope and a commercial spectrum analyzer PDS-100 respectively, will be compared. On the other hand, will be obtained the identification of the resonance modes characteristic of a transformer tank model and its influence on the electromagnetic emission of the PD. With this aim, test objects that reproduce experimentally PD are prepared and selected. This kind of PD are internal, surface and corona types. Finally, it is executed a program that allows the post-processing of the acquired signals for further study of the results obtained that will lead to interesting conclusions from them.

# Índice

<b>Agradecimientos</b>	<b>VII</b>
<b>Resumen</b>	<b>IX</b>
<b>Abstract</b>	<b>XIII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación de la tesis . . . . .	2
1.2. Objetivos de la tesis . . . . .	5
1.3. Estructura del documento . . . . .	6
<b>2. Emisión y métodos de medida y clasificación de DPs</b>	<b>9</b>
2.1. Influencia de las DPs en los sistemas de aislamiento eléctrico .	10
2.1.1. Características de las DPs . . . . .	11
2.2. Clasificación de descargas parciales según su origen . . . . .	13
2.2.1. Descargas parciales internas . . . . .	13
2.2.2. Descargas parciales superficiales . . . . .	18
2.2.3. Descargas parciales corona . . . . .	18
2.3. Métodos de medida de descargas parciales . . . . .	18
2.3.1. Medida eléctrica convencional de DP según IEC 60270	19
2.3.2. Medida no convencional de DP según IEC 62478 . . . .	21
2.4. Métodos de clasificación de DPs . . . . .	22
2.4.1. Diagramas PRPD . . . . .	23
2.4.2. Mapas T-F . . . . .	23
2.4.3. Mapas PRL y PRH . . . . .	25
2.4.4. Representación PRPD, mapa T-F y mapa PRL-PRH .	27
2.5. Emisión electromagnética en RF de las DPs . . . . .	27
2.5.1. Forma de onda de la corriente de las DPs . . . . .	27
<b>3. Antenas para la medida de DPs</b>	<b>35</b>
3.1. Antenas . . . . .	35
3.1.1. Clasificación general de antenas . . . . .	36

3.2.	Parámetros fundamentales de antenas . . . . .	37
3.2.1.	Diagrama de radiación . . . . .	37
3.2.2.	Potencia radiada . . . . .	37
3.2.2.1.	Potencia radiada por una antena isotrópica . . . . .	38
3.2.3.	Intensidad de radiación . . . . .	39
3.2.3.1.	Radián (rad) y estereorradián (sr) . . . . .	39
3.2.3.2.	Intensidad de radiación para una antena isotrópica . . . . .	40
3.2.4.	Eficiencia . . . . .	41
3.2.5.	Directividad . . . . .	42
3.2.6.	Ganancia de una antena . . . . .	43
3.2.7.	Ancho de banda (BW) . . . . .	43
3.2.8.	Ancho de haz, <i>beamwidth</i> . . . . .	44
3.2.9.	Polarización . . . . .	44
3.2.9.1.	Longitud efectiva . . . . .	44
3.2.9.2.	Área efectiva . . . . .	45
3.2.9.3.	Factor de antena . . . . .	45
3.2.10.	Reciprocidad . . . . .	45
3.2.11.	Impedancia de entrada de una antena . . . . .	45
3.2.11.1.	Línea de transmisión . . . . .	46
3.2.12.	Parámetros $S$ . . . . .	46
3.2.12.1.	Calibración del analizador de redes para la medida de parámetros $S$ . . . . .	49
3.2.12.2.	Diagrama de Smith . . . . .	51
3.3.	Selección de antenas para la medida de DPs . . . . .	52
3.3.1.	Antena dipolo . . . . .	54
3.3.1.1.	Diagrama de radiación y ancho de haz, HPBW, de un dipolo . . . . .	55
3.3.1.2.	Parámetros de un dipolo $\lambda/2$ . . . . .	56
3.3.2.	Antena monopolo . . . . .	58
3.3.2.1.	Parámetros de un monopolo $\lambda/4$ . . . . .	58
3.3.2.2.	Diagrama de radiación de un monopolo $\lambda/4$ . . . . .	59
3.3.2.3.	Monopolos de 1 cm, 5 cm, 10 cm y zigzag . . . . .	59
3.3.3.	Antena logarítmico-periódica . . . . .	65
3.3.4.	Antena Vivaldi . . . . .	66
3.3.5.	Antena telescópica (W-889) y de látigo (W-881) . . . . .	68
3.3.6.	Antenas utilizadas, valores más representativos . . . . .	69
4.	<b>Estado del arte de la medición de DPs en UHF</b> . . . . .	<b>71</b>
4.1.	Medición de DPs en RF en equipos eléctricos . . . . .	72
4.1.1.	Acopladores tipo disco . . . . .	75

4.1.1.1.	Transformadores . . . . .	76
4.1.1.2.	Subestaciones GIS . . . . .	77
4.1.2.	Antenas dipolo y monopolo . . . . .	78
4.1.2.1.	Transformadores . . . . .	78
4.1.2.2.	Subestaciones GIS . . . . .	82
4.1.2.3.	Motores . . . . .	84
4.1.3.	Antenas de bocina . . . . .	85
4.1.3.1.	Transformadores . . . . .	85
4.1.3.2.	Subestaciones . . . . .	86
4.1.3.3.	Subestaciones GIS . . . . .	87
4.1.3.4.	Aisladores . . . . .	89
4.1.4.	Antena fractal . . . . .	89
4.1.4.1.	Transformadores . . . . .	89
4.1.5.	Antena logarítmico-periódica . . . . .	91
4.1.5.1.	Subestaciones GIS . . . . .	91
4.1.6.	Antena parche . . . . .	94
4.1.6.1.	Subestaciones GIS . . . . .	94
4.1.6.2.	Motores . . . . .	95
4.1.7.	Antena de bucle . . . . .	96
4.1.7.1.	Subestaciones GIS . . . . .	96
4.2.	Conclusiones . . . . .	96
<b>5.</b>	<b>Cavidades resonantes</b>	<b>99</b>
5.1.	Tanque del transformador . . . . .	99
5.2.	El tanque del transformador como cavidad resonante . . . . .	101
5.2.1.	Definición . . . . .	102
5.2.2.	Cavidad resonante rectangular . . . . .	103
5.2.3.	Modos $TM_{mnp}$ y $TE_{mnp}$ en cavidades resonantes rec- tangulares . . . . .	104
5.2.4.	Cálculo de los modos de resonancia . . . . .	104
5.2.5.	Medida de la cavidad resonante . . . . .	108
5.2.5.1.	Cavidades circulares en las paredes del blindaje	110
5.3.	Conclusiones . . . . .	111
<b>6.</b>	<b>Medidas experimentales</b>	<b>113</b>
6.1.	Objetos de ensayo . . . . .	113
6.1.1.	Objetos de ensayo de DPs internas . . . . .	113
6.1.2.	Objetos de ensayo de DPs superficiales . . . . .	115
6.1.3.	Objetos de ensayo de DPs corona . . . . .	119
6.2.	Montaje experimental . . . . .	122

6.2.1.	Montaje indirecto de IEC 60270 y medida no convencional con antenas . . . . .	122
6.3.	Campo lejano y cercano . . . . .	123
6.4.	Selección de antenas . . . . .	125
6.4.1.	Antenas para la caracterización de DPs . . . . .	125
6.4.2.	Proceso de medida . . . . .	126
6.4.3.	Medidas del ruido . . . . .	127
6.4.4.	Medidas de descargas parciales . . . . .	130
6.4.4.1.	Descargas internas en papel Nomex . . . . .	130
6.4.4.2.	Descargas internas en metacrilato . . . . .	132
6.4.4.3.	Descargas superficiales sobre lámina de polietileno . . . . .	134
6.4.4.4.	Descargas superficiales en par trenzado . . . . .	135
6.4.4.5.	Descargas superficiales en aislador . . . . .	136
6.4.4.6.	Descargas corona en punta-plano . . . . .	137
6.4.4.7.	Descargas corona en la punta de un cable de cobre . . . . .	137
6.4.5.	Conclusiones de la selección de antenas . . . . .	138
6.4.5.1.	Medidas de ruido . . . . .	138
6.4.5.2.	Medidas de DPs internas . . . . .	139
6.4.5.3.	Medidas de DPs superficiales . . . . .	139
6.4.5.4.	Medidas de DPs corona . . . . .	139
6.4.5.5.	Otras conclusiones . . . . .	139
6.5.	Comparación de la adquisición de DPs entre el osciloscopio <i>Tektronix Digital Phosphor Oscilloscope</i> (DPO) 7254 y el PDS-100 . . . . .	168
6.5.1.	DPs internas . . . . .	169
6.5.2.	DPs superficiales . . . . .	169
6.5.3.	DPs corona . . . . .	170
6.5.4.	Conclusiones de la utilización del PDS-100 . . . . .	171
6.6.	Influencia de la distancia en la medida de DPs con antenas . . . . .	179
6.6.1.	Conclusiones al estudio de la influencia de la distancia en la medida de DPs con antenas . . . . .	183
6.7.	Efecto del blindaje de un transformador . . . . .	184
6.7.1.	Antenas para la medición de DPs . . . . .	184
6.7.2.	Medidas para la determinación del efecto del blindaje del tanque . . . . .	185
6.7.2.1.	DPs internas en Nomex dentro del tanque . . . . .	185
6.7.2.2.	DPs superficiales en par trenzado dentro del tanque . . . . .	187
6.7.2.3.	DPs superficiales en aislador sobre el tanque . . . . .	188

6.7.3. Conclusiones de las medidas en el tanque . . . . .	190
<b>7. Conclusiones, trabajos futuros y aportaciones</b>	<b>197</b>
7.1. Conclusiones . . . . .	198
7.2. Trabajos futuros . . . . .	199
7.3. Publicaciones y proyectos de investigación . . . . .	200
7.3.1. Artículos en revistas indexadas en el <i>Journal Citation Reports</i> (JCR) . . . . .	200
7.3.1.1. En revisión . . . . .	200
7.3.2. Libros . . . . .	200
7.3.3. Artículos en congresos . . . . .	200
7.3.3.1. Otros . . . . .	201
7.3.4. Proyectos de investigación . . . . .	201
<b>A. Post-proceso de las señales registradas</b>	<b>203</b>
A.1. Post-proceso de las señales registradas . . . . .	203
A.1.1. Adquisición de señales con el osciloscopio . . . . .	203
A.1.2. Teorema de Parseval . . . . .	204
A.1.3. Carga y manipulación de los datos para su procesado en <i>Matlab</i> . . . . .	205
A.1.4. Cálculo de la potencia de las señales utilizando el teorema de Parseval y la función <code>fft</code> de <i>Matlab</i> . . . . .	206
A.1.5. Código utilizado para el cálculo y representación de las señales adquiridas . . . . .	207
A.1.5.1. Código para desechar las señales erróneamente adquiridas . . . . .	208
A.1.6. Cálculo del promedio de la potencia en $V^2$ y % por bandas de frecuencia . . . . .	214
<b>B. Características técnicas de los equipos de medida</b>	<b>217</b>
B.1. Fuente de alimentación . . . . .	217
B.2. Condensador de acoplamiento . . . . .	218
B.3. Osciloscopio . . . . .	218
B.4. Conector BNC con cable coaxial RG-223 . . . . .	219
B.5. Transformador de medida de alta frecuencia HFCT . . . . .	222
B.6. <i>PDCheck</i> . . . . .	222
B.7. Analizador de redes . . . . .	224
B.8. Antena logarítmico-periódica UHALP 9108A . . . . .	224
B.9. Envasadora de vacío . . . . .	229
B.10. PDS-100 . . . . .	229
<b>C. Espectro electromagnético</b>	<b>231</b>

---

C.1. El espectro electromagnético . . . . .	231
<b>Bibliografía</b>	<b>233</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>243</b>

# Índice de figuras

2.1. Descargas parciales internas, superficiales y corona (Phung, 1997). . . . .	13
2.2. Campos eléctricos en un aislante con una vacuola interna. . .	14
2.3. Patrón de descargas parciales, (Kreuger, 1989). . . . .	15
2.4. Hueco en un material dieléctrico sometido a tensión entre dos electrodos. . . . .	16
2.5. Curva de Paschen. . . . .	17
2.6. Arborescencia en XLPE, (a) Arbusto (b) Árbol (c) Árbol fibroso (d) Árbol intrínseco, (Sarathi et al., 2012). . . . .	17
2.7. Circuitos normalizados según norma (IEC-60270, 2000) para la medida de DPs. . . . .	20
2.8. Patrones PRPD de DPs a) internas, b) superficiales y c) corona.	24
2.9. Regiones del mapa <i>Power Ratio for Low-Frequency</i> (PRL)- <i>Power Ratio for High-Frequency</i> (PRH). . . . .	26
2.10. Patrón <i>Phase-Resolved-Partial-Discharge</i> (PRPD) de DPs internas y ruido. . . . .	28
2.11. Mapa T-F de DPs internas y ruido. . . . .	29
2.12. Mapa PRL-PRH de DPs internas y ruido. . . . .	30
2.13. Forma de onda de un pulso Gaussiano. . . . .	31
2.14. Derivada del pulso de corriente Gaussiano de una DP. . . . .	32
2.15. Influencia de la variación de $T_h$ en el espectro de la DP. . . .	34
3.1. Diagrama de radiación de potencia tridimensional: a) isótropo, b) omnidireccional y c) direccional, (Balanis, 2005). . . .	38
3.2. Diagrama de radiación de la antena isótropa en (a) 3 dimensiones, (b) el plano horizontal y (c) el plano vertical. . . . .	39
3.3. Disposiciones geométricas para definir un radián y estereorradián. . . . .	40
3.4. Concepto de transmisión de una onda con pérdidas por reflexión.	47
3.5. Convenio de signos de los parámetros $S$ expresados en valores de tensión. . . . .	48
3.6. Conjunto de calibración de un analizador de redes. . . . .	50

3.7. Línea de transmisión lineal conectada a un analizador de redes, (Hewlett-Packard, 1997). . . . .	50
3.8. Carta de Smith con las condiciones de carga (LOAD), cortocircuito (SHORT) y circuito abierto (OPEN). . . . .	53
3.9. Distribución de corriente en un dipolo, (Balanis, 2005). . . . .	55
3.10. Diagrama de radiación en el plano de elevación para un dipolo fino con una distribución de corriente sinusoidal ( $l = \lambda/50, \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4, \lambda$ ), (Balanis, 2005). . . . .	56
3.11. Diagrama de radiación de un dipolo $\lambda/2$ (a) 3 dimensiones, (b) el plano horizontal y (c) en el plano vertical. Superpuesto en línea punteada el de la antena isótropa. . . . .	57
3.12. Diagrama de radiación normalizado teórico de un a) monopolo $\lambda/4$ y de la mitad de un dipolo para diferentes valores de $\lambda$ . . . . .	60
3.13. Antenas monopolo, de arriba a abajo: zigzag 10 cm, 10 cm y 5 cm. . . . .	61
3.14. Parámetros $S_{11}$ medidos para las antenas monopolo sin plano de tierra, (Robles et al., 2013c). . . . .	62
3.15. Parámetros $S_{11}$ medidos para las antenas monopolo con plano de tierra, (Robles et al., 2013c). . . . .	64
3.16. Monopolo de 10 cm con plano de tierra en trípode. . . . .	65
3.17. Diagrama de radiación teórico de una antena logarítmico-periódica. . . . .	65
3.18. Parámetro $S_{11}$ de la antena logarítmico-periódica, (Robles et al., 2013c). . . . .	66
3.19. Descripción de la antena Vivaldi de $9 \times 12$ cm utilizada. . . . .	67
3.20. Diagrama de radiación teórico de una antena Vivaldi, (AntenaMagus, Feb. 2014). . . . .	68
3.21. Parámetros $S_{11}$ de la antena Vivaldi. . . . .	68
3.22. Antenas a) W-889 y b) W-881 utilizadas por el equipo PDS-100 comercial de medida de DPs en RF. . . . .	69
3.23. Parámetros $S_{11}$ de las antenas: telescópica W-889 en posición vertical y $45^\circ$ y de látigo W-881. . . . .	70
4.1. Disco de acoplamiento circular. . . . .	75
4.2. Disco de acoplamiento en UHF sobre la tapa superior de un tanque de transformador de 400 kV, (Raja et al., 2002). . . . .	76
4.3. Disco de acoplamiento en espiral, (Li et al., 2012c). . . . .	78
4.4. <i>Array</i> de antenas en forma de rombo y su localización en las ventanas dieléctricas del tanque, (Tang et al., 2006). . . . .	79
4.5. Área efectiva calculada para las antenas monopolo, zig-zag, de lazo y cónica, (López-Roldán et al., 2008). . . . .	82
4.6. Antena dipolo, (Kaneko et al., 2009b). . . . .	83

4.7. Antena de bocina e introducción en la válvula de drenaje de un tanque de transformador, (López-Roldán et al., 2008). . .	86
4.8. Antena de bocina de plano eléctrico, (Kaneko et al., 2009b). .	87
4.9. Antena fractal Hilbert, (Li et al., 2012b). . . . .	90
4.10. Antena bicónica logarítmico-periódica, (Kaneko et al., 2009b). .	91
4.11. Disposición de antena parche para la medida de DPs, (Shibuya et al., 2011). . . . .	95
4.12. Antena bucle, (Kaneko et al., 2009b). . . . .	96
5.1. Transformador trifásico de 25 kVA, 50 Hz, 420/15000 V embebido en aceite. . . . .	101
5.2. Tanque de transformador de dimensiones 30×30×50 cm del LINEALT de la Universidad Carlos III de Madrid (UC3M). .	102
5.3. Dimensiones del tanque, en mm. . . . .	103
5.4. Geometría de una cavidad resonante rectangular. . . . .	104
5.5. Disposición de la medida de parámetros $S_{21}$ del tanque de LINEALT medido con el analizador de redes E8364B y dos monopolos de 10 cm con plano de tierra en las cavidades superiores circulares del tanque. . . . .	108
5.6. Parámetros $S_{21}$ medidos en la cuba entre 500—2500 MHz con monopolos de 10 cm con plano de tierra. . . . .	109
5.7. Parámetros $S_{21}$ medidos en la cuba entre 500—1000 MHz con monopolos de 1 cm con plano de tierra. . . . .	110
6.1. a) Electrodo de acero y b) objeto de ensayo de DPs internas. .	116
6.2. Disco de metacrilato de $\Phi=130$ mm y $e=6$ mm para generar DPs internas. . . . .	117
6.3. Lámina de polietileno sobre la que se generan DPs superficiales. .	118
6.4. DPs superficiales en a) par trenzado y b) sus dimensiones. . .	119
6.5. DPs superficiales en a) aislador y b) sus dimensiones. . . . .	120
6.6. Objeto de ensayo para generar DPs corona . . . . .	121
6.7. Dimensiones del objeto de ensayo punta-plano. . . . .	121
6.8. Objeto de ensayo para generar DPs corona en cable de cobre. .	122
6.9. Montaje para la medida de DPs. . . . .	123
6.10. Regiones de campo de una antena, (Balanis, 2005). . . . .	124
6.11. Configuración del posicionamiento de las cinco antenas, el PDS-100, el objeto de ensayo de DPs y el condensador de acoplamiento en paralelo con éste. . . . .	126
6.12. Bandas de frecuencia del ruido electromagnético. . . . .	127
6.13. Espectro del ruido medido con antenas monopolo y antenas de banda ancha. . . . .	141
6.14. Patrón PRPD de DPs internas en a) Nomex y b) Metacrilato. .	142

6.15. Patrón PRPD de DPs superficiales en a) Lámina de polietileno, b) Par trenzado y c) Aislador. . . . .	143
6.16. Patrón PRPD de DPs corona en a) Punta-plano y b) Cable de cobre. . . . .	144
6.17. Pulso de DP interna en papel Nomex a 13 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	145
6.18. Espectro de DPs internas en papel Nomex a 13 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	146
6.19. Promedio de potencia de DPs internas (■) en papel Nomex a 13 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	147
6.20. Selección de antenas para la medida de DPs internas en Nomex en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas de a) $\sim 900$ MHz y b) 200—900 MHz normalizadas con la antena que tiene el valor acumulado de potencia mayor, en cada caso. . . . .	148
6.21. Selección de antenas para la medida de DPs internas en Nomex en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de 1000—1700 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor. . . . .	148
6.22. Pulso de DP interna en metacrilato a 14 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	149
6.23. Espectro de DPs internas en metacrilato a 14 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	150
6.24. Promedio de potencia de DPs internas (■) en metacrilato a 14 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	151
6.25. Selección de antenas para la medida de DPs internas en metacrilato en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas a) $\sim 900$ MHz y b) 200—900 MHz normalizadas con la antena que tiene el valor acumulado de potencia mayor, en cada caso. . . . .	152
6.26. Selección de antenas para la medida de DPs internas en metacrilato en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de 1000—1700 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor. . . . .	152
6.27. Pulso de DP superficial en lámina de polietileno a 1600 V medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	153

6.28. Espectro de DPs superficiales en lámina de polietileno a 1600 V y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	154
6.29. Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en lámina de polietileno a 1600 V y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	155
6.30. Selección de antenas para la medida de DPs superficiales en polietileno en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas de a) ~900 MHz y b) 1000—2100 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor, en cada caso. . . . .	156
6.31. Pulso de DP superficial en par trenzado a 760 V medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	157
6.32. Espectro de DPs superficiales en par trenzado a 760 V y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	158
6.33. Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en par trenzado a 760 V y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	159
6.34. Selección de antenas para la medida de DPs superficiales en par trenzado en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas de a) ~900 MHz y b) 1000—2100 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor, en cada caso. . . . .	160
6.35. Pulso de DP superficial en aislador a 12 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	161
6.36. Espectro de DPs superficiales en aislador a 12 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	162
6.37. Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en aislador a 12 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	163
6.38. Selección de antenas para la medida de DPs superficiales en aislador en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de ~1700 normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor. . . . .	164
6.39. Pulso de DP corona en cable de cobre a 9 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	165
6.40. Espectro de DPs corona en cable de cobre a 9 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	166

6.41. Promedio de potencia de DPs corona (■) en cable de cobre a 9 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha. . . . .	167
6.42. Selección de antenas para la medida de DPs corona en cable de cobre en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de $\sim 800$ normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor. . . . .	168
6.43. Espectro normalizado del ruido medido con el PDS-100 y la antena W-889. . . . .	172
6.44. Espectro normalizado de ruido y DPs internas en a) Nomex y b) Metacrilato medidos con el PDS-100 y la antena W-889. . . . .	172
6.45. Comparación de espectros de DPs internas en papel Nomex medidas a 13 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. . . . .	173
6.46. Comparación de espectros de DPs internas en metacrilato medidas a 14 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. . . . .	174
6.47. Espectro normalizado de ruido y DPs superficiales en a) Lámina de polietileno, b) Par trenzado y c) Aislador medidos con el PDS-100 y la antena W-889. . . . .	175
6.48. Comparación de espectros de DPs superficiales en lámina de polietileno medidas a 1600 V y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. . . . .	176
6.49. Comparación de espectros de DPs superficiales en par trenzado medidas a 760 V y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. . . . .	177
6.50. Comparación de espectros de DPs superficiales en aislador medidas a 12 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. . . . .	178
6.51. Espectro normalizado de ruido y DPs corona en a) Cable de cobre medidos con el PDS-100 y la antena W-889. . . . .	178
6.52. Comparación de espectros de DPs corona en cable de cobre medidas a 9 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. . . . .	179
6.53. Disposición de las 4 antenas monopolo con plano de tierra para medir la influencia de la distancia a la fuente de DPs en función de la posición de la antena. . . . .	180

6.54. Pulso de DP superficial en par trenzado a 760 V captado por cuatro monopolos de 10 cm situados en distintas posiciones. . . . .	181
6.55. Espectro de DPs superficiales en par trenzado a 760 V captado por cuatro monopolos de 10 cm situados en distintas posiciones. . . . .	182
6.56. Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en par trenzado a 760 V captadas por cuatro monopolos de 10 cm en distintas posiciones. . . . .	183
6.57. Comparación del acumulado de potencia de DPs superficiales en par trenzado medidas con cuatro monopolos de 10 cm en diferentes posiciones en la banda de $\sim 1500$ MHz. Potencia normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor . . . . .	184
6.58. Disposición del montaje utilizado para medir DPs internas y superficiales con dos antenas. . . . .	185
6.59. Disposición de las antenas monopolo de 10 cm con plano de tierra para medir DPs superficiales en el aislador a 12 kV, dentro y fuera del tanque. . . . .	186
6.61. Espectro de DPs internas en papel Nomex a 13 kV dentro del tanque y ruido medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	192
6.60. Pulso de DP interna en papel Nomex a 13 kV dentro del tanque medido con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	192
6.63. Pulso de DP superficial en par trenzado a 760 V dentro del tanque medido con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	193
6.62. Promedio de potencia de DPs internas (■) en papel Nomex a 13 kV dentro del tanque y ruido (▲) medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	193
6.64. Espectro de DPs superficiales en par trenzado a 760 V dentro del tanque y ruido medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	194
6.68. Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en aislador a 12 kV sobre el tanque y ruido (▲) medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	194
6.65. Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en par trenzado a 760 V dentro del tanque y ruido (▲) medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	195
6.66. Pulso de DP superficial en aislador a 12 kV fuera del tanque medido con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	195
6.67. Espectro de DPs superficiales en aislador a 12 kV sobre el tanque y ruido medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	196

A.1. Matriz $A_n$ de dimensiones $n \times N$ en donde se almacenan las señales en el tiempo. . . . .	205
A.2. Discretización de la señal $x$ en el tiempo y sus componentes en frecuencia. . . . .	207
B.1. Transformador de alta tensión <i>Shleich</i> . . . . .	217
B.2. Módulo de control (GLP1-e <i>High-Voltage</i> (HV)). . . . .	218
B.3. Condensador de acoplamiento. . . . .	218
B.4. Osciloscopio <i>Tektronix</i> DPO 7254. . . . .	219
B.5. a) Conector BNC y b) sus dimensiones. . . . .	219
B.6. Transformador de alta frecuencia de abrazadera 39 de <i>Techimp Systems Srl</i> . Data sheet MD-04.06.042 - rev. 01 - 07/03/2008. . . . .	222
B.7. Especificaciones técnicas de la HFCT 39. . . . .	223
B.8. Respuesta en frecuencia de la HFCT 39. . . . .	223
B.9. Medidor de descargas parciales <i>PDCheck</i> de <i>Techimp</i> . . . . .	224
B.10. Analizador de redes E8364B 10 MHz 50 GHz de <i>Agilent Technologies</i> . . . . .	225
B.11. Antena logarítmico-periódica UHALP 9108A. . . . .	225
B.12. Envasadora al vacío de $50 \times 16 \times 10$ cm, peso 4 kg, aspiración 13 l/min, barra de soldadura de 30 cm y depresión de hasta 932 mbar. . . . .	229
B.13. PDS-100, $35 \times 22 \times 7$ cm, 2,4 kg. . . . .	229

# Índice de Tablas

2.1. Fabricantes de equipos de adquisición de Descarga parcial (DP)s que miden en RF. . . . .	22
2.2. Ecuaciones ideales de la corriente de una DP en el dominio del tiempo y la frecuencia. . . . .	29
2.3. Ancho de banda de una DP en función de su $T_h$ . . . . .	33
2.4. Corrientes de DPs observadas en varias condiciones, (Shibuya et al., 2010): (a) hueco, (b) punta-plano, (c) envolviendo partículas conductoras, (d) huecos pequeños y descargas electrostáticas. . . . .	34
3.1. Potencia reflejada $\Gamma$ y parámetro de reflexión $\Gamma=S_{11}$ . . . . .	42
3.2. Parámetros de un dipolo $\lambda/2$ . . . . .	57
3.3. Parámetros de un monopolo $\lambda/4$ . . . . .	58
3.4. Frecuencias de resonancia de las antenas monopolo. . . . .	61
3.5. Cálculo teórico y experimental de las frecuencias de resonancia de las antenas monopolo para $\lambda/4$ y $\lambda/2$ . . . . .	63
3.6. Cálculo teórico y experimental de las frecuencias de resonancia de las antenas monopolo para $3\lambda/4$ y $\lambda$ . . . . .	63
3.7. ER en % del cálculo experimental de las frecuencias de resonancia de las antenas monopolo. . . . .	63
3.8. Parámetros de adaptación de las antenas utilizadas. . . . .	69
4.1. Medida de DPs con sensores de RF en transformadores y subestaciones. . . . .	72
4.2. Medida de DPs con sensores de RF en motores y aisladores. . . . .	73
4.3. Medida de DPs con sensores de RF en subestaciones GIS. . . . .	74
5.1. Valores $mnp$ para los modos $TM_{mnp}$ y $TE_{mnp}$ . . . . .	105
5.2. Frecuencias de resonancia en el rango de 500 a 2000 MHz del tanque $30\times 30\times 50$ cm del LINEALT de la UC3M. . . . .	106
5.3. Frecuencias de resonancia en el rango de 2000 a 2500 MHz del tanque $30\times 30\times 50$ cm del LINEALT de la UC3M. . . . .	107

---

6.1. Características eléctricas de los objetos de ensayo utilizados. Donde $k_d$ es la rigidez dieléctrica del material aislante. . . . .	127
6.2. Pico de potencia máximo medido con las cinco antenas para cada banda de ruido electromagnético. . . . .	128
6.3. Relación señal-ruido para el objeto de ensayo de papel Nomex.	133
6.4. Relación señal-ruido para el objeto de ensayo de metacrilato.	134
6.5. Relación señal-ruido para la lámina de polietileno. . . . .	135
6.6. Relación señal-ruido en el par trenzado. . . . .	136
6.7. Relación señal-ruido en aislador. . . . .	137
6.8. Relación señal-ruido en cable de cobre. . . . .	138
6.9. Relación señal-ruido para el estudio de la distancia en el par trenzado medido con cuatro monopolos de 10 cm simultánea- mente. . . . .	183
6.10. Acumulado de potencia y relación señal-ruido para DPs in- ternas en Nomex dentro del tanque cuando se mide con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	187
6.11. Acumulado de potencia y relación señal-ruido para DPs su- perficiales en par trenzado dentro del tanque cuando se mide con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	189
6.12. Acumulado de potencia y relación señal-ruido para DPs su- perficiales en aislador sobre el tanque cuando se mide con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera. . . . .	190
C.1. Nomenclatura de las bandas de RF según la Unión Interna- cional de Telecomunicaciones (UIT). . . . .	231
C.2. Denominación de las bandas de frecuencias en microondas, (IEEE521, 2003). . . . .	232
C.3. Espectro Electromagnético. . . . .	232

# Capítulo 1

## Introducción

*Qualquier tiempo pasado, fue anterior.*

Les Luthiers.

**RESUMEN:** Este capítulo introductorio presenta los motivos que han dado lugar a la realización de esta tesis doctoral. El objetivo principal es la medida de Descargas parciales (DPs) en RF, más concretamente en VHF y UHF, mediante el uso de antenas porque permiten realizar adquisiciones del fenómeno sin contacto con el activo eléctrico. La presencia de actividad de este tipo de fenómeno dentro del aislamiento de un equipo puede provocar su fallo y para prevenirlo, se han de conocer y aplicar las estrategias de mantenimiento, más convenientes, que se pueden llevar a cabo en la gestión de los activos de la red eléctrica. Uno de estos equipos eléctricos es el transformador, sobre el que se centra parte de este documento, por lo que se describen las diferencias, ventajas e inconvenientes entre los transformadores en seco y en aceite. Estos últimos, son los más utilizados en alta potencia, y por ello su posible fallo tiene una repercusión más global en la distribución de energía eléctrica. Por ello, es imprescindible realizar un mantenimiento basado en la condición de su aislamiento que permita llevar a cabo las actuaciones que el equipo requiera para que no se llegue a su fallo. Además, al realizar medidas sin contacto eléctrico, es posible mantener el equipo en servicio mientras se realizan ensayos sobre el estado de su aislamiento. A continuación, se exponen los principales objetivos de esta tesis doctoral y cómo se estructura el documento. Finalmente, se expone cómo se estructura el documento y qué se puede encontrar en cada bloque que lo conforma.

## 1.1. Motivación de la tesis

El conocimiento del estado del aislamiento eléctrico es clave para la fiabilidad de los sistemas de potencia. Es bien conocido que el papel impregnado de aceite en los transformadores de potencia, las resinas epoxi en generadores y el polietileno en cables, están sujetos a estrés mecánico, térmico y eléctrico que degrada su comportamiento, llevando a fallos inesperados en estos equipos de gran valor técnico y económico, así como a cortes de suministro eléctrico, (Gill, 2008).

Para decidir si se ha de invertir en el mantenimiento de un equipo del sistema de potencia, es primordial llevar a cabo una correcta gestión del estado de los activos, entre los que se encuentran los transformadores, que forman parte de la red eléctrica. Esto permite reducir el coste de la reparación de los equipos y ofrecer una alta fiabilidad y calidad del suministro eléctrico, con un riesgo aceptable y manejable. Además, al minimizar las causas de fallo eléctrico en la red, se reduce el impacto sobre el usuario final, (Portugués, 2013).

A la hora de elegir una estrategia de mantenimiento que permita tomar decisiones con respecto a la gestión de los activos del sistema de potencia, se pueden encontrar varias vías:

- En el mantenimiento correctivo, *corrective maintenance*, únicamente se repara o reemplaza el activo cuando falla. No se tiene en cuenta la previsión de su vida útil antes del fallo y su disponibilidad depende de su fiabilidad. La aplicación de este mantenimiento depende de la criticidad del activo en el sistema de potencia. La determinación del coste del mantenimiento, depende de la repercusión del fallo en la operabilidad de la red eléctrica y su coste es el más bajo si el activo no es crítico.

- En el mantenimiento basado en el tiempo, *time-based maintenance*, se predefinen inspecciones sobre un periodo de tiempo fijo. La sustitución se realiza después de un tiempo de vida previamente definido. Se tiene una alta disponibilidad del activo siendo el coste el más elevado.

- Mantenimiento basado en el estado del activo, *condition-based maintenance*, se inspecciona o reemplaza según su condición. Se requiere un sistema de adquisición que permita la medida y evaluación de su estado de funcionamiento. En esta estrategia, todos los equipos se tratan de la misma manera.

- En el mantenimiento centrado en la confiabilidad, *reliability-centred maintenance*, se toma la decisión de inspeccionar o reemplazar el activo según su condición técnica en la operabilidad del conjunto del sistema de potencia.

La importancia de los transformadores, hace que parte de la tesis esté dedicada a ellos, y la estrategia de mantenimiento que se les debe aplicar, ha de tener en cuenta la criticidad de este activo en la red. Si se produce un fallo por cortocircuito entre sus devanados, se interrumpe el suministro eléctrico de manera permanente y, en consecuencia, se deja de alimentar

eléctricamente aguas abajo del transformador. Además, si el equipo es de gran potencia, la interrupción del flujo de energía transmitido es aún mayor. Por esta razón, en algunos casos, se puede considerar a este activo como un elemento crítico para el transporte de energía, por lo que el mantenimiento correctivo no es una buena opción, puesto que, un fallo en el mismo deja fuera de servicio el tramo de red al que está conectado. Por otro lado, si se basa en el tiempo, esta estrategia será la más cara por sustituirlo en una fecha determinada, independientemente del estado de funcionamiento del equipo. Puesto que un fallo en éste puede interrumpir el suministro eléctrico, en la actualidad, se tiende a seleccionar una estrategia de mantenimiento basada en el estado del equipo, que permita predecir la proximidad a un posible fallo y tomar las decisiones oportunas para evitarlo.

El mecanismo de envejecimiento por estrés eléctrico es debido, entre otras cosas, a la actividad continuada de DPs en el material aislante, (Kreuger, 1989). Sin embargo, estos procesos no provocan un fallo inminente, degradan paulatinamente el aislamiento en el que tienen lugar como consecuencia de los ataques físicos y químicos del material sólido o líquido que rodea las áreas en las que se producen las DPs, (Niemeyer, 1995), (Morshuis, 2005). La degradación se puede producir incluso a valores nominales de tensión si la fuente de DPs está permanentemente activa durante el funcionamiento del equipo, (IEEEStdC57.104-2008, 2009). Por esto, la detección de la actividad de DPs es un ensayo importante para determinar la calidad de los sistemas de aislamiento, y el conocimiento de su evolución con el tiempo puede ayudar al empleo de un correcto mantenimiento de los activos que conforman el sistema de potencia, (Kreuger, 1989).

Por todas estas razones, se han estandarizado las medidas de DPs como prueba en el mantenimiento de los equipos eléctricos, (IEC-60270, 2000). En esta norma se especifica cómo se conecta una rama capacitiva a los terminales del equipo para medir las señales de alta frecuencia creados por las DPs. La amplitud de los pulsos se representa superpuesta a la fase de la tensión aplicada. A este tipo de representación se la conoce como resolución en fase de DP, *Phase-Resolved-Partial-Discharge* (PRPD) y permite distinguir entre diferentes tipos de DPs mediante el uso de patrones. Cuando se realizan las medidas de DPs se suele hacer en instalaciones industriales donde puede haber varias fuentes de DPs activas al mismo tiempo. Además, no todas ellas son igual de dañinas para el material dieléctrico. Esto hace difícil la interpretación de los patrones de DPs y el diagnóstico del estado del aislamiento. Otra alternativa para el reconocimiento de DPs se hace analizando la forma de onda de los pulsos adquiridos mediante equipos de medida inductivos como el transformador de alta frecuencia, *High-Frequency Current Transformer* (HFCT), la bobina de Rogowski o el lazo inductivo, (Robles et al., 2009), (Ward y Exon, 1993), (Argüeso et al., 2005). En cualquier caso, estas adquisiciones requieren de la previa desconexión del equipo eléctrico

antes de instalar el equipo de medida. Por otra parte, además de las diversas fuentes de DP también hay que reconocer el ruido eléctrico, puesto que pueden presentar problemas en la identificación de DPs.

Para evitar la desconexión del activo eléctrico, existen técnicas de medición sin contacto eléctrico, como por ejemplo, los sistemas de detección electro-acústicos por un lado, y por otro las técnicas de medición en ultra-alta frecuencia, UHF. Estas técnicas tienen los mismos problemas de identificación que las eléctricas agudizados por el hecho de que no se tiene información sobre la fase de la señal. Las medidas electro-acústicas permiten localizar las fuentes de DPs midiendo el tiempo que emplea la onda al propagarse por el medio, en aceite, dependiendo del equipo eléctrico en el que se produzcan las DPs. En esta opción se usan sensores piezoeléctricos para detectar la propagación de las ondas de presión a través del aceite, (Ramírez-Niño y Pascacio, 2009), sin embargo, estos sensores no pueden detectarlas cuando ocurren dentro de los dieléctricos sólidos. Típicamente, tienen baja sensibilidad y una banda estrecha, lo que impide la identificación de tipos de descarga, (Markalous et al., 2008).

Por otro lado, las mediciones en UHF, como para las medidas acústicas, no necesitan de una conexión galvánica a los terminales de los equipos, permitiendo la localización de DPs, por ejemplo, en transformadores y siendo apropiadas para la monitorización en tiempo real de los equipos (Tenbohlen et al., 2008), (López-Roldán et al., 2008), (Jin et al., 2012). Además, pueden ser utilizadas para cualquier tipo de material aislante, dando buenos resultados en la localización de DPs en instalaciones eléctricas, como por ejemplo subestaciones, (Portugués et al., 2009).

En las frecuencias del rango de medida de VHF (30—300 MHz) y de UHF (300—3000 MHz) están presentes diferentes fuentes de interferencia (Televisión (TV), radio en frecuencia modulada, FM, sistemas globales de comunicación por móvil, GSM, Wi-Fi, etc.) que pueden dificultar la adquisición de DPs, lo que hace a la identificación mediante el análisis de sus pulsos un campo de investigación abierto, (Moore et al., 2003), (Reid et al., 2011). Por ello, el estudio de la respuesta electromagnética de las DPs, es un tema de investigación muy interesante y de actualidad para su detección en RF, (Moore et al., 2003), (Robles et al., 2013c).

De esta manera, uno de los desafíos presente en el estudio de los pulsos de las DPs, es la posibilidad de separar diferentes fuentes de DPs. Éstas se pueden producir, por ejemplo, al mismo tiempo en los aisladores externos al transformador, en forma de DPs superficiales, así como en el interior de un tanque de transformador en el aislamiento de papel-aceite, en forma de descargas internas, que pueden llevar al fallo del equipo y, para evitarlo, se requerirá conocer y aplicar las estrategias de mantenimiento más apropiadas.

Por otra parte, las DPs dentro de los transformadores provocan múltiples ondas estacionarias que excitan unas frecuencias de resonancia que, en

su mayoría, tienen su contenido de potencia en el rango de UHF. La frecuencia de éstas, depende de la geometría del tanque y cuanto más grande es, la primera resonancia tiende a un valor más pequeño. Estas señales se pueden medir por sensores internos intencionadamente instalados en las paredes del tanque. En transformadores nuevos se pueden construir ventanas dieléctricas para instalar sensores en el tanque, sin embargo, es difícil realizar su instalación en transformadores en servicio debido a que es caro y requiere su desconexión. Para solucionar esto, se intentará medir estas resonancias mediante sensores externos al tanque a través de las ventanas dieléctricas, como son el aislamiento del ajuste de la tapa y de los aisladores. De esta manera, si se identifican las DPs que ocurren dentro del tanque desde fuera, se puede mejorar, en gran medida, el mantenimiento basado en la condición de los transformadores sin necesidad de la desconexión del equipo.

Por estas razones, esta tesis tiene como motivación la selección de antenas para la medida de DPs, su parametrización y su uso para estudiar el efecto de los tanques de transformadores en la propagación electromagnética de las DPs y así identificar el tipo de fuente, su emisión y mejorar el mantenimiento predictivo de uno de los activos más importantes de la red eléctrica.

En cuanto a las desventajas de la medida con antenas se encuentra el no tener la fase de ocurrencia de las DPs, una baja sensibilidad, dificultad para separar señal y ruido, no correlación entre la energía emitida por la descarga y la energía recibida y el coste de los equipos de medición que estas usan.

## 1.2. Objetivos de la tesis

La parametrización de las antenas para la medida en RF permite tener un criterio de selección para la adquisición de pulsos de DP. El estudio del resultado proveniente del uso de antenas para la medida en cubas de transformadores de alta tensión tanto desde dentro, como fuera del mismo permite comprender el comportamiento electromagnético del tanque en la propagación de las DPs.

Por un lado, se puede medir la actividad de DP desde dentro, introduciendo una antena a través de una ventana dieléctrica, si fuese posible. Por otro lado, se puede medir la propagación electromagnética de la DP que sale hacia fuera mediante una antena situada fuera del tanque.

La medida realizada desde fuera del equipo tiene algunas ventajas como permitir realizar medidas mientras el equipo está en funcionamiento sin necesidad de desconexión y reconexión, es decir, sin interrupción del suministro eléctrico. Se evita tener que realizar orificios auxiliares para instalar sensores en el propio tanque, lo que mejora su estanqueidad y evita posibles fugas de aceite hacia el exterior.

Para llevar a cabo lo descrito anteriormente, se definen los siguientes objetivos específicos:

- Identificación del ancho de banda en el que emiten energía las DPs.
- Estudio en detalle del comportamiento y de los principales parámetros característicos de antenas.
- Selección de las mejores antenas para la medida específica de DPs entre los siguientes tipos: monopolo, Vivaldi y logarítmico-periódica.
- Identificación de los modos de resonancia propios de un modelo de cuba rectangular de un transformador así como de sus frecuencias, para comprobar su influencia en la propagación de DPs.
- Preparación y selección de los objetos de ensayo para el acondicionamiento y realización de los montajes que permitan la medición de DPs mediante el uso de antenas.
- Procesado de las señales para la extracción de conclusiones.

### 1.3. Estructura del documento

El desarrollo del documento se inicia con el Capítulo 2 en el que se explica la influencia de las DPs en los sistemas de aislamiento eléctrico. Seguidamente, se definen los tipos de DPs según su origen. Posteriormente, se introduce el método eléctrico para la medida de DPs según la norma (IEC-60270, 2000) y se explican los métodos no convencionales según la norma (IEC-62478, pendiente de publicación). Finalmente, se estudia la emisión en RF de una DP y se concluye el Capítulo con los métodos de clasificación de DPs actuales.

En el Capítulo 3 se presentan y definen los principales parámetros de una antena y se especifican las características principales de las antenas utilizadas.

A continuación, en el Capítulo 4, se hace un estudio en profundidad sobre el estado del arte de artículos de revistas científicas en la medida de DPs en RF para diversos equipos eléctricos como transformadores, instalaciones GIS, motores y cables.

El Capítulo 5 expone el comportamiento electromagnético del modelo de una cuba de transformador y su efecto en la propagación de pulsos de DPs.

En el Capítulo 6 se explican los diversos objetos de ensayo para generar DPs tipo internas, superficiales y corona. A continuación, se exponen los montajes utilizados para cada ensayo. Posteriormente, se presentan y discuten los resultados obtenidos en la medida de DPs con las antenas descritas en el Capítulo 3. Finalmente, se exponen las medidas de DPs realizadas en el modelo de un tanque de transformador.

Las conclusiones, aportaciones y publicaciones realizadas se encuentran en el Capítulo 7.

---

Por último, se presenta una relación de apéndices en los que se detalla el programa realizado para el post-procesado de las señales en el Apéndice A, las características técnicas de los equipos de medida utilizados en el Apéndice B y la clasificación de las bandas de frecuencia en el Apéndice C. En la parte final del documento se recoge la bibliografía y, por último, la lista de acrónimos utilizados.



## Capítulo 2

# Emisión y métodos de medida y clasificación de DPs

*El simple aleteo de una mariposa puede cambiar el mundo. Una descarga parcial, también.*

El efecto mariposa.

**RESUMEN:** En este capítulo se puede leer la influencia que tienen las DPs en los sistemas de aislamiento eléctrico, pudiendo deteriorarlos lentamente hasta su rotura total. Se explica qué se entiende por DP, se exponen sus principales características y cómo se propagan en los huecos e imperfecciones de los aislamientos. Según su origen, se clasifican en internas, superficiales y corona. A continuación, se explican los métodos de medida de DPs: el método convencional recogido en la norma (IEC-60270, 2000), y las técnicas no convencionales, recopiladas en la (IEC-62478, pendiente de publicación). Posteriormente, se estudia su emisión electromagnética en RF, aproximando la señal eléctrica de la descarga a un pulso Gaussiano. A partir de éste, se obtiene el ancho de banda en el que emite la DP, de esta manera se pueden medir con antenas sintonizadas en dicha banda de frecuencia. Por último, se presentan diferentes métodos de clasificación de DPs presentes en la literatura, como son los patrones clásicos PRPD, los mapas T-F y los mapas PRL-PRH.

## 2.1. Influencia de las DPs en los sistemas de aislamiento eléctrico

El deterioro, hasta la posible rotura, del aislamiento de los equipos eléctricos se puede iniciar por múltiples procesos: eléctricos, mecánicos, térmicos y químicos que pueden aparecer en la fase de fabricación o durante el funcionamiento del mismo.

Los sistemas de aislamiento pueden ser sólidos como la mica, vidrio, polietileno, resina, grafito, resina y papel, entre otros; líquidos, como el aceite y gaseosos como el hexafluoruro de azufre ( $\text{SF}_6$ ) utilizado en subestaciones y líneas en espacios reducidos.

Todos estos aislamientos tienen una alta rigidez dieléctrica que les permite soportar altos niveles de tensión mientras mantienen, sostienen y separan los conductores y zonas activas de las máquinas eléctricas del exterior. Sin embargo, esta propiedad dieléctrica puede disminuir con el tiempo dependiendo de los esfuerzos térmicos, mecánicos y factores ambientales o químicos a los que se ha sometido el aislante, lo que acelera el envejecimiento, pudiendo propiciar un fallo posterior y disminuyendo la vida útil del equipo (Gill, 2008).

Una de las formas en las que se puede manifestar este deterioro es a través de las imperfecciones del material aislante. En dichas imperfecciones pueden ocurrir DPs que, físicamente, son fenómenos transitorios de ionización que se originan por el exceso de campo eléctrico aplicado en zonas no homogéneas del aislamiento. Las descargas que más pueden afectar a estos sistemas, se pueden producir en el interior de dieléctricos sólidos, en interfases dentro de dieléctricos sólidos o líquidos, o en burbujas de aire dentro de aislantes líquidos. Algunos de los defectos que dan origen a la aparición de DPs son: burbujas, huecos, grietas, fallos de diseño, impurezas, presencia de elementos extraños y degradación de la homogeneidad del aislamiento. La aparición de DPs en estos sistemas también depende de la geometría de los defectos, su naturaleza, la tensión aplicada, la permitividad del dieléctrico sólido, factores ambientales y de la existencia de electrones libres.

Las DPs son un fenómeno estocástico que varía en el tiempo, (Morshuis, 2005). Éste fenómeno, se desarrolla en tres estados. En el primero, estado *Streamer*, las DPs son pulsos rápidos del orden de nanosegundos y tienen la mayor amplitud de los tres estados, creando corrientes de 10 a 100 mA y apareciendo entre los 10—60 minutos primeros de actividad. Tras estos 10—60 minutos, aparece un proceso más lento, estado *Townsend*, durante el cuál la amplitud de la corriente disminuye y se pueden apreciar ciertos indicios de deterioro y oxidación. Finalmente, y después de varios días de actividad permanente, la magnitud de las DPs sigue decreciendo, hasta el orden de  $\mu\text{A}$ , y la repetición aumenta a decenas de descargas por microsegundo, estado *Pitting*, en el que el dieléctrico está muy cerca del fallo, (Morshuis, 1993).

Este proceso degenerativo no es constante, produce un deterioro gradual del aislante hasta provocar un fallo del componente o equipo eléctrico y es poco predecible en el tiempo, sin embargo, sus efectos pueden ser observables y permiten la detección y la evaluación del aislamiento:

- Transferencia de carga eléctrica mediante métodos de detección eléctrica.
- Gran aumento local de la temperatura en el lugar donde se produce la descarga (detectores de temperatura resistivos e infrarrojos).
- Pérdidas dieléctricas (medida de  $\text{tg}\delta$  y capacidad).
- Radiación visible y ultravioleta (métodos de detección óptica).
- Vibraciones provocadas por las ondas de presión que se desplazan dentro del aislamiento (métodos de detección acústica).
- Generación de gases como el ozono, hidrógeno (métodos de detección por análisis de gases).
- Emisión de radiación electromagnética en todo el espectro de frecuencia (métodos de detección basados en la medida en RF).

### 2.1.1. Características de las DPs

A continuación, se presentan algunas características adicionales de los pulsos de corriente definidos por las DPs:

- La descarga se detecta como un pulso de corriente y viene asociado a una variación de la carga eléctrica dentro del aislante.
- Carga aparente: Es el valor de una carga eléctrica  $q$ , tal que si es introducida durante un tiempo muy corto entre los terminales del objeto de prueba, dará la misma lectura en un instrumento de medida que el pulso de corriente por sí mismo. Viene expresada en pC y es la unidad de medición convencional de las DPs. Este concepto se explica en el apartado 2.3.
- De las DPs también es importante conocer: magnitud, intervalo de repetición y ángulo de fase.

Como se ha indicado anteriormente, las DPs son un fenómeno estocástico, por lo que la medida de un solo evento no es significativa. Esta es la razón por la cual los parámetros asociados a los impulsos detectados deben ser tratados estadísticamente. En el caso concreto del análisis de magnitudes, la herramienta más común para caracterizarlas es la distribución probabilística de Weibull  $P(q)$ , Ecuación 2.1, (Morshuis, 1993).

$$P(q) = 1 - e^{(-\frac{q}{\alpha})^\beta} \quad (2.1)$$

Donde  $P(q)$  es la probabilidad de tener una descarga con una amplitud igual o por debajo de  $q$ ,  $\alpha$  es el parámetro estadístico de escala que es siempre positivo y  $\beta$  es el parámetro de forma de la distribución.

La distribución Weibull es una distribución de probabilidad acumulativa muy utilizada para modelar tiempos de vida en ensayos de envejecimiento por esfuerzos eléctricos. Se utiliza por su gran flexibilidad, y por la capacidad de adaptarse a una gran variedad de funciones de fiabilidad de dispositivos o sistemas. Admite modelar de forma fiable una probabilidad de tiempo hasta el fallo, y en nuestro caso, la probabilidad de que haya una cierta magnitud de descarga, a partir de un conjunto de datos empíricos.

Alfa: ( $\alpha$ ) ( $0 < \alpha < \infty$ ) Es la magnitud de descarga que han alcanzado el 63,2% de los pulsos. Es análogo al significado de media de la distribución normal.

Beta: ( $\beta$ ) ( $0 < \beta < \infty$ ) La variable de forma  $\beta$ , es una medida de la variabilidad de las magnitudes de DPs. Un valor pequeño de  $\beta$  ( $\beta < 2$ ) se asocia a una alta variabilidad, es decir, existirá mucha diferencia entre la mínima magnitud de DPs y la máxima detectada en el ensayo.

Para calcular los parámetros de Weibull  $\alpha$  y  $\beta$ , se puede usar la regresión por mínimos cuadrados a partir de la Ecuación 2.1 aplicando logaritmo natural a ambos lados de la ecuación para obtener:

$$\text{Ln}(1 - P(q)) = \left(-\frac{q}{\alpha}\right)^\beta \quad (2.2)$$

A continuación, se aplica logaritmo en base decimal a ambos lados de la Ecuación 2.2, obteniendo:

$$\log_{10}(-\text{Ln}(1 - P(q))) = \beta \log_{10}\left(\frac{q}{\alpha}\right) \quad (2.3)$$

De esta última ecuación se obtiene una ecuación lineal de la forma  $y = \beta x - b$ :

$$\log_{10}(-\text{Ln}(1 - P(q))) = \beta \log_{10}(q) - \beta \log_{10}(\alpha) \quad (2.4)$$

Donde  $\beta$  es la pendiente de la recta de regresión y los valores de  $y$ ,  $x$ ,  $b$  y  $\alpha$  son los siguientes:

$$y = \log_{10}(-\text{Ln}(1 - P(q))) \quad (2.5)$$

$$x = \log_{10}(q) \quad (2.6)$$

$$b = \beta \log_{10}(\alpha) \quad (2.7)$$

$$\alpha = e^{\frac{b}{\beta}} \quad (2.8)$$

Con objeto de estimar la máxima magnitud de DPs, no se puede utilizar sólo el mayor valor detectado en una adquisición, por no ser estadísticamente significativo. Por ello, se emplea la máxima amplitud estadística  $Q_{max95\%}$ ,

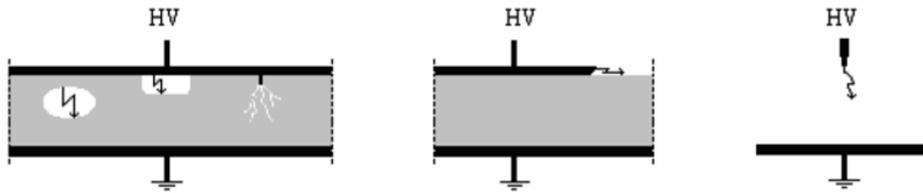


Figura 2.1: Descargas parciales internas, superficiales y corona (Phung, 1997).

que es la magnitud de DP por debajo de la cual están el 95 % de todas las detectadas.

Adicionalmente, es muy importante conocer el factor  $N_W$ , que es el número de descargas detectadas por ciclo, (Cacciari et al., 1995). Este parámetro tiene relación directa con el número de imperfecciones capaces de generar DPs en el aislamiento. Como primera aproximación, se estima que un aislamiento que produzca entre 2 y 4 pulsos por ciclo de red, presenta un único defecto en su interior. Con más de 100 pulsos por ciclo, los defectos están muy extendidos por el aislamiento, (Stone et al., 2004).

## 2.2. Clasificación de descargas parciales según su origen

Existen tres tipos de DPs: internas, superficiales y corona, (Kreuger, 1989). Las DPs internas se producen en los equipos eléctricos dentro de los defectos de los materiales aislantes tipo polietileno, resina, papel o mica; las descargas superficiales se originan en aisladores, terminales de cables o en la superficie de los devanados de motores y transformadores y las de corona en los bordes afilados de las máquinas, tornillos o pernos de los cables. En la Figura 2.1 se representan esquemas de los tres tipos de descargas, en donde HV, *high-voltage*, es alta tensión.

### 2.2.1. Descargas parciales internas

Las descargas internas ocurren en huecos de los sistemas aislantes con baja rigidez dieléctrica. Se pueden localizar en sólidos o en burbujas en los aislantes líquidos, así como dentro del aislante o en la frontera cercana a alguno de los electrodos. Debido a su actividad en estos puntos débiles, pueden provocar una rotura y una posterior descarga total, llevando al fallo de los equipos eléctricos, por lo que son las descargas más dañinas. Los trabajos enfocados a la medida de DPs en aislantes se suelen centrar en este tipo de

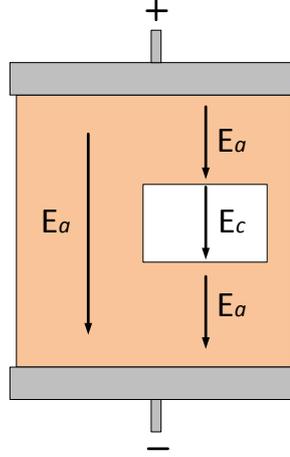


Figura 2.2: Campos eléctricos en un aislante con una vacuola interna.

descargas en cables, motores y transformadores, (Kane et al., 1999).

Los aislantes sometidos a una tensión constante tienen un campo eléctrico,  $E_a$ , que se distribuye uniformemente si el material es perfecto y homogéneo. En el caso de un aislante con imperfecciones, el campo aumenta dentro de los defectos o vacuolas, debido a las condiciones de frontera, según la Ecuación 2.9. En la Figura 2.2 se representan los campos eléctricos que puede haber en un aislante. De acuerdo a la Ecuación 2.10, el campo dentro de la vacuola,  $E_c$ , será mayor que  $E_a$  cuanto mayor sea la permitividad relativa del aislante,  $\epsilon_r$ , habitualmente mayor que 2, en el Apartado 6.1 se presentan sus valores para algunos materiales utilizados en sistemas de aislamiento eléctrico. Esto hace que aparezca un fuerte estrés eléctrico en el diminuto volumen de la vacuola, rompiendo la rigidez del gas y produciendo una avalancha de electrones y la consecuente DP.

$$\epsilon_r \epsilon_o E_a = \epsilon_o E_c \quad (2.9)$$

$$E_c = \epsilon_r E_a \quad (2.10)$$

Se comprueba que en las imperfecciones de los aislantes de los equipos eléctricos sometidos a una tensión  $V$  sinusoidal, pueden aparecer DPs a partir de un nivel de tensión determinado denominado tensión de ignición,  $v_i$ , Figura 2.3. El campo eléctrico debido a esta tensión provoca una avalancha de electrones en las zonas no homogéneas que inicia la descarga. Cuando la tensión disminuye por debajo de un valor denominado tensión de extinción  $v_e$ , desaparecen las condiciones para que sigan apareciendo descargas. En el ciclo positivo, una vez se ha extinguido, la tensión en la imperfección,  $v_c$ , empieza nuevamente a subir mientras la tensión de alimentación aplicada

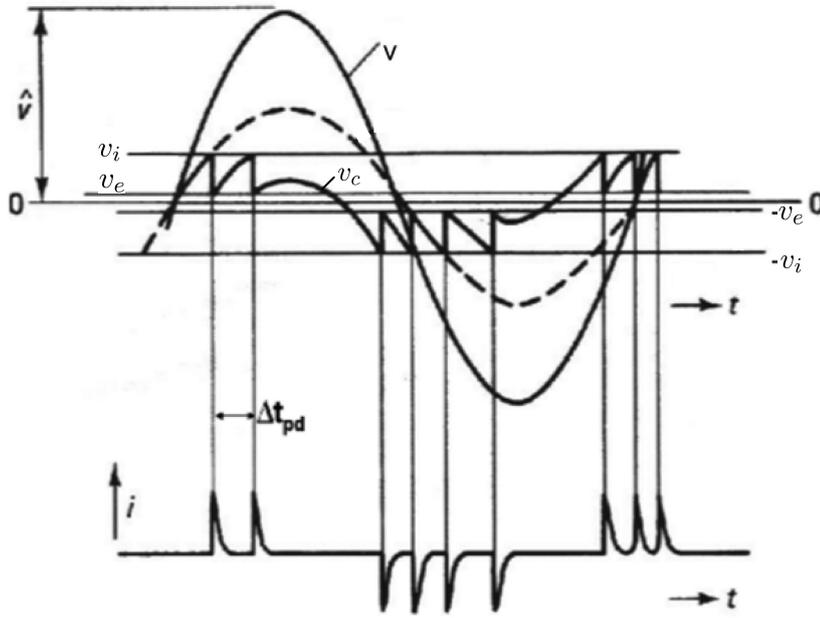


Figura 2.3: Patrón de descargas parciales, (Kreuger, 1989).

al sistema sigue aumentando. El proceso se repite mientras haya suficiente pendiente en la onda de tensión para superar los niveles de ignición. En los ciclos negativos de tensión el mecanismo es análogo originando pulsos de diferente polaridad, (Kreuger, 1989). En tensión alterna, la actividad de DPs tiene una recurrencia en las zonas de mayor pendiente de la onda de tensión y en torno a los máximos o mínimos dependiendo del tipo de DP, (Fernández et al., 1998).

La tensión de ignición que da lugar a este tipo de descargas, puede variar de acuerdo a factores como el tamaño y la forma del hueco en el dieléctrico. Por ejemplo, es menor en cavidades esféricas o elípticas que en cilíndricas. En un hueco, la tensión de ignición,  $v_i$ , se da para una tensión de pico aplicada según las Ecuaciones 2.11 y 2.12 para un hueco cilíndrico,  $v_{ac}$ , y uno esférico,  $v_{ae}$ , respectivamente, (Bartnikas et al., 1979).

$$v_{ac} = v_i \left( \frac{d_1 + d_2}{d\epsilon_r} + 1 \right) \quad (2.11)$$

$$v_{ae} = \frac{v_i}{d} \left[ d + \frac{d_o(1 + 2\epsilon_r)}{3\epsilon_r} \right] \quad (2.12)$$

En donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del material aislante y las distancias  $d$ ,  $d_o$ ,  $d_1$  y  $d_2$  están representadas en las Figuras 2.4a y 2.4b, en

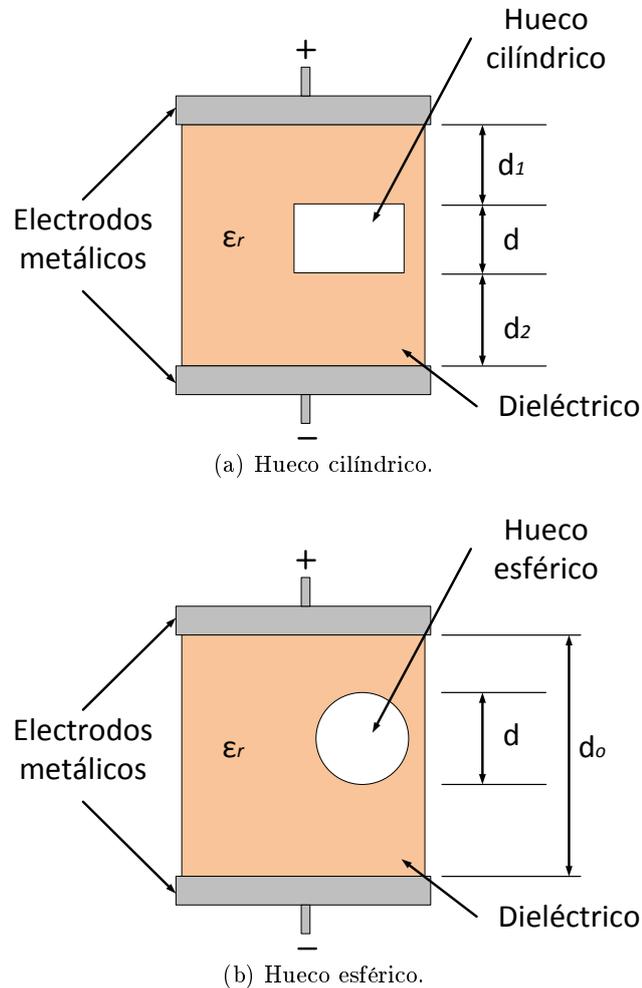


Figura 2.4: Hueco en un material dieléctrico sometido a tensión entre dos electrodos.

las que se muestra un hueco cilíndrico y uno esférico dentro de un material aislante, respectivamente.

Como ejemplo, se calcula la tensión de ignición,  $v_i$ , cuando se aplica una tensión de 1 kV sobre dos muestras de aislante de espesor  $d_0=3$  mm, permitividad relativa  $\epsilon_r=2$  con una vacuola, en la primera, cilíndrica y, en la segunda, esférica, ambas de dimensión  $d=1$  mm, y situadas en la parte central de ésta,  $d_1=d_2=1$  mm. En este caso, para un defecto cilíndrico se obtiene que  $v_i=500$  V, y para uno esférico,  $v_i=285$  V, por lo que se comprueba que la tensión de ignición se da antes en huecos esféricos que cilíndricos.

En segundo lugar, el estrés eléctrico depende de la presión del gas en la cavidad, ya que la tensión de ignición es función de dicha variable de acuerdo a la ley experimental de Paschen. En la Figura 2.5 se representa

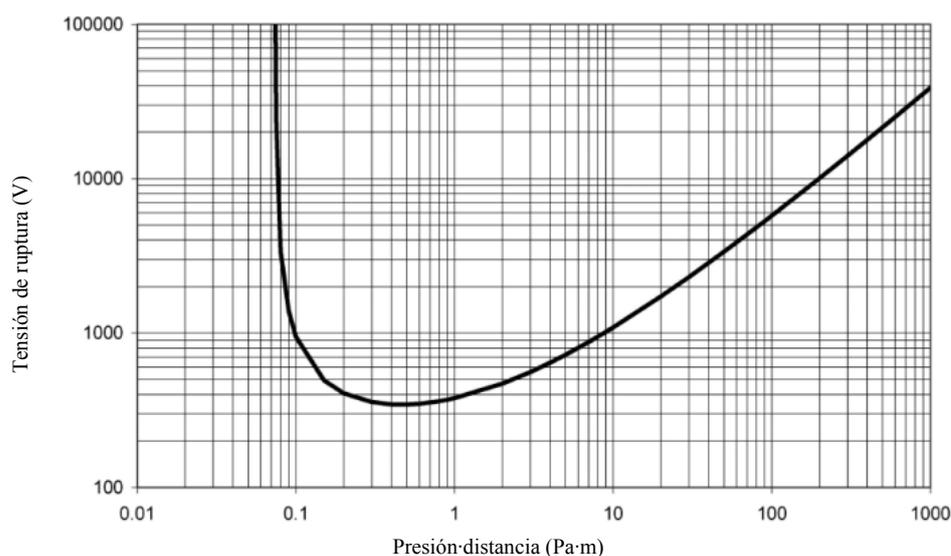


Figura 2.5: Curva de Paschen.

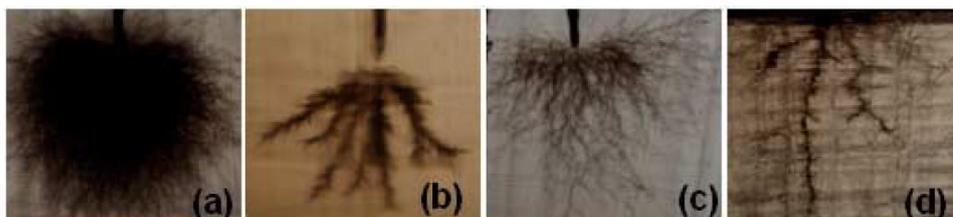


Figura 2.6: Arborescencia en XLPE, (a) Arbusto (b) Árbol (c) Árbol fibroso (d) Árbol intrínseco, (Sarathi et al., 2012).

la curva de Paschen según la cuál, para una distancia constante, la tensión necesaria para crear un arco eléctrico en una cavidad disminuye a medida que la presión también lo hace. Luego, comienza a aumentar gradualmente hasta que supera su valor original. Además, cuando se reduce el espacio para una misma presión, sucede el mismo efecto.

Por otra parte, la ubicación de la vacuola, en el dieléctrico, influye directamente en el deterioro de los materiales aislante, ya que se ha comprobado que cavidades relativamente grandes cerca de la cubierta del cable provocan el fallo más rápido que cavidades pequeñas cerca del conductor, (Mason, 1995).

Este tipo de descarga puede provocar la aparición de arborescencias, *treeing*, que forman un camino de aire ramificado producido por su constante actividad de DPs. En la Figura 2.6, se muestran los diversos tipos de

arborescencias que pueden ocurrir en un cable aislado con polietileno reticulado, XLPE. El crecimiento continuado de este tipo de ramificación puede llevar a la perforación y fallo posterior del aislante, (Kreuger, 1989).

### **2.2.2. Descargas parciales superficiales**

Son descargas que aparecen entre dos dieléctricos, habitualmente entre aislante y aire y son debidas a las componentes tangenciales de campo eléctrico de gran intensidad. La contaminación o humedad, por ejemplo, en cadenas de aisladores, puede acelerar el proceso que provoca este tipo de descargas. Es muy común encontrar este tipo de DPs superficiales en los aislamientos eléctricos entre espiras de máquinas eléctricas, (Stone y Kapler, 1998), como motores, (Shibuya et al., 2011). Este tipo de descarga, también puede aparecer en las uniones de tornillos, entre los pasos de tuercas, y otros elementos metálicos sometidos a tensión, (Cavallini, 2012). Por esto, cuando se diseñan objetos de ensayo es recomendable utilizar electrodos lisos, gruesos y con perfiles redondeados para evitar cambios bruscos del campo eléctrico y la consiguiente aparición de descargas.

### **2.2.3. Descargas parciales corona**

Estas descargas se producen en zonas metálicas afiladas sometidas a tensión, principalmente, en los conductores de las líneas de alta tensión y se manifiesta en forma de halo luminoso a su alrededor. Puesto que los conductores suelen ser de sección circular, el halo adopta una forma de corona, de ahí el nombre del fenómeno. También, pueden darse en los equipos eléctricos en aire, o dieléctricos líquidos como aceite sometidos a un fuerte campo eléctrico. No dependen de la distancia entre electrodos ya que, para un mismo valor de tensión, un punto afilado a centímetros de tierra provoca una descarga similar a un borde afilado de una barra de alta tensión localizada a varios metros del suelo, (Bartnikas et al., 1979).

Los primeros trabajos en los que se estudia el efecto de este tipo de descargas medidos con antenas fueron los de (Hucke, 1939) y (Helstrom, 1961). En el primero, se investiga la interferencia en las señales de comunicaciones de aviones. En el segundo, se presenta la medida de este tipo de descargas con antenas en líneas de alta tensión haciendo mención a su sonido característico.

## **2.3. Métodos de medida de descargas parciales**

La adquisición de DPs se puede llevar a cabo mediante el método eléctrico convencional, según la norma (IEC-60270, 2000), o mediante medidas no convencionales, norma (IEC-62478, pendiente de publicación).

### 2.3.1. Medida eléctrica convencional de DP según IEC 60270

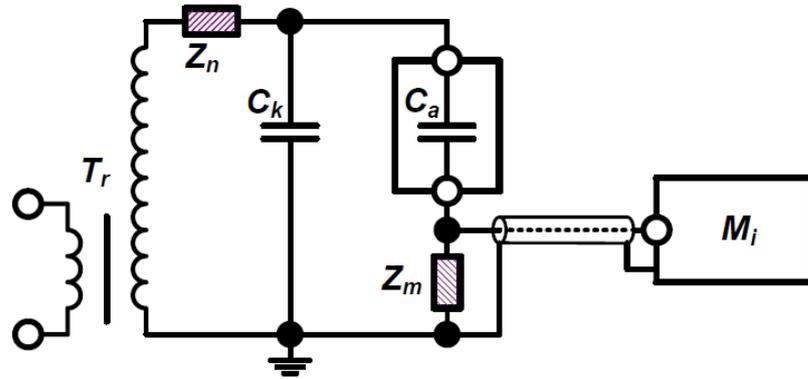
Para detectar la actividad de DPs en los sistemas de aislamiento eléctrico y determinar el tipo de fuente se necesita un circuito en el que se establezca un camino de baja impedancia para el pulso y en el que se conecten los sensores y sistema de medida a utilizar. En la norma IEC 60270 se definen las técnicas de ensayo en alta tensión y las medidas de las DPs que se producen en los equipos eléctricos cuando se ensayan con tensiones alternas de hasta 400 Hz o con tensión continua, (IEC-60270, 2000).

En esta norma también se plantean los circuitos de detección de DPs y se explica cómo es la medida basada en la integración del pulso de corriente como magnitud representativa y fiable del fenómeno (Lemke et al., 2008). Al valor que se obtiene de dicha integral se le denomina *carga aparente*, y se define como aquella carga que inyectada de manera instantánea en los terminales del objeto de ensayo da la misma lectura en el equipo de medida que el de un pulso de corriente de la DP, (IEC-60270, 2000). La carga aparente se expresa habitualmente en picoculombios, pC.

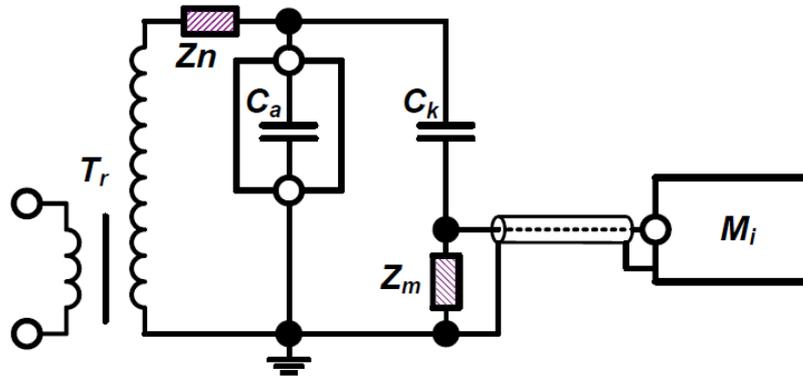
La integración del pulso de corriente se puede realizar tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. En el dominio de la frecuencia, se basa en la hipótesis de que el espectro de los pulsos de DPs es aproximadamente constante, debido a que su duración es muy corta.

De acuerdo a la normativa IEC 60270 existen dos tipos de configuraciones para asegurar la medida de DPs y su reproducibilidad. Estos dos montajes dependen de la disposición de la impedancia de medida con respecto al objeto de ensayo. En el circuito directo, Figura 2.7a, la impedancia de medida está en serie con el objeto de ensayo, y en el indirecto, Figura 2.7b, en serie con el condensador de acoplamiento. Cada una de las configuraciones ofrece una polaridad diferente a los pulsos generados por las DPs. En la configuración indirecta, los pulsos tienen la misma polaridad que la onda de tensión aplicada, mientras que en la directa, la polaridad es la opuesta. Los principales elementos de las dos configuraciones son:

- Una fuente de alta tensión, formada por un transformador  $T_r$  libre de interferencias.
- Un filtro de bloqueo de ruido con impedancia  $Z_n$ , que reduce las perturbaciones producidas por la fuente e impide que los pulsos de DPs pasen a ésta.
- El objeto de ensayo, cuyo comportamiento se considera como el de una capacidad  $C_a$ .
- Un condensador de acoplamiento  $C_k$ , que facilita el paso de los pulsos de corriente de alta frecuencia.
- Una impedancia de medida  $Z_m$ , a través de la cual va a fluir el pulso de la DP.



(a) Circuito directo.



(b) Circuito indirecto.

Figura 2.7: Circuitos normalizados según norma (IEC-60270, 2000) para la medida de DPs.

- Un instrumento de medida de DPs,  $M_i$ .

La normativa permite la utilización de los dos circuitos, sin embargo, en el circuito directo la impedancia de medida se conecta en serie con el objeto de ensayo y en caso de fallo del aislante, queda expuesta a la tensión aplicada, lo que pone en riesgo a los equipos de medida y a las personas. Por esta razón, el circuito más recomendable y utilizado para garantizar la seguridad es el indirecto (Lemke et al., 2008).

En la actualidad, existen diversos sistemas de adquisición de DPs convencionales como por ejemplo el *PDCheck* de la empresa italiana *Techimp S.r.l.* nacida en la Universidad de Bolonia, y la *BlueBOX* desarrollada por la Universidad Politécnica de Madrid (UPM) y comercializada por la compañía Diagnóstico del Aislamiento Eléctrico S.L. (DIAEL). Estos equipos permiten, entre otras cosas, discriminar el ruido eléctrico, diferenciar fuentes generadoras y relacionarlas con el patrón clásico resuelto en fase.

### 2.3.2. Medida no convencional de DP según IEC 62478

La norma (IEC-62478, pendiente de publicación) recoge las técnicas y sensores no contemplados en la convencional, como son los métodos acústicos y electromagnéticos y la medida con transformadores de corriente en alta frecuencia. Se basa en que el análisis de la emisión de la DP tanto en el dominio del tiempo, como en frecuencia, ofrece información sobre el fenómeno, que permite reconocer sus diferentes fuentes, y la identificación del estado de la actividad de DPs (*Streamer*, *Townsend*, o *Pitting*) para establecer una relación con el deterioro del aislante, (Devins, 1984). Para obtener este tipo de información, es necesario el uso de sistemas de detección y sensores con un amplio ancho de banda, debido a que las DPs son pulsos rápidos que pueden contener energía en una banda de frecuencia que está comprendido entre 100 kHz y hasta unidades de giga-hercios, Apartado 2.5. Las medidas de DPs se pueden llevar a cabo en el dominio de la frecuencia o del tiempo. En frecuencia, se hace uso de analizadores de espectro, sin embargo, estos equipos realizan un barrido que puede durar varios segundos, y como la actividad de DPs es impulsional, puede darse el caso en el que mida cuando no se produce ninguna y su actividad no quede registrada, por lo que se ha de buscar el máximo del espectro y mantenerlo para compararlo con el nivel de interferencia electromagnética. En el dominio del tiempo, se mide el pulso para obtener sus características: tiempo de subida, tiempo de bajada, duración, sobrepasos y oscilaciones.

Los métodos no convencionales comprenden tres rangos de medida de frecuencia; alta frecuencia, *High-Frequency* (HF); muy alta frecuencia, VHF y ultra-alta frecuencia, *Ultra-High Frequency* (UHF). Los dos primeros rangos se encuentran entre 3 MHz y 300 MHz y el último entre 300 MHz y 3 GHz. En el Apéndice C se ilustran las diferentes denominaciones de las distintas bandas de frecuencia en telecomunicaciones. La aplicación de cada rango depende del sistema de aislamiento, para cables y máquinas rotativas se suele usar HF y VHF, y para transformadores y conmutadores con aislamiento de gas, GIS, se suele utilizar la banda de UHF.

En general, los métodos no convencionales no siguen estrictamente un circuito normalizado para el sistema de medida, por ejemplo, cuando se utilizan técnicas acústicas y de RF. Los trabajos de investigación en este sentido, obtienen la forma de onda del pulso, analizan algún parámetro característico del mismo o establecen los diferentes tipos de sensores que se utilizan, habitualmente, para adquirir la actividad de DPs, (Gulski et al., 2006), (Tenbohlen et al., 2008). Por último, los métodos no convencionales presentan varios inconvenientes. Por un lado, no pueden cuantificar la magnitud de la carga eléctrica desplazada y, por lo tanto, no permite cuantificar su magnitud en términos de pC tal y como lo hace el método convencional, (IEC-60270, 2000). Y por otro lado, tampoco pueden identificar la polaridad de los pulsos, ni sincronizarlos con la tensión de red. Sin embargo, la medida

Tabla 2.1: Fabricantes de equipos de adquisición de DPs que miden en RF.

Fabricante	Ubicación	Equipos de medida
<i>Doble Engineering Company</i>	Massachusetts, EE.UU.	PD-Guard/UHF; PDS-100
<i>EA Technology Group</i>	Chester, Reino Unido	—
<i>Elimpus Ltd</i>	Glasgow, Reino Unido	Elimpus1; Elimpus4 Fixed; Elimpus4 Mobile y Surveyor
<i>Eracter, Inc.</i>	Ohio, Estados Unidos	—
<i>HVPD High Voltage Partial Discharge Ltd.</i>	Manchester, Reino Unido	—
<i>Power Diagnostix Systems GmbH</i>	Aachen, Alemania	—
<i>Qualitrol LLC</i>	Nueva York, EE.UU.	DMS PDMT; DMS PDMG-R
<i>Rohde &amp; Schwarz</i>	Madrid, España	R&S@FSH4; R&S@FSH8

de actividad de DPs sin necesidad de desconectar al equipo, así como, sin contacto eléctrico con éste, hacen de ella una técnica muy atractiva para la medida de DPs.

Actualmente, son varios los fabricantes de equipos de detección de DPs que han dado el salto a la medición de DPs mediante antenas. En la Tabla 2.1 se recogen algunos de ellos y ejemplos de sus equipos que pueden medir DPs en RF.

## 2.4. Métodos de clasificación de DPs

Cuando se adquieren los pulsos de DPs en el tiempo, tanto para señales eléctricas como radiadas, el principal problema que presenta la adquisición y posterior clasificación de DPs es la presencia de diversas interferencias electromagnéticas, que no aportan información sobre el estado del equipo e incluso pueden desvirtuar la medida, por lo que es deseable eliminarlas. También pueden aparecer otras fuentes de descarga que aporten información adicional sobre el estado del aislamiento del equipo y hay que tenerlas en cuenta. Finalmente, se pueden superponer otro tipo de DPs que no sean de interés y habría que rechazarlas.

Si la magnitud de la interferencia es inferior a la de las señales de DP es posible eliminarla mediante la utilización de un nivel de disparo por encima de la interferencia en el osciloscopio. Al hacer esto, se selecciona la magnitud mínima de las señales a adquirir pero en la mayoría de los casos no se puede aplicar.

En otros escenarios, como la monitorización de DPs medidas en campo, la magnitud de las interferencias puede ser equiparable a la de las DPs e

incluso adquirir magnitudes superiores a las de las propias DPs dañinas, por lo que la separación elevando el nivel de disparo de los canales de adquisición no es una técnica válida. Por este motivo, la separación e identificación se ha convertido en un requisito fundamental a la hora de obtener un diagnóstico efectivo del aislamiento y evitar así evaluaciones erróneas en el equipo o los sistema de aislamiento, (Okubo et al., 2007).

La mayoría de los sistemas modernos se basan en la separación de fuentes mediante la caracterización de la forma de onda de cada pulso adquirido, lo que requiere de sensores capaces de detectar en rangos de HF o VHF. Algunas técnicas utilizadas en los algoritmos de clasificación en sistemas de adquisición de DPs son los diagramas PRPD, mapas T-F y mapas PRL-PRH. Los diagramas PRPD son una técnica fiable para identificar los diferentes tipos de fuentes y de DPs. Los mapas T-F y PRL-PRH dan información adicional de las DPs y ruido. En estos mapas, se representan las señales mediante nubes de puntos para poder separar las diferentes fuentes y, posteriormente, se llevan a un diagrama PRPD para identificarlas.

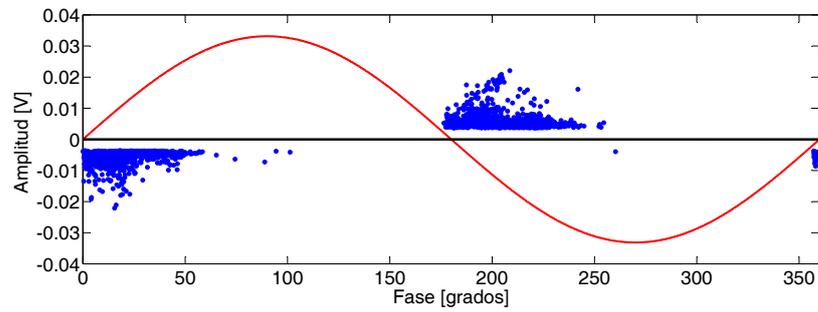
#### 2.4.1. Diagramas PRPD

El patrón resuelto en fase de las DPs es el método de clasificación eléctrico utilizado para identificar fuentes de DP y ruido, (Kreuger, 1989). Éste método no necesita medidas en HF, bastan unos cientos de kHz para su representación, por debajo de 500 kHz según el estándar (IEC-60270, 2000). Con este método clásico, se representa la amplitud de los pulsos de las DPs, en pC o mV, en fase con la señal sinusoidal de la red. Con estos patrones se obtienen la fase y la amplitud de las DPs adquiridas superpuestas con un ciclo de la señal de alterna. En la Figura 2.8 se representan DPs internas, superficiales y corona en este tipo de patrón tomadas en el Laboratorio de Investigación y Ensayos en Alta Tensión (LINEALT) de la UC3M.

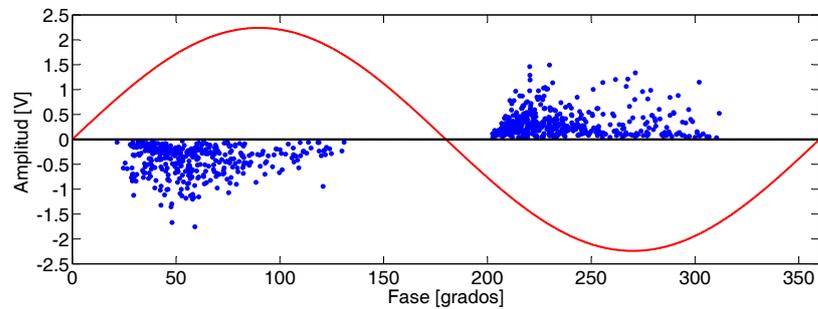
En los sistemas de corriente alterna, las DPs internas aparecen en los pasos por cero de la onda de tensión de los patrones PRPD, las descargas superficiales, al contrario que las internas, no aparecen en los pasos por cero, sino en los máximos y el patrón PRPD típico de las DPs corona sólo presenta descargas en un semiciclo.

#### 2.4.2. Mapas T-F

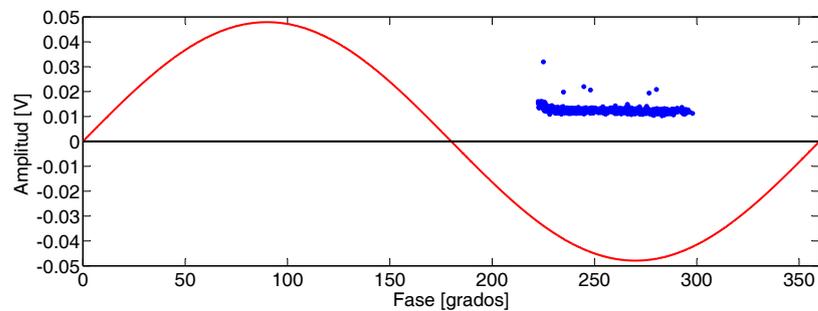
El problema de la clasificación de señales se puede abordar considerando que los pulsos de diferentes fuentes tienen diferentes formas de onda. En una primera aproximación, se pueden separar las fuentes de ruido de las DPs midiendo los diferentes anchos del pulso de sus ondas. La clasificación en mapas de tiempo-frecuencia (T-F) es común en el ámbito de la teoría de la señal y consiste en la separación en grupos de adquisiciones con forma de onda similar de los diferentes pulsos de DPs y ruido, agrupándolos por



(a) DPs internas.



(b) DPs superficiales.



(c) DPs corona.

Figura 2.8: Patrones PRPD de DPs a) internas, b) superficiales y c) corona.

clases. Esto se hace tomando la información de la forma de onda, a partir de su duración equivalente y ancho de banda equivalente de cada pulso y representándolo en un mapa T-F, (Contin et al., 2002), (Cavallini et al., 2003).

El proceso comienza normalizando la señal de DP en el tiempo,  $s(t)$ , según:

$$\tilde{s}(t) = \frac{s(t)}{\sqrt{\int_0^T s(t)^2 dt}} \quad (2.13)$$

Posteriormente, se calcula la desviación estándar de la señal normalizada calculada en el dominio del tiempo, Ecuación 2.14 y en el dominio de la frecuencia, Ecuación 2.15.

$$\sigma_T = \sqrt{\int_0^T (t - t_g)^2 \tilde{s}(t)^2 dt} \quad (2.14)$$

$$\sigma_F = \sqrt{\int_0^\infty f^2 |\tilde{S}(f)|^2 df} \quad (2.15)$$

Donde  $f$  es la frecuencia en la Ecuación 2.15,  $\tilde{S}(f)$  es la transformada de Fourier, *Fast Fourier Transform* (FFT), de la señal  $\tilde{s}(t)$  y  $t_g$  es el centro de gravedad en el tiempo de la señal normalizada, definido por:

$$t_g = \int_0^T t \tilde{s}(t)^2 dt \quad (2.16)$$

### 2.4.3. Mapas PRL y PRH

El mapa PRL y PRH es el método de clasificación mediante el cálculo de la relación de potencia, (Ardila-Rey et al., 2013). Consiste en obtener el total de la potencia del espectro de la señal y relacionarlo con el valor de potencia por bandas de frecuencia. Se calculan estos dos valores para cada señal y se representan en un mapa 2D para identificar las DPs, el ruido y descargas entre sí. Se programa un sistema de adquisición para visualizar la forma de onda del pulso y los patrones PRPD. En función del tipo de señales adquiridas, el usuario puede adaptar los valores de los rangos de frecuencia para representar el espectro de potencia con el sistema de adquisición mientras éste está en funcionamiento.

Se calcula la transformada rápida de Fourier, FFT, para cada pulso, (Ardila-Rey et al., 2013) y se representan en dos bandas en un plano, como se ve en la Figura 2.9. Se calcula el acumulado del espectro de potencia y se normaliza, para el total de la potencia del espectro en ambos intervalos. A estos dos valores se les denominan relaciones de potencia en %, uno para la banda de baja frecuencia, PRL, y el otro para la banda de alta frecuencia, PRH, como se ven en las Ecuaciones 2.17 y 2.18, respectivamente. Existe una tercera banda, que incluye el rango de frecuencias más bajo, por ejemplo, de 0 a 5 MHz, cuya potencia espectral relativa no se calcula para evitar duplicidad en la información representada PRL-PRH. Por esta razón se define el intervalo de  $[0, f_1]$  MHz como bajo valor de PRL.

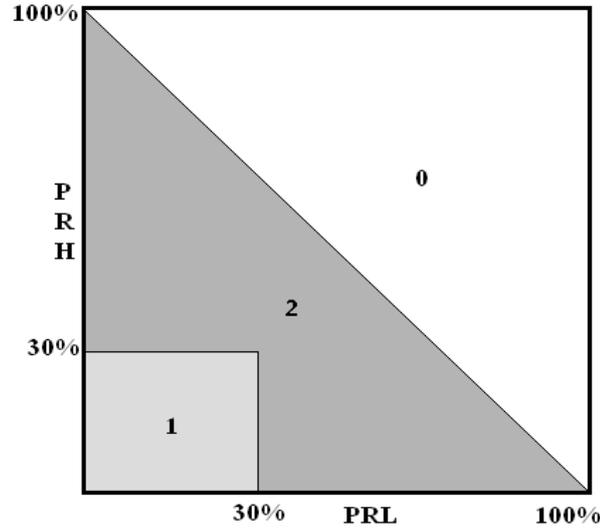


Figura 2.9: Regiones del mapa PRL-PRH.

$$\%PRL = \frac{\sum_{f_1}^{f_2} |\tilde{S}(f)|^2}{\sum_{f_t}^{f_0} |\tilde{S}(f)|^2} \times 100 \quad (2.17)$$

$$\%PRH = \frac{\sum_{f_2}^{f_3} |\tilde{S}(f)|^2}{\sum_{f_t}^{f_0} |\tilde{S}(f)|^2} \times 100 \quad (2.18)$$

Donde:

- $|\tilde{S}(f)|$ , es la magnitud de la FFT de la señal del pulso de DP en el tiempo,  $s(t)$ .

- El intervalo  $[f_1, f_2]$ , corresponde con la banda de menor frecuencia representada, la cual puede ser fijada acorde a las características de la señal. Por ejemplo, para calcular el PRL, el intervalo puede ser [5, 15] MHz.

- El intervalo  $[f_2, f_3]$ , corresponde con la banda de mayor frecuencia representada. Por ejemplo, el intervalo puede ser [15, 25] MHz para calcular PRH.

- $f_t$ , es el valor de frecuencia mayor con objeto a análisis (25 MHz).

Se representa cada señal en el plano de la Figura 2.9 como un punto de coordenadas (PRL,PRH). Los puntos que caen en la región 1 del mapa de clasificación, representan los pulsos de DPs que tienen una baja potencia

espectral en el intervalo  $[f_1, f_3]$  (bajo valor de PRH y PRL), por lo que la mayoría de su potencia debería estar en el intervalo  $[0, f_1]$  MHz, que es el menor intervalo de frecuencia excluido de los cálculos del valor de potencia espectral relativo, y no representado explícitamente en el mapa. Los puntos incluidos en la región 2 son aquellos con un valor alto de potencia espectral relativa en la banda de frecuencia  $[f_1, f_3]$ . Los puntos cercanos a la diagonal hasta arriba del mapa, son los que tienen la menor potencia espectral en la banda  $[f_1, f_2]$  y la más alta en la banda  $[f_2, f_3]$  (alto PRH y bajo PRL) y viceversa en la parte inferior. La región 0 de la Figura 2.9 no se tiene en cuenta porque los valores porcentuales de la potencia espectral acumulada de PRL-PRH no pueden exceder el 100 % siempre que los intervalos de potencia no se solapen.

#### 2.4.4. Representación PRPD, mapa T-F y mapa PRL-PRH

A modo de ejemplo, a continuación, se presentan los tres tipos de clasificación de DPs descritos anteriormente para el mismo experimento de DPs internas en presencia de ruido. En la Figura 2.10 se representa el patrón PRPD de las DPs internas, que cortan por los pasos por cero de la onda sinusoidal enmarcadas con rectángulos, y el ruido, con baja amplitud,  $\pm 3$  mV. En las Figuras 2.11 y 2.12 se representan el mapa T-F y el mapa PRL-PRH, respectivamente. En ellos, se pueden localizar las nubes de puntos que representan el ruido en color rojo, parte izquierda de la Figura 2.11 y derecha de la Figura 2.12, y las nubes de puntos de las DPs internas, en color azul y enmarcadas con un rectángulo. El patrón PRPD permite identificar el tipo de descarga que se está adquiriendo. Si se seleccionan nubes de puntos de la misma naturaleza en los mapas T-F o PRL-PRH y se representan en un PRPD, se puede saber identificar el tipo de DP.

## 2.5. Emisión electromagnética en RF de las DPs

### 2.5.1. Forma de onda de la corriente de las DPs

El conocimiento de la función que representa los pulsos de DPs es importante para interpretar las señales que captan los sistemas de monitorización en tiempo real, así como, para modelar la onda y analizar su comportamiento. Para simular transitorios eléctricos mediante herramientas informáticas de simulación electromagnética, se necesita el modelo de la forma de onda del pulso de corriente. Está ampliamente aceptado que la componente rápida de un pulso de DP se puede aproximar mediante un pulso Gaussiano, (Boggs y Stone, 1982). Aunque existen dos ecuaciones más para representar una señal de DP de manera ideal, la ecuación de Wanninger y la doble exponencial, éstas fijan el ancho del pulso, por otra parte, la ecuación Gaussiana es más flexible y ajusta mejor y de manera más sencilla a los datos reales de DPs,

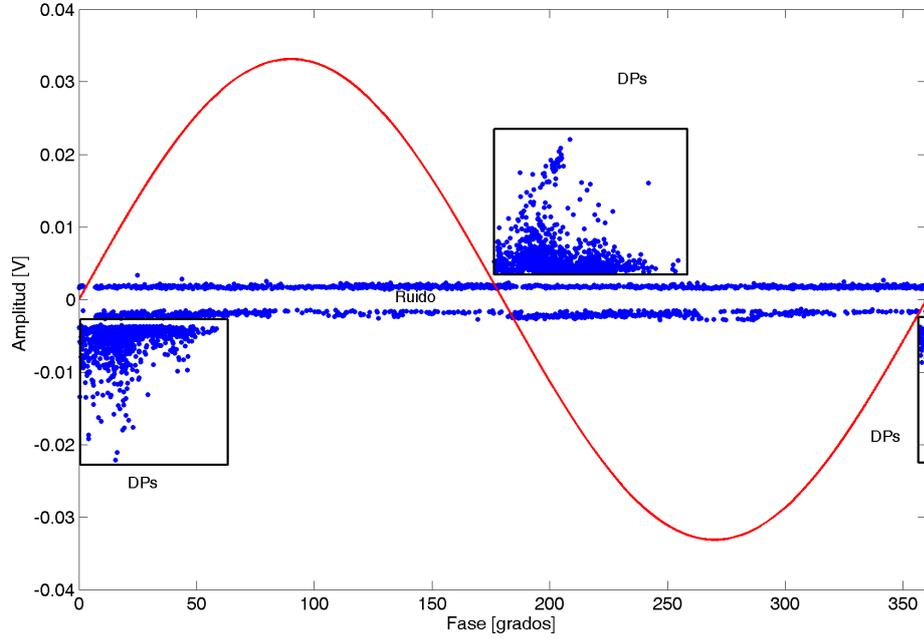


Figura 2.10: Patrón PRPD de DPs internas y ruido.

(Reid et al., 2006). Por esta razón, se utiliza esta representación de la DP para el análisis de su forma de onda. En la Tabla 2.2 se recopilan estas tres ecuaciones y sus transformadas de Fourier, donde  $I_p$  es el valor de pico de corriente para todas ellas,  $T_{ts}$  es el parámetro que gobierna el tiempo de subida y  $eI_pT_{ts}$  es la carga total del pulso de corriente en la ecuación de Wanninger. Para la doble exponencial,  $\zeta_1$  y  $\zeta_2$  definen la forma del pulso.

En (Shibuya et al., 2010) se utiliza la definición del pulso Gaussiano para representar la corriente de una DP en huecos pequeños de materiales aislantes. En este trabajo, se define la variable  $T_h$  como el ancho de la forma de onda a la mitad de la amplitud del pulso Gaussiano y se puede representar el pulso de corriente de una DP en función de  $T_h$  según la Ecuación 2.19.

En la Figura 2.13 se representa la forma de onda de un pulso Gaussiano con un valor de ancho a la mitad de la amplitud de  $T_h=1$  ns. A partir de la Ecuación 2.19, se puede calcular el tiempo de subida (*rise time*,  $t_r$ ) y el ancho de banda, *Bandwidth* (BW), en frecuencia. Cuando se define una función escalón de corriente, o tensión, se define el tiempo de subida como aquél que tarda una señal en cambiar de un valor bajo especificado a otro alto. Estos valores son el 10 % y 90 % del valor pico.

Una antena puede recibir el campo electromagnético emitido por los pulsos de las descargas. Para optimizar la recepción, conviene conocer el rango

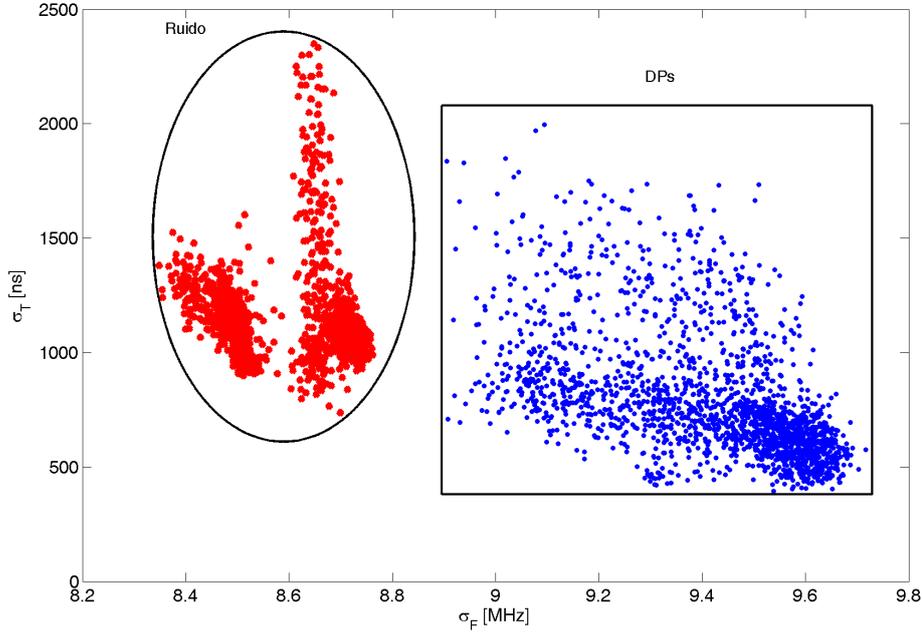


Figura 2.11: Mapa T-F de DPs internas y ruido.

Tabla 2.2: Ecuaciones ideales de la corriente de una DP en el dominio del tiempo y la frecuencia.

Ecuación	Dominio del tiempo $i_{DP}(t)$	Dominio de la frecuencia $\tilde{S}_{PD}(\omega)$
Gaussiana	$I_p e^{-\left(\frac{t}{t_0}\right)^2}, \quad t_0 = \frac{T_h}{2\sqrt{\text{Ln}2}} \quad (2.19)$	$j\omega\sqrt{\pi}t_0 e^{-\frac{\omega^2 t_0^2}{4}} \quad (2.20)$
Wanninger	$\frac{I_p}{T_{ts}} t e^{(1-t/T_{ts})} \quad (2.21)$	$\frac{eI_p T_{ts}}{(1-j\omega T_{ts})^2} \quad (2.22)$
Doble exponencial	$I_p [(1+\zeta_1 t)e^{-\zeta_1 t} - (1+\zeta_2 t)e^{-\zeta_2 t}] \quad (2.23)$	$I_p \left[ \frac{1}{\zeta_1 + j\omega} - \frac{1}{\zeta_2 + j\omega} + \frac{\zeta_1}{\zeta_1 + j\omega} - \frac{\zeta_2}{\zeta_2 + j\omega} \right] \quad (2.24)$

de frecuencias en los que emite la señal. Para ello, consideraremos que la forma de onda de la descarga, en el tiempo, sigue la de un pulso Gaussiano y se calculará el campo electromagnético que emite. El modelo de estudio

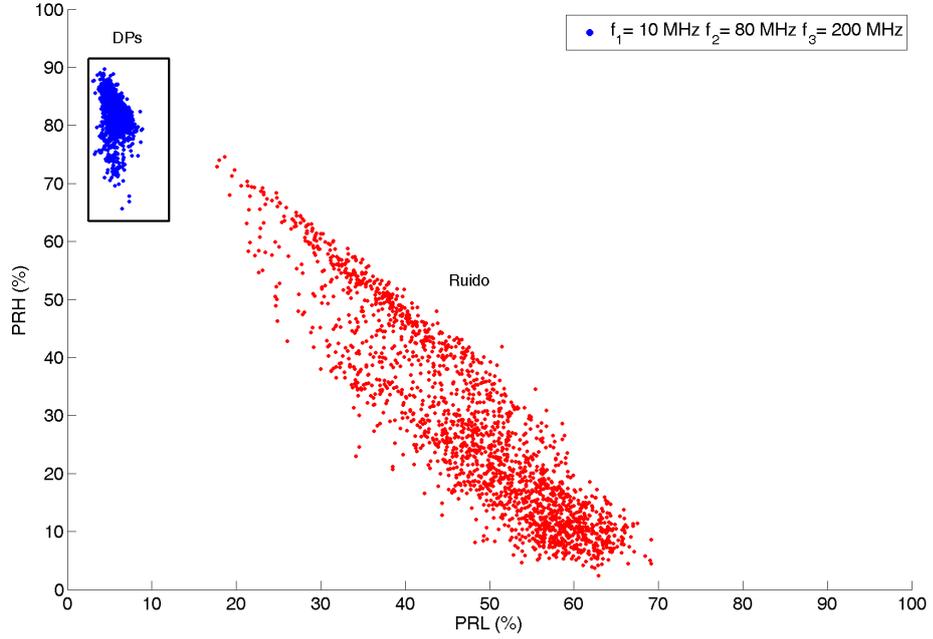


Figura 2.12: Mapa PRL-PRH de DPs internas y ruido.

es un dipolo eléctrico con cargas positivas en un extremo y negativas en el otro separados una determinada distancia. (Shibuya et al., 2010) calculan el campo electromagnético emitido por ese dipolo a una distancia  $d_p$  como en la Ecuación 2.25. Lo interesante de esta ecuación, es que el campo eléctrico, que tiene un término al que denominaremos  $E_k$ , depende de la derivada de la corriente de la DP.

$$E_x = E_k \frac{di_{DP}(t)}{dt}, H_z = -\frac{E_x}{\eta} \quad (2.25)$$

Donde,  $E_k = -\frac{\mu Q d_Q}{4\pi^3/2 t_0 d_p}$ ,  $\mu=4\pi 10^{-7}$  (Hm/A) la permeabilidad del vacío,  $Q = \bar{\pi} t_0 I_p$  (C) la carga del dipolo,  $d_Q$  (m) la distancia en el dipolo entre cargas,  $d_p$  (m) la distancia desde el observador a la posición del dipolo y  $\frac{di_{DP}(t)}{dt}$  es la derivada de la corriente producida por la DP, pulso Gaussiano, en función del tiempo. Por otro lado, el espectro de potencia es proporcional al del campo electromagnético emitido por la DP calculado en campo lejano, asumiendo una distancia mayor de 0,1 m, y para una vacuola de un tamaño menor a 2 mm, (Shibuya et al., 2010). Además, puesto que la señal radiada por una DP sigue la derivada en el tiempo del pulso, bajo este modelo, el espectro de potencia de la DP,  $\hat{S}_{PD}(f)$ , a detectar, se puede obtener en función de  $T_h$  según sigue.

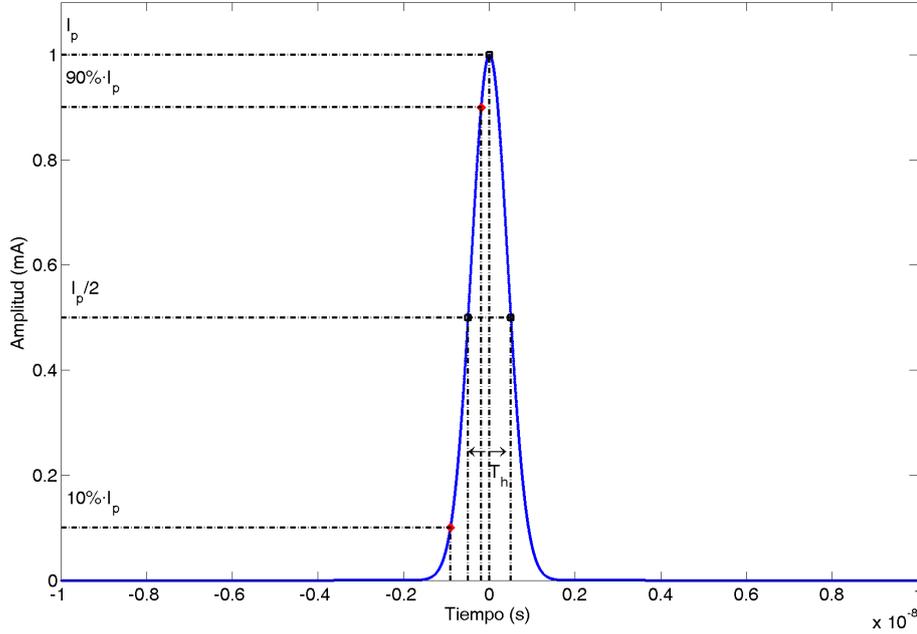


Figura 2.13: Forma de onda de un pulso Gaussiano.

Considerando una señal de corriente  $i_{DP}(t)$  normalizada ( $I_p=1$  mA) según la Ecuación 2.19, la derivada de la señal de la DP viene dada por la Ecuación 2.26, que se representa en la Figura 2.14.

$$\frac{di_{DP}(t)}{dt} = -\frac{2t}{t_0^2} I_p e^{-\left(\frac{t}{t_0}\right)^2} \quad (2.26)$$

Para obtener el espectro en frecuencia de la DP, se aplica la transformada de Fourier, Ecuación 2.27, al pulso de Gauss que representa la señal de DP según:

$$I_{DP}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} i_{DP}(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.27)$$

Puesto que la Ecuación 2.19 es una función exponencial, se ha de utilizar la transformada de Fourier de la misma según:

$$e^{-t^2} \xrightarrow{\text{Transformada de Fourier}} \sqrt{\frac{\pi}{a}} e^{-\frac{\omega^2}{4a}}, \quad a = \frac{1}{t_0^2} \quad (2.28)$$

Por último, para calcular el espectro de la señal,  $\tilde{S}_{PD}(\omega)$ , a partir de la derivada de la corriente de la DP, se atiende a la propiedad de diferenciación de la transformada de Fourier según la Ecuación 2.29, en donde  $n$  es la  $n$ -ésima derivada de la función, en este caso  $n = 1$ . Con el fin de hacer más clara

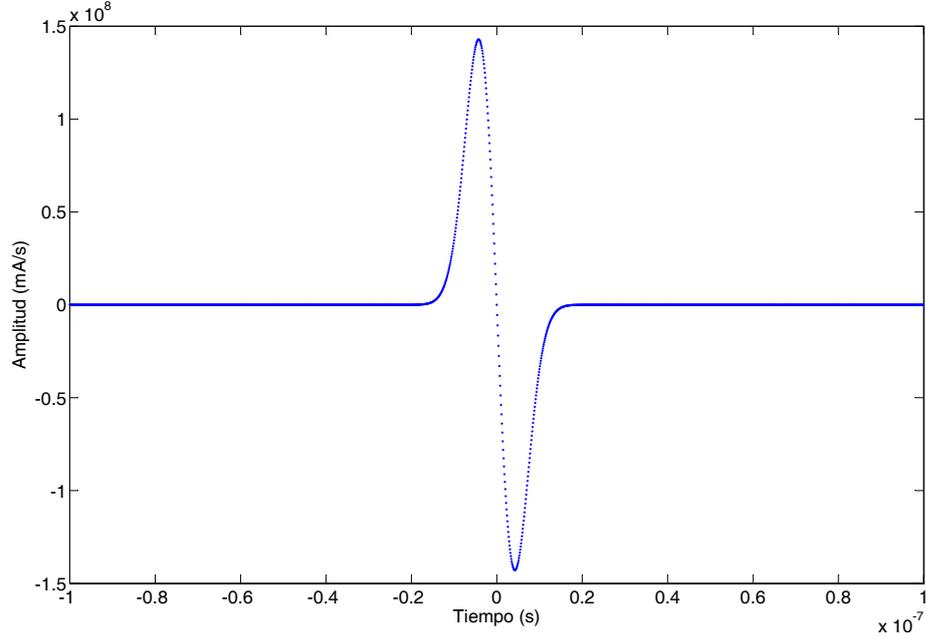


Figura 2.14: Derivada del pulso de corriente Gaussiano de una DP.

la explicación de la obtención del espectro de la DP, los cálculos siguientes están normalizados con respecto al término  $E_k$ .

$$\frac{d^n i_{DP}(t)}{dt^n} \xrightarrow{\text{Transformada de Fourier}} (j\omega)^n I_{DP}(\omega) \quad (2.29)$$

De esta manera, a partir de las Ecuaciones 2.19, 2.28 y 2.29 se obtiene el espectro de la potencia,  $\tilde{S}_{PD}(\omega)$ , en función de  $\omega$ :

$$\tilde{S}_{PD}(\omega) = j\omega \frac{1}{\pi t_0} e^{-\frac{\omega^2 t_0^2}{4}} \quad (2.30)$$

Atendiendo al módulo del espectro de potencia de la Ecuación 2.30 se obtiene:

$$\left| \tilde{S}_{PD}(\omega) \right| = \omega \frac{1}{\pi t_0} e^{-\frac{\omega^2 t_0^2}{4}} \quad (2.31)$$

Sustituyendo  $\omega=2\pi f$  en la Ecuación 2.31, se obtiene la Ecuación 2.32 en función de la frecuencia. A partir de ésta se puede representar la amplitud del espectro que se espera medir.

$$\left| \tilde{S}_{PD}(f) \right| = 2\pi f \frac{1}{\pi t_0} e^{-\frac{(2\pi f t_0)^2}{4}} \quad (2.32)$$

Tabla 2.3: Ancho de banda de una DP en función de su  $T_h$ .

$I_p$ (mA)	$T_h$ (ns)	$f^{min}$ (MHz)	$f^{max}$ (MHz)	BW (MHz)
1	0,75	147	985	838
1	1	111	739	628
1	1,5	74	492	418
1	2	55	369	314
1	3	37	246	209

Es más intuitivo representar el espectro en función de  $T_h$ , obteniéndose la Ecuación 2.33, y a partir de ésta, se puede representar la influencia del ancho del pulso con respecto a la frecuencia en la Figura 2.15. Para determinar el BW de la DP se considera el pulso como una función de primer orden, y se dibuja sobre la Figura una caída de 3 dB, de esta manera se obtienen las frecuencias de corte en cada caso y se representan en la Tabla 2.3. Se puede observar que para valores pequeños del ancho del pulso,  $T_h=0,75$  ns, se obtiene un ancho de banda mayor, BW=838 MHz, y frecuencias de corte más altas,  $f^{min}=147$  MHz,  $f^{max}=985$  MHz, mientras que si el pulso es más lento,  $T_h=3$  ns, las frecuencias de corte tienen valores más bajos,  $f^{min}=37$  MHz,  $f^{max}=246$  MHz, y el ancho de banda es menor, BW=209 MHz.

$$\left| \tilde{S}_{PD}(f) \right| = \pi f \frac{T_h}{\pi \frac{T_h}{\text{Ln}2}} e^{-(\pi f \frac{T_h}{2\sqrt{\text{Ln}2}})^2} \quad (2.33)$$

En (Shibuya et al., 2010) se hace una recopilación de estudios en los que se mide el ancho de pulso,  $T_h$ , de descargas en huecos pequeños y en partículas conductoras pequeñas. En la Tabla 2.4 se recopilan dichas referencias ampliándose el estudio. Se calculan las frecuencias de corte mínima,  $f^{min}$ , y máxima,  $f^{max}$ , con el mismo procedimiento con el que se han calculado los resultados de la Tabla 2.3. Como se puede apreciar, tanto  $I_p$  como  $T_h$  afectan al BW. Por ejemplo, una corriente alta,  $I_p=12\text{—}34$  mA, puede reducir  $f^{min}$  hasta 1—4 MHz, para valores aún mayores, 1300—16000 mA, la frecuencia de corte mínima llega a ser 1 MHz, en todos los casos. Para tiempos medios del pulso pequeños,  $T_h=0,047\text{—}0,07$  ns, se obtienen los mayores anchos de banda, 13368—23859 MHz, y frecuencias de corte superiores más altas,  $f^{max}=15720\text{—}23860$  MHz. En conclusión, los pulsos de DPs con un  $T_h>0,75$  ns, emiten energía, al menos en parte, en el rango de UHF y puesto que los instrumentos de medida utilizados llegan hasta 2,5 GHz, se pueden medir con todas las antenas empleadas en esta tesis doctoral.

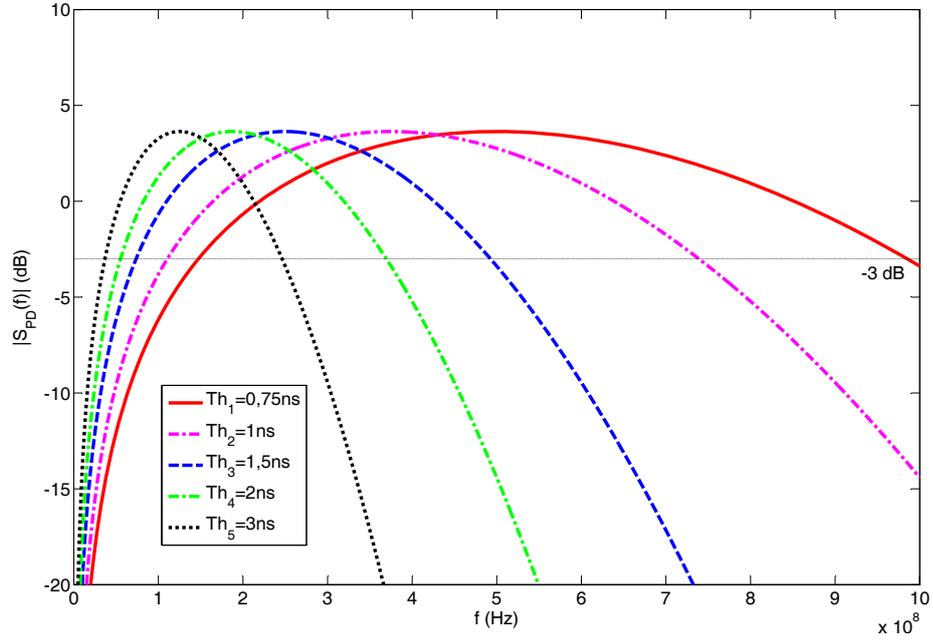


Figura 2.15: Influencia de la variación de  $T_h$  en el espectro de la DP.

Tabla 2.4: Corrientes de DPs observadas en varias condiciones, (Shibuya et al., 2010): (a) hueco, (b) punta-plano, (c) envolviendo partículas conductoras, (d) huecos pequeños y descargas electrostáticas.

Tipo DP	Tipo de hueco	$I_p$ (mA)	$T_h$ (ns)	$f^{min}$ (MHz)	$f^{max}$ (MHz)	BW (MHz)
(c)	Partícula de Al 2 mm $\phi$ en 0,38 MPa SF <sub>6</sub>	1300	0,07	1	23860	23859
(d)	Electrodos en aire	1	0,047	2352	15720	13368
(b)	0,1 MPa SF <sub>6</sub>	3	0,27	131	3570	3439
(a)	0,05 mm en PTFE	6,7	0,37	43	2948	2905
(b)	0,1 MPa SF <sub>6</sub>	4,3	0,49	50	2088	2038
(a)	0,1 mm en PE	34	0,87	4	1497	1493
(b)	0,4 MPa SF <sub>6</sub>	7	0,8	19	1371	1352
(d)	0,66 mm en aire	16000	2	1	939	938
(a)	2 mm en PMMA	6	1,4	13	767	754
(a)	En resina epoxi	27	2,4	2	531	529
(a)	0,5 mm en PTFE	12	2,4	4	488	484
(a)	0,64 mm en PE	20	5,3	1	233	232
(a)	0,64 mm en PE	1	10	11	74	63

## Capítulo 3

# Antenas para la medida de DPs

*Cuando no hay comunicación siempre queda la impedancia, pues es lo último que se pierde.*

Confianza en la comunicación.

**RESUMEN:** En este capítulo se explica qué es una antena y se definen sus parámetros más importantes. A continuación, se hace hincapié en las principales características de los sensores utilizados en esta tesis para la medida de DPs. El primer tipo es el monopolo, que es una antena resonante en  $\lambda/4$  de hilo con un diagrama de radiación omnidireccional. Para conocer el funcionamiento de un monopolo  $\lambda/4$ , por la teoría de las imágenes, se asume que su comportamiento es el mismo que el de la mitad de un dipolo de  $\lambda/2$  con un plano de tierra infinito en su mitad. Además, el conocimiento del funcionamiento del dipolo es básico para entender el comportamiento de las antenas resonantes. En segundo lugar, se utilizarán antenas de banda ancha direccionales, como son la Vivaldi y la logarítmico-periódica. Por último, se incluirán las principales características de las antenas omnidireccionales W-881 y W-889, utilizadas por el equipo de medida portátil comercial PDS-100.

### 3.1. Antenas

Una antena es un elemento metálico que permite radiar energía en forma de onda electromagnética de forma eficiente, (Balanis, 2005). Se puede considerar como un transductor capaz de convertir ondas electromagnéticas en ondas eléctricas y viceversa.

En un sistema de transmisión existen, principalmente, tres elementos: las antenas, emisora y receptora y el medio en el que se propagan las ondas, (Balanis, 2005), (Stutzman y Thiele, 1998), (Collin, 1985). En las diversas aplicaciones de los sistemas típicos de comunicación por RF, que se recogen en el Apéndice C, la antena transmisora es la que suele requerir mayor energía, por lo que su diseño es el más crítico. De él depende que la señal emitida tenga suficiente potencia y que esté bien orientada para que la receptora, o receptoras, sean capaces de captar la señal y se establezca una correcta comunicación.

Ahora bien, cuando se utilizan antenas para la medida de DPs hay que estudiar su comportamiento en recepción. Para ello, se considera que las propiedades de una antena en transmisión son las mismas que las de la misma en recepción por el principio de reciprocidad, (Pozar, 2005), que se explicará más adelante. Para que la antena receptora reciba la máxima potencia radiada por la DP, es necesario que los máximos de los diagramas de radiación tanto de la emisión de la DP como su recepción, se encuentren enfrentados. Es decir, se debe orientar la antena hacia la emisión de la DP para conseguir que el campo eléctrico y magnético recibidos generen la máxima tensión posible en sus terminales y, en consecuencia, el mayor valor de energía captada posible.

Para conocer el comportamiento de una antena es necesario definir el diagrama de radiación, la potencia radiada, la intensidad de radiación, la directividad, la ganancia, el ancho de banda, el ancho de haz, la eficiencia, la polarización, la impedancia de entrada de la antena y otros parámetros adicionales. Finalmente, el conocimiento del parámetro  $S_{11}$ , que se explicará más adelante, permite conocer la respuesta en frecuencia de una antena.

### 3.1.1. Clasificación general de antenas

Según su construcción las antenas se pueden clasificar en:

- a) Antenas de hilo, clasificadas a su vez en dipolos, monopolos, zigzag, lazos, tanto circular como cuadrado, y helicoidales.
- b) Antenas de apertura, pudiendo ser de bocina piramidal, cónica o guías de onda rectangulares
- c) Antenas *microstrip*, son un tipo de línea de transmisión eléctrica que puede ser fabricado utilizando una placa de circuito impreso, como sustrato, y se utiliza para transmitir señales de microondas. Como ejemplos de este tipo de antenas se tiene a la parche y la Vivaldi.
- d) Tipo *array*, compuestas por varios elementos simples. Según este tipo de configuraciones, se pueden conseguir antenas diversas, a partir de *arrays* de dipolos como las tipo Yagui-Uda y logarítmico-periódicas, o con asociaciones de antenas tipo *microstrip* como la parche.
- e) Reflectoras, como las parabólicas utilizadas para la transmisión de

información a larga distancia.

f) Tipo lente, utilizadas para transformar ondas incidentes sobre una superficie cóncava en ondas planas reflejadas sobre dicha superficie. Su aplicación son los reflectores parabólicos para aplicaciones de alta frecuencia porque sus dimensiones y peso se vuelven excesivamente grandes a frecuencias más bajas. Este tipo de antenas se clasifican según el material de construcción o según su geometría, (Balanis, 2005).

A continuación, se definirán los parámetros fundamentales de los diferentes tipos de antena utilizados en este trabajo para la medida de DPs.

## 3.2. Parámetros fundamentales de antenas

Para describir el funcionamiento de una antena es necesario definir los parámetros que definen su comportamiento. Algunos de estos están relacionados entre sí, y por tanto, no se necesitan todos para describir de manera completa su funcionamiento.

### 3.2.1. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación matemática o gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas espaciales. En la Figura 3.1 se representan los diagramas isótropo, omnidireccional y direccional, respectivamente. Las características de campo vienen determinadas por la antena, el medio alrededor de ésta, y la distancia entre el emisor y la antena. Cerca de la fuente, las propiedades de campo vienen determinadas por el diagrama de radiación de la antena. Lejos de la fuente, las propiedades de campo dependen principalmente del medio a través del cual el campo se propaga (Ott, 2009).

Habitualmente, los diagramas de radiación y potencia se normalizan con respecto al valor máximo. Además, se representan en escala logarítmica en decibelios (dB), porque acentúa en detalle aquellas partes del diagrama con valores más bajos.

### 3.2.2. Potencia radiada

La cantidad utilizada para describir la potencia asociada con una onda electromagnética es el vector instantáneo de Poynting,  $\vec{W}$  (W/m<sup>2</sup>). Para calcular el vector de Poynting se multiplica el efecto instantáneo del campo eléctrico (V/m) por el del campo magnético (A/m) según:

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (3.1)$$

$\vec{W}$  = vector instantáneo de Poynting (W/m<sup>2</sup>).

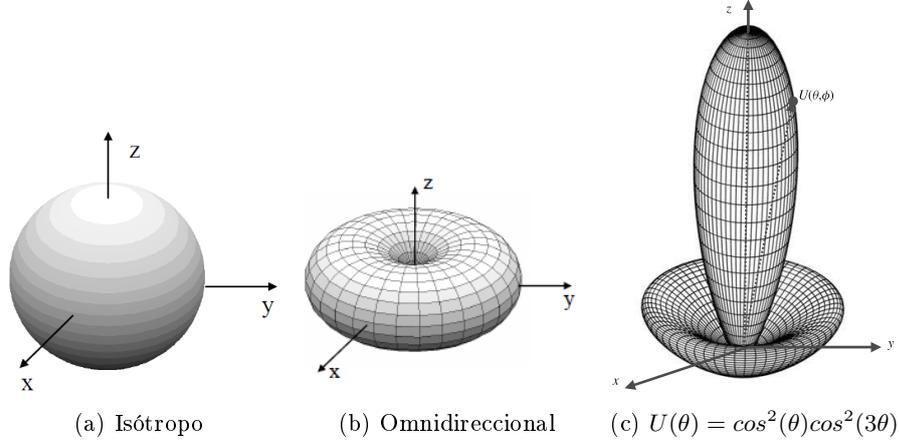


Figura 3.1: Diagrama de radiación de potencia tridimensional: a) isótropo, b) omnidireccional y c) direccional, (Balanis, 2005).

$\vec{E}$  = tensión instantánea del campo eléctrico (V/m).

$\vec{H}$  = intensidad instantánea del campo magnético (A/m).

La potencia instantánea radiada,  $P_{rad}$ , por una antena en un período determinado de tiempo se expresa según:

$$P_{rad} = \oiint_{S_c} \vec{W} \cdot \vec{ds} \quad (3.2)$$

En donde  $\vec{ds}$  es el área infinitesimal de una superficie cerrada,  $S_c$  ( $m^2$ ).

Para calcular el vector instantáneo de Poynting en función de  $P_{rad}$  se despeja de la Ecuación 3.2 una vez resuelta la integral, considerando que  $\vec{W}$  es constante en toda la superficie:

$$\vec{W} = \frac{P_{rad}}{S_c} \cdot \vec{a}_r \quad (3.3)$$

En donde  $\vec{a}_r$  es un vector unitario normal a la superficie para la que se ha obtenido la potencia  $P_{rad}$ .

### 3.2.2.1. Potencia radiada por una antena isotrópica

Aunque un radiador isotrópico no existe en la práctica, facilita una referencia con la que comparar otras antenas. Su vector de Poynting no es función de los ángulos en coordenadas esféricas  $\theta$  y  $\phi$ , y sólo tiene una componente radial porque radia de manera simétrica.

El cálculo del vector instantáneo de Poynting para un radiador isotrópico,  $\vec{W}_0$ , viene dado por la Ecuación 3.4. En donde  $\vec{W}_0$  está distribuida

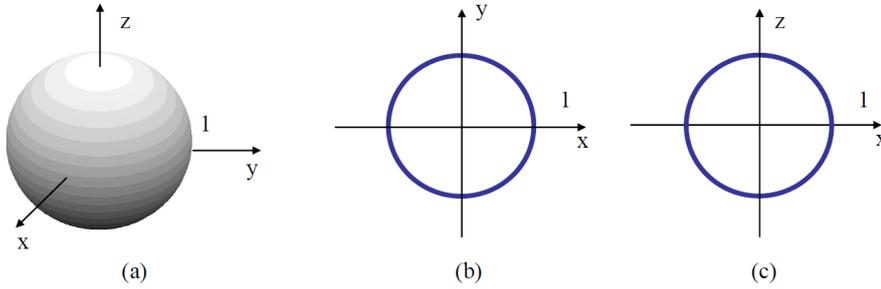


Figura 3.2: Diagrama de radiación de la antena isótropa en (a) 3 dimensiones, (b) el plano horizontal y (c) el plano vertical.

uniformemente sobre una superficie esférica de radio  $r$  y  $P_0$  es la potencia radiada por la antena isométrica.

$$\vec{W}_0 = \frac{P_0}{4\pi r^2} \cdot \vec{a}_r \quad (3.4)$$

En la Figura 3.2 se presenta el diagrama de radiación para la antena isótropa en 3 dimensiones y en 2 dimensiones, tanto en el plano horizontal como en el vertical.

### 3.2.3. Intensidad de radiación

Es la potencia media en el tiempo por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección, y representa la capacidad que tiene una antena de radiar la energía en dicha dirección. Se puede obtener mediante la multiplicación de la densidad de potencia radiada por el cuadrado de la distancia según la Ecuación 3.5, (Balanis, 2005).

$$U = d_r^2 W \quad (3.5)$$

Siendo  $U$  el módulo de la intensidad de radiación (W/sr);  $d_r$  la distancia a la que se encuentra la antena (m);  $W$  es el módulo del valor que toma el vector de Poynting (W/m<sup>2</sup>) para la distancia  $d_r$ .

#### 3.2.3.1. Radián (rad) y estereorradián (sr)

La medida de un ángulo en el plano se denomina radián, (rad). Se define radián como el ángulo en un plano con un vértice en el centro de un círculo de radio  $r$  que está sustentada por un arco cuya longitud es  $r$ . En la Figura 3.3a se muestra una ilustración gráfica del radián. Como la circunferencia de un círculo de radio  $r$  es  $C = 2\pi r$ , hay  $2\pi$  rad ( $2\pi r/r$ ) en todo el círculo.

La medida de un ángulo sólido es el estereorradián, (sr). Se define estereorradián como el ángulo sólido con vértice en el centro de una esfera de radio

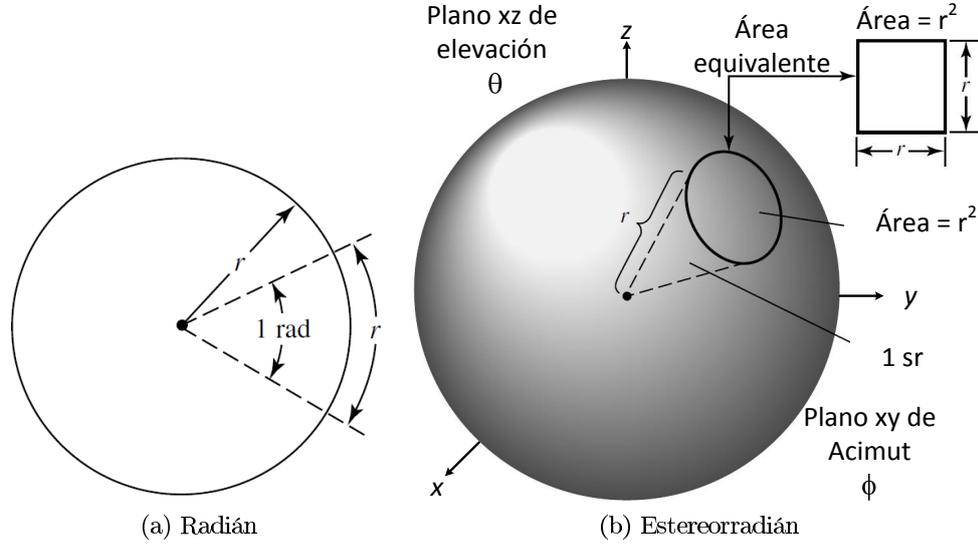


Figura 3.3: Disposiciones geométricas para definir un radián y estereorradián.

$r$  que está incluida en el área de una superficie esférica igual a un cuadrado de lados  $r$ . Esto se ilustra en la Figura 3.3b junto con la representación del ángulo de elevación,  $\theta$ , en el plano  $xz$  y del ángulo de acimut,  $\phi$ , en el plano  $xy$  utilizados en este capítulo para la definición de ecuaciones en coordenadas esféricas. Estos ángulos toman valores comprendidos entre  $0 \leq \phi \leq 2\pi$  y  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ . Como la superficie de una esfera de radio  $r$  es  $A = 4\pi r^2$ , hay  $4\pi$  sr ( $4\pi r^2/r^2$ ) en una esfera cerrada.

El área infinitesimal  $dA$  sobre la superficie de una esfera de radio  $r$  se define según la Ecuación 3.6, y se mide en  $m^2$ .

$$dA = r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (3.6)$$

De esta manera, se puede definir al elemento infinitesimal de un ángulo sólido  $d\Omega$  de una esfera según la Ecuación 3.7, y se mide en (sr).

$$d\Omega = \frac{dA}{r^2} = \sin\theta d\theta d\phi \quad (3.7)$$

### 3.2.3.2. Intensidad de radiación para una antena isotrópica

La intensidad de radiación  $U$  es independiente de las coordenadas esféricas  $\theta$  y  $\phi$  como en el caso del cálculo del vector de Poynting, para una fuente isotrópica. La potencia total de la antena isotrópica,  $P_0$ , también se puede obtener integrando la intensidad de radiación sobre todo el ángulo sólido de  $4\pi$ . Por lo que la densidad de potencia para una antena isotrópica puede

escribirse según la Ecuación 3.8, obteniendo la intensidad de radiación de una fuente isotrópica a partir de:

$$P_0 = \oiint_{\Omega} U_0 d\Omega = 4\pi U_0 \quad (3.8)$$

$$U_0 = \frac{P_0}{4\pi} \quad (3.9)$$

Las Ecuaciones 3.8 y 3.9 anteriores, se pueden escribir con escalares porque para un radiador isotrópico, el vector  $\vec{U}_0$  es saliente y perpendicular a la superficie y tiene la misma dirección radial que  $\vec{d\Omega} = d\Omega \cdot \vec{a}_r$  y el coseno, del ángulo que forman, en su producto escalar es la unidad, por lo que se puede representar, únicamente, en función de sus módulos.

#### 3.2.4. Eficiencia

La eficiencia total de una antena,  $e_0$ , tiene en cuenta las pérdidas por reflexión a la entrada de sus terminales y las debidas a su estructura:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (3.10)$$

donde

$e_0$  = eficiencia total (adimensional).

$e_r$  = eficiencia de reflexión (adimensional) =  $e_r = 1 - \Gamma^2$ .

$e_c$  = eficiencia de conducción (adimensional).

$e_d$  = eficiencia dieléctrica (adimensional).

$\Gamma$  = coeficiente de reflexión de tensión en los terminales de entrada de la antena

Siendo:

$$\Gamma = \frac{(Z_L - Z_0)}{(Z_L + Z_0)} \quad (3.11)$$

donde  $Z_L$  es la impedancia de la carga que se quiere medir, en este caso la impedancia de entrada de la antena,  $Z_L = Z_A$ , y  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión, que en nuestro caso es la impedancia de entrada y salida de los equipos de medida.

Las pérdidas a la entrada son debidas, principalmente, a las reflexiones por el desajuste (parámetro de reflexión  $S_{11} = \Gamma$ , Apartado 3.2.12) entre la línea de transmisión y la antena. Mientras, las debidas a la estructura son pérdidas por conducción en los dieléctricos. Generalmente, es difícil calcular  $e_c$  y  $e_d$ , pero se pueden determinar experimentalmente. Incluso midiendo estas eficiencias, no se pueden separar y es conveniente escribir la Ecuación 3.10 como:

$$e_0 = e_r e_{cd} = (1 - \Gamma^2) e_{cd} \quad (3.12)$$

Tabla 3.1: Potencia reflejada  $\Gamma$  y parámetro de reflexión  $\Gamma=S_{11}$ .

$\Gamma=S_{11}$ (pu)	$\Gamma$ (%)	$\Gamma$ (dB)
0	0	–
0,1	1	–20
0,2	4	–13,98
0,3	9	–10,46
0,316	10	–10
0,4	16	–7,96
0,5	25	–6,02
0,6	36	–4,44
0,7	49	–3,10
0,8	64	–1,94
0,9	81	–0,92

donde  $e_{cd} = e_c e_d = P_{rad}/P_{entrada}$  es la eficiencia de radiación de la antena y se utiliza para relacionar la ganancia y la directividad.

Para las frecuencias a las que resuenan los monopolos y dipolos simples, así como, para antenas de banda ancha, en los rangos de frecuencia en donde están adaptadas, las pérdidas óhmicas son despreciables y se puede considerar que  $e_{cd} = 1$ , por lo que la eficiencia total de la antena se puede escribir como  $e_0 = e_r = 1 - S_{11}^2$ , de esta manera, el parámetro  $S_{11}$  es una medida de referencia para determinar las frecuencias para las que la antena está ajustada. Además, es el parámetro clave para determinar la eficiencia de la antena para cada una de las frecuencias de funcionamiento.

Para cuantificar la repercusión de un determinado valor del coeficiente de reflexión, en la Tabla 3.1 se presenta la potencia total reflejada en por unidad,  $\Gamma$  (pu), y su valor correspondiente de potencia, en % y en dB, calculado como el  $20\log_{10}(\Gamma)$ .

Un valor de  $S_{11}$  de 0 dB indica que se refleja toda la potencia (100 %), mientras que uno de –10 dB da una reflexión de potencia del 10 % y, habitualmente, se considera que una antena está bien adaptada cuando tiene unas pérdidas por reflexión menores que este valor.

### 3.2.5. Directividad

La directividad es una característica que nos indica la habilidad de la antena para concentrar la potencia radiada en una determinada dirección. Se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en la dirección del máximo valor del diagrama de radiación y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radia con la misma potencia total, Ecuación 3.13.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_0} \quad (3.13)$$

$D$  = directividad (adimensional).

$U$  = intensidad de radiación (W/sr).

$U_0$  = intensidad de radiación de una fuente isotrópica (W/sr).

$P_0$  = potencia de un radiador isotrópico (W).

Para una fuente isotrópica, su directividad  $D_0$  es máxima y además es la unidad puesto que  $U$  y  $U_0$  son iguales entre sí.

### 3.2.6. Ganancia de una antena

La ganancia de una antena está directamente relacionada con la directividad. Es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena así como su capacidad direccional:

$$G = e_{cd}D \quad (3.14)$$

Cuando no se define la dirección, la ganancia se suele tomar en la dirección de la máxima radiación.

En la mayoría de los casos, se utiliza el término de ganancia relativa definido como la relación entre el valor de ganancia en potencia en una determinada dirección con respecto al mismo término de una antena tomada como referencia. La antena que se utiliza habitualmente como referencia es un dipolo u otra cuya ganancia se pueda calcular.

En algunos puntos, la potencia radiada será mayor o igual que la de la antena isotrópica y en otros puntos menor o igual. Así, la ganancia, para una dirección dada, no implica una amplificación de la potencia entregada a la antena sino una ganancia o pérdida en cada dirección respecto a la antena isotrópica.

Habitualmente, la ganancia se facilita en términos de decibelios (dB). También se puede dar en la unidad de decibelio isotrópico (dBi), que corresponde al valor de la ganancia de la antena en referencia a una antena isotrópica teórica. La fórmula de conversión viene dada por:

$$G_0 = 10\log_{10}(e_{cd}D_0) \quad (3.15)$$

$G_0$  = Ganancia de la antena isotrópica.

### 3.2.7. Ancho de banda (BW)

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias en el cuál, el comportamiento de la antena es conforme a un estándar específico en el que radia o recibe energía correctamente, (Balanis, 2005).

Se puede considerar que el BW es el rango de frecuencia a cada lado de una frecuencia centrada donde las características de la antena, tales como la impedancia de entrada, el diagrama de radiación, ganancia, etc., mantienen unos valores especificados.

Además, puesto que no todas las características de las antenas se ven afectadas de la misma manera por la frecuencia, es posible que no exista un único intervalo del BW. Habitualmente, para antenas de banda ancha, el BW se expresa como la diferencia entre la frecuencia más alta y más baja, obtenidas a  $-3$  dB, así, para la antena Vivaldi se tiene un BW de 1,5—3,7 GHz, Apartado 3.3.4. Para antenas de banda estrecha, el BW se puede expresar también como un porcentaje de la diferencia de frecuencia, superior menos inferior, para  $-3$  dB. La frecuencia central es la resonante y, por ejemplo, para un monopolo de 10 cm su primera frecuencia de resonancia está en 750 MHz y dependiendo de su construcción puede tener un BW en torno al 5 % de esta frecuencia.

### 3.2.8. Ancho de haz, *beamwidth*

El diagrama de radiación presenta uno o varios lóbulos, dependiendo de la antena que los genere. Estos lóbulos, o haces, se pueden clasificar en principal o secundarios. El ancho de haz de un diagrama de radiación se define como la separación angular entre dos puntos idénticos en lados opuestos del máximo del diagrama. La mitad de potencia del ancho de haz, *Half-Power Beamwidth* (HPBW), es la separación angular en la que la disminución del valor del diagrama de radiación cae un 50 %, o 3 dB, desde el valor máximo del lóbulo principal.

### 3.2.9. Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada es el efecto por el cuál, el campo eléctrico de la onda transmitida (radiada) oscila sólo en un plano determinado, denominado plano de polarización. Si no se indica la dirección, se asume que la polarización se encuentra en la dirección de máxima ganancia. En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, de manera que las diferentes partes del diagrama de radiación (lóbulos) tendrán diferentes polarizaciones.

#### 3.2.9.1. Longitud efectiva

Para una antena linealmente polarizada, la longitud efectiva  $l_{ef}$ , es la relación entre la tensión inducida en una antena en circuito abierto,  $V_{ca}$  y el campo incidente,  $E_i$  en la misma:

$$l_{ef} = \frac{V_{ca}}{E_i} \quad (3.16)$$

### 3.2.9.2. Área efectiva

El área efectiva  $A_{ef}$  es la fracción de la densidad de potencia recibida que la antena traduce en potencia, Ecuación 3.17. Esta potencia recibida es la entregada a una carga adaptada a la impedancia de la antena.

$$A_{ef} = \frac{P_m}{W_{mt}} \quad (3.17)$$

$A_{ef}$  = área efectiva ( $m^2$ ).

$P_m$  = potencia media recibida (W).

$W_{mt}$  = densidad de potencia media de la onda electromagnética incidente ( $W/m^2$ ).

### 3.2.9.3. Factor de antena

El factor de antena  $f_a$  se mide en  $m^{-1}$  y se define como el cociente entre el campo eléctrico incidente,  $E_i$ , en una antena que funciona como receptora y la tensión,  $V_{50\Omega}$ , que la antena entregaría a una carga de  $50 \Omega$ :

$$f_a = \frac{E_i}{V_{50\Omega}} \quad (3.18)$$

También se puede medir en  $dB \cdot m^{-1}$ . Si el factor de antena es pequeño, la antena es más sensible al campo incidente.

### 3.2.10. Reciprocidad

Es una propiedad de los sistemas de transmisión en RF. Por esta propiedad, dadas dos antenas, incluso distintas, la potencia recibida por la primera cuando se entrega una potencia determinada a la segunda, es la misma que la recibida por la segunda cuando se entrega la misma potencia a la primera antena. Considerando que el medio de propagación es recíproco, el diagrama de radiación de una antena en recepción es el mismo que el de una antena en emisión.

### 3.2.11. Impedancia de entrada de una antena

Se define como la impedancia que presenta una antena en sus terminales, o la relación entre tensión-corriente, se define como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (3.19)$$

Donde  $Z_A$  es la impedancia de entrada de la antena en  $\Omega$ ,  $R_A$  su resistencia en  $\Omega$ , que a su vez se compone en la suma de la resistencias de radiación

y de pérdidas por calentamiento, y  $X_A$  su reactancia, que explica el comportamiento de la antena en campos cercanos, en  $\Omega$ , todas ellas expresadas en los terminales de la antena.

La parte real de la impedancia representa la potencia, o bien radiada, o bien absorbida por la antena. La parte imaginaria de la impedancia representa la energía que se almacena en el campo cercano de la antena. Esto es, la potencia no radiada. Una antena con una impedancia de entrada real, siendo cero su parte imaginaria, se dice que es resonante. Esto es debido a que al no haber parte imaginaria, se crea una onda estacionaria en la antena.

El principal motivo por el que se calcula la impedancia de una antena es porque a partir de ella se deriva su respuesta en frecuencia, (Murillo, 2007).

### 3.2.11.1. Línea de transmisión

Una línea de transmisión es un cable o una estructura material utilizada para dirigir y transportar energía en forma de ondas electromagnéticas entre dos lugares que se comunican.

Para que una antena reciba correctamente la emisión en RF de una DP, la impedancia característica de la línea de transmisión,  $Z_0$  debe ser la misma que la de la antena,  $Z_A$ . En este caso, no se producen reflexiones de la onda y se dice que la antena está adaptada.

Estos valores de impedancia están directamente relacionados con los parámetros  $S$ , Apartado 3.2.12 y se pueden representar con el diagrama de Smith, Apartado 3.2.12.2.

### 3.2.12. Parámetros $S$

El sistema emisor-canal-receptor en el que funcionan las antenas puede representarse por un circuito eléctrico de dos puertos denominado cuadripolo. Una vez que se conocen los parámetros de una red de dos puertos, ésta se puede caracterizar en su totalidad (Balanis, 2005).

Se pueden considerar varios parámetros como las matrices de impedancia  $Z$ , de admitancia  $Y$  o híbridos  $H$ . Los parámetros mencionados anteriormente, con excepción de los parámetros  $S$ , obtienen sus valores considerando circuitos abiertos o corto-circuitos dependiendo del caso. Sin embargo, cuando las antenas trabajan a alta frecuencia todos ellos pierden validez debido a que no se puede lograr ni un corto-circuito ni un circuito abierto debido a las capacidades e inductancias parásitas del sistema de transmisión.

A alta frecuencia es fácil medir las propiedades de la onda como la magnitud y la fase y las ondas reflejadas y transmitidas mediante un analizador de redes. Por esta razón, a alta frecuencia se mide la matriz de parámetros  $S$ , que da información sobre la dispersión o reflexión de la onda cuando se inyecta sobre una línea de transmisión o una cierta impedancia característica del medio. En la Figura 3.4 se presenta la analogía con la transmisión

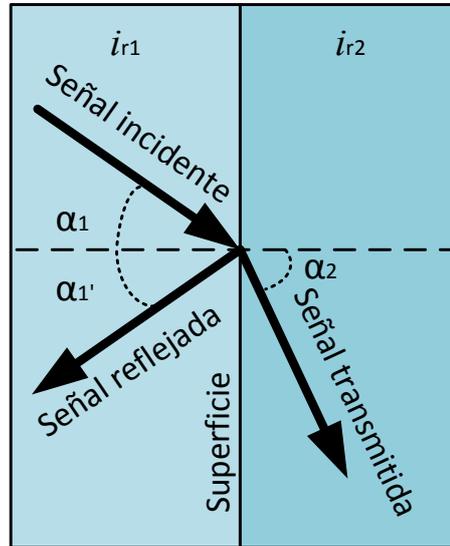


Figura 3.4: Concepto de transmisión de una onda con pérdidas por reflexión.

de una forma de onda lumínica, conocida como ley de Snell, en donde  $i_{r1}$  y  $i_{r2}$  son los índices de refracción de los medios separados por una superficie, y  $\alpha_1$ ,  $\alpha_1'$  y  $\alpha_2$  son los ángulos que forman las señales incidente, reflejada y transmitida con la normal a la superficie, respectivamente. Los índices de refracción están relacionados por la ecuación  $\text{sen}\alpha_1/\text{sen}\alpha_2=i_{r2}/i_{r1}$ .

Los parámetros  $S$  se pueden utilizar para cualquier frecuencia debido a que no necesitan la consideración de circuito abierto ni corto-circuito, sino que se basan en los niveles de potencia que se reciben en los terminales de la red de dos puertos (Balanis, 2005).

A partir de la Ecuación 3.20, se pueden calcular los parámetros  $S$  del circuito de dos puertos expresados en términos de potencia.

$$\begin{pmatrix} b_1^2 \\ b_2^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}^2 & S_{12}^2 \\ S_{21}^2 & S_{22}^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1^2 \\ a_2^2 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Donde:

$a_i^2$  es la potencia de la onda de entrada del cuadripolo.

$b_i^2$  es la potencia de la onda que se refleja desde la puerta de entrada del cuadripolo.

Se utiliza  $a_i^2$  cuando se expresan los cálculos en el dominio de la potencia y  $a_i$  en el dominio de la tensión.

Los parámetros  $S$  son cuatro:

- $S_{11}^2$  mide la cantidad de potencia reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se está aplicando en el puerto 1. Al parámetro  $S_{11}$  se le conoce también como el coeficiente de reflexión del puerto de entrada

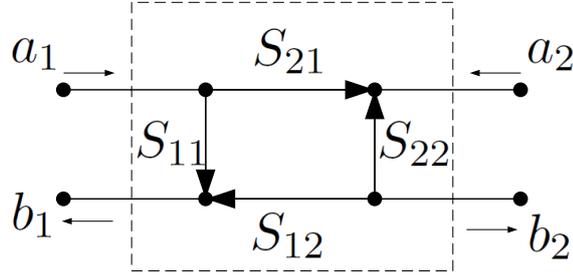


Figura 3.5: Convenio de signos de los parámetros  $S$  expresados en valores de tensión.

(Γ).

- $S_{21}$  mide la potencia recibida en el puerto 2 en comparación con la enviada por el puerto 1. A este parámetro se le llama coeficiente de transmisión directa.

- $S_{12}$  este parámetro mide la potencia recibida en el puerto 1 en comparación con la aplicada en el puerto 2. A este parámetro se le denomina coeficiente de transmisión inversa.

- $S_{22}$  este parámetro mide la potencia reflejada en el puerto 2 en comparación con la potencia enviada desde este mismo puerto. Al parámetro  $S_{22}$  se le llama coeficiente de reflexión del puerto de salida.

El convenio de signos para los parámetros  $S$  considera que el primer número es el puerto en el que entra la energía y el segundo número desde el que sale la energía. Por lo que el parámetro  $S_{21}$  es una medida de potencia saliente del puerto 2 que ocurre como efecto de aplicar un estímulo de RF al puerto 1.

En la Figura 3.5 se representa el cuadripolo de los parámetros  $S$  en valores de tensión para comprender el criterio de signos. En las Ecuaciones 3.21, 3.23, 3.22 y 3.24 se representa la forma de cálculo de los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$  respectivamente.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_{salida_{puerto1}}}{V_{entrada_{puerto1}} \Big|_{a_2=0}} \quad (3.21)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_{salida_{puerto2}}}{V_{entrada_{puerto1}} \Big|_{a_2=0}} \quad (3.22)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_{salida_{puerto1}}}{V_{entrada_{puerto2}} \Big|_{a_1=0}} \quad (3.23)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_{salida_{puerto2}}}{V_{entrada_{puerto2}} \Big|_{a_1=0}} \quad (3.24)$$

Para conocer el comportamiento de una antena en un sistema en recepción interesa saber tanto el parámetro  $S_{11}$  como el  $S_{21}$ . El parámetro  $S_{11}$  representa la impedancia del dispositivo a ensayar, *Device Under Test* (DUT), es decir, de la antena. Este parámetro determina lo eficiente que es la antena, puesto que para una frecuencia dada, a menor reflexión más adaptada se encuentra la antena y menores son las pérdidas.

El parámetro  $S_{21}$  se medirá para saber cuál es la potencia recibida por la antena en un sistema de transmisión. Este parámetro, entre otras cosas, permite conocer cuáles son las frecuencias de resonancia de una cavidad. Para ello, en los experimentos realizados en esta tesis doctoral, se introducirán dos antenas en el modelo de un tanque de transformador utilizando un analizador de redes. En la antena del primer puerto se inyecta energía y se mide lo recibido por la antena conectada al segundo puerto, ver el apartado 5.2.5.

Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  se calculan midiendo la magnitud y la fase de la señal incidente, reflejada y transmitida cuando la salida del cuadripolo no tiene ninguna señal de entrada. Esta condición garantiza que  $a_2=0$  para las Ecuaciones 3.21 y 3.24.

La magnitud en dB de  $S_{11}$  es siempre menor que la unidad.

Por último, la magnitud de  $S_{21}$  toma valores positivos en el caso de amplificación activa. Es decir, si  $S_{21}$  toma un valor positivo para una determinada frecuencia, la antena del puerto 1 es capaz de transmitir más energía al puerto 2 que la que recibe, para ese sistema de transmisión.

### 3.2.12.1. Calibración del analizador de redes para la medida de parámetros $S$

Para entender mejor cómo se miden los parámetros  $S$  con un analizador de redes se considera una línea de transmisión ideal, Figura 3.7. En esta representación  $Z_A$  es la impedancia de la antena y coincide con la impedancia característica de la línea de transmisión,  $Z_0$ , y con la impedancia de entrada y salida de los equipos de medida.

El equipo de medida utilizado es un analizador de redes E8364B, Apéndice B.7 que permite llegar hasta 50 GHz, aunque sólo se utilizará hasta 3 GHz, puesto que el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 del laboratorio es capaz de medir hasta 2,5 GHz, Apéndice B.3. Se mide por encima de 2,5 GHz para poder saber la tendencia que tiene la respuesta de la antena por encima de la máxima frecuencia que se puede medir.

Cuando se caracteriza la respuesta de una antena se mide el parámetro  $S_{11}$ . Por otro lado, cuando se desea caracterizar la respuesta de un sistema de transmisión se procede a medir el parámetro  $S_{21}$ . Para estas dos medidas, previamente, se han de calibrar los dos puertos del analizador de redes. Para llevar a cabo esta calibración se ha de seguir un procedimiento estandarizado mediante el uso de tres conectores con una carga, un circuito abierto o un



Figura 3.6: Conjunto de calibración de un analizador de redes.

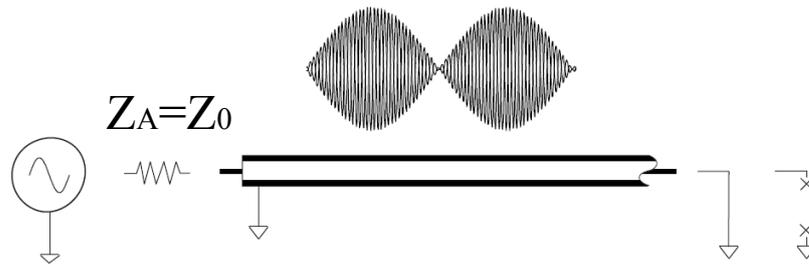


Figura 3.7: Línea de transmisión lineal conectada a un analizador de redes, (Hewlett-Packard, 1997).

corto-circuito ideales, Figura 3.6.

- Condición de carga (LOAD):

La condición de carga ocurre cuando la línea de transmisión termina en su impedancia característica  $Z_0$ . Bajo estas circunstancias no se tiene una señal reflejada en el extremo de la línea, por lo que la totalidad de la potencia transmitida es absorbida por la carga y la energía fluye en una sola dirección.

- Condición de corto-circuito (SHORT):

Cuando la línea de transmisión termina en un corto-circuito,  $Z_L=0$ , la tensión es cero y no se disipa potencia. Este caso se da para  $\Gamma = -1$ , Ecuación 3.11. La onda de tensión reflejada debe ser igual, en magnitud, a la onda de tensión incidente y estar desfasada  $180^\circ$  con respecto a ella. Las ondas reflejadas e incidentes son iguales en magnitud pero viajan en direcciones

opuestas.

- Condición de circuito abierto (OPEN):

Si la salida de la línea de transmisión está en circuito abierto,  $Z_L = \infty$ , no podrá circular corriente a través de ella. Para este caso,  $\Gamma = 1$ , Ecuación 3.11, la señal de corriente reflejada estará desfasada  $180^\circ$  con respecto a la señal de corriente incidente, mientras que la onda de tensión reflejada estará en fase con la tensión incidente. Esto garantiza que la corriente en el circuito abierto es cero. Las ondas reflejada e incidente son iguales en magnitud, pero viajan en direcciones opuestas. Tanto para los casos de corto-circuito y circuito abierto, se produce un patrón de onda estacionaria sobre la línea de transmisión. Los valles de la onda de tensión serán cero y los picos serán el doble del nivel de tensión incidente.

A frecuencias muy bajas, con longitudes de onda mucho más largas que la línea, la línea de transmisión se puede considerar como un cable. La resistencia del éste es relativamente pequeña y tiene poco efecto sobre las señales de baja frecuencia, por lo que la tensión y la corriente son las mismas a lo largo del mismo. Esta consideración es apropiada para la transmisión de energía en corriente continua o potencia en alterna a muy baja frecuencia.

A frecuencias más altas, las longitudes de onda son comparables a la longitud de la línea de transmisión. En este caso, la manera en que se transmite la energía, se puede considerar en términos de ondas viajeras. Cuando la línea de transmisión termina en su impedancia característica, se transfiere la máxima potencia a la carga.

Cuando la terminación no es igual a la impedancia característica, parte de la señal que no es absorbida por la carga se refleja hacia la fuente. Bajo estas circunstancias, puede darse el caso de un coeficiente de reflexión puramente inductivo,  $\Gamma = j$ , o puramente capacitivo,  $\Gamma = -j$ , afectando únicamente al diagrama de la onda estacionaria que empezará en  $+\pi/2$  o  $-\pi/2$ , respectivamente. Estos valores se muestran más adelante en la representación del diagrama de Smith.

### 3.2.12.2. Diagrama de Smith

El diagrama o carta de Smith es una herramienta gráfica que muestra cómo varía la impedancia compleja de una línea de transmisión a lo largo de su longitud, (Smith, 1939). Esta representación es una relación gráfica entre la impedancia de entrada normalizada  $z_n$ , habitualmente, con respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión,  $Z_0$ , Ecuación 3.25 y el coeficiente de reflexión,  $\Gamma$ , de la tensión en el mismo punto de la línea, Ecuación 3.11. A esta relación, también se la conoce como la relación de tensión de la onda estacionaria, *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), y cuando ésta es la unidad, se dice que la impedancia de la antena está adaptada con la línea, por cumplirse  $\Gamma=0$ . La utilización de esta representación

permite calcular gráficamente el valor de impedancia para la adaptación de las antenas y su coeficiente de reflexión cuando  $Z_L=Z_A$ .

$$z_n = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.25)$$

El diagrama de Smith representa la parte real, eje horizontal, e imaginaria, eje vertical, del coeficiente de reflexión, así como su ángulo en grados, Figura 3.8, y está formado por circunferencias constantes que representan la parte real de  $z_n$  y curvas con  $z_n$  imaginaria constante. Para obtener el parámetro de reflexión, se busca la impedancia de la antena,  $Z_A$ , normalizada en el diagrama, por ejemplo, para  $Z_A=1+1j$  se acude al corte entre la curva de  $\text{Re}[z_n]=1$  e  $\text{Im}[z_n]=1$ , y se traza una línea recta entre este punto y el centro del diagrama,  $z_n=1$ , hasta cortar con el exterior del diagrama,  $|\Gamma|=1$ , obteniéndose un ángulo de  $\Gamma$  de  $64^\circ$ . Para el cálculo del módulo de  $\Gamma$ , se mide la distancia entre el centro y  $Z_A$ , en este caso 1,6 cm, a la que llamaremos  $dZ_A$  y la existente entre el centro y el exterior,  $dR$ , con un valor de 3,5 cm, tomada como referencia por tener la circunferencia de radio  $|\Gamma|=1$ , obteniéndose, mediante una regla de tres, un valor de  $\Gamma=0,46$ .

Una de las principales ventajas de esta herramienta es el poder representar los parámetros  $S$ . Como se ha dicho anteriormente,  $S_{11}$  es el parámetro de reflexión  $\Gamma$  que permite conocer la respuesta en frecuencia de la antena y cuanto más cercano sea éste a 0, para una determinada frecuencia, mejor será la adaptación y la respuesta de la antena.

A la hora de calibrar el analizador de redes se comprueban las tres condiciones de calibración en el diagrama de Smith del equipo, Figura 3.8. Estas condiciones son la de ajuste de la carga (LOAD), para la que se cumple  $z_n = 1$ , la de corto-circuito (SHORT), que da un valor de  $Z_L=z_n=0$  y la de circuito abierto (OPEN), que da un valor infinito en la carta de Smith,  $z_n = \infty$ . Una vez comprobado, se procede a la medida de los parámetros  $S$  de las antenas.

### 3.3. Selección de antenas para la medida de DPs

Una vez que se han explicado los parámetros más significativos que definen el comportamiento de una antena, estamos en condiciones de abordar uno de los objetivos de esta tesis, que no es otro que la selección de las antenas más adecuadas para la detección de actividad de DPs mediante técnicas de RF. Por un lado, se utilizarán antenas monopolo de diferentes longitudes y formas, por su bajo coste, fácil fabricación, así como por su flexibilidad de diseño, (López-Roldán et al., 2008), porque, cuando se varía su longitud, cambia la frecuencia para la que están sintonizados. Para comprender el funcionamiento de un monopolo, previamente hay que conocer el de un dipolo.

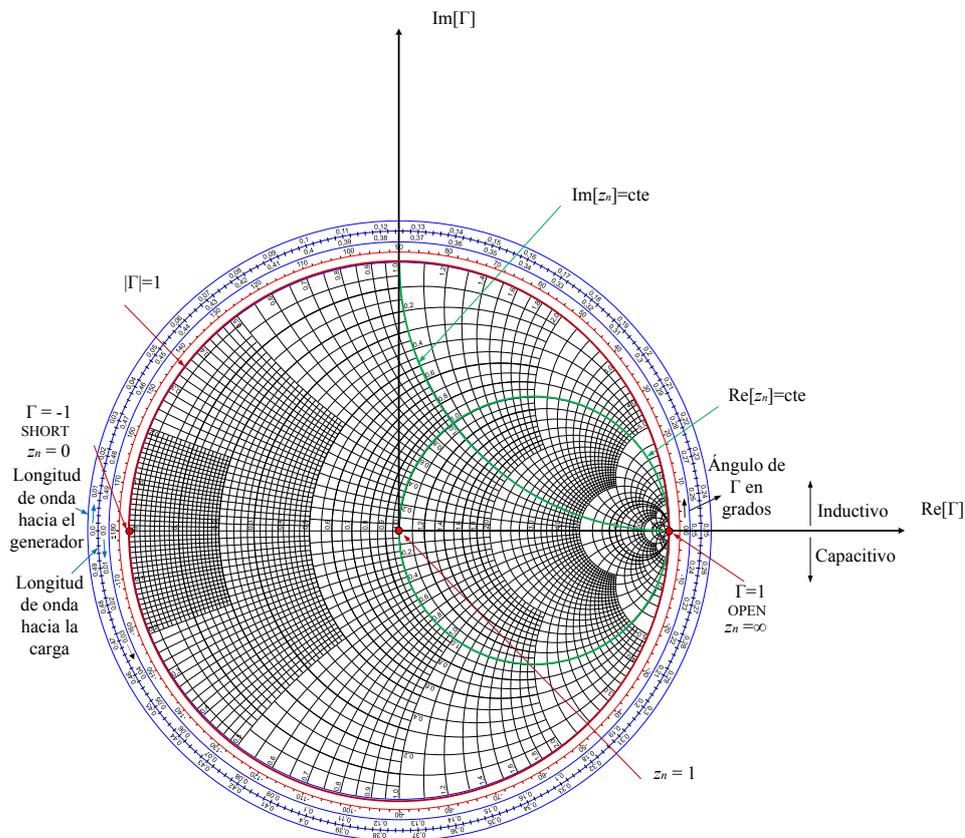


Figura 3.8: Carta de Smith con las condiciones de carga (LOAD), cortocircuito (SHORT) y circuito abierto (OPEN).

Haciendo uso de la teoría de las imágenes, cuando se tiene una fuente de corriente (eléctrica o magnética) situada en las proximidades de un plano de tierra conductor, éste se puede eliminar mediante la colocación de una fuente de imagen virtual en el otro lado del plano de tierra, (Pozar, 2005). En este caso particular, se puede considerar que el monopolo  $\lambda/4$  es la fuente de corriente que, con un plano de tierra infinito, se comporta como un dipolo de  $\lambda/2$ , asumiendo algunas diferencias que se expondrán más adelante.

Por otro lado, se caracterizarán dos antenas de banda ancha. En primer lugar, una logarítmico-periódica comercial adaptada para un amplio rango de frecuencias, entre 250—2200 MHz. En segundo lugar, una antena de ranura con geometría cónica, denominada antena Vivaldi, (Gibson, 1979).

A continuación, se definirán los parámetros más relevantes para cada una de las antenas utilizadas.

Por último, se incluirá información sobre la antena telescópica (W-889) y la de látigo (W-881) utilizadas por el equipo comercial de medida de DPs en RF, PDS-100, del fabricante Doble Lemke empleado también en este trabajo.

### 3.3.1. Antena dipolo

La antena dipolo tiene una geometría lineal, omnidireccional, y para poder diseñarla se utiliza el concepto de línea de transmisión y, para ello, es necesario estudiar previamente el comportamiento de dos hilos en circuito abierto alimentados por una fuente de tensión. La intensidad a lo largo de una línea de dos hilos presenta una radiación nula en el interior de los dos hilos puesto que los campos generados por un hilo se contrarrestan con los generados por el otro. Por otro lado, como están en circuito abierto, se tiene una onda sinusoidal estacionaria cada  $\lambda/2$ .

Para simplificar los cálculos, se asume que el dipolo es un filamento de corriente cuya distribución es sinusoidal, por lo que la corriente es cero en los extremos. Además, se considera como un conductor perfecto infinitamente delgado de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ) de largo.

En la Figura 3.9 se presenta la distribución de corriente en un dipolo orientado en el eje  $z$ . Se alimenta por el centro con una corriente sinusoidal  $I_0$ , opuesta y de igual magnitud en cada hilo. La distribución de corriente a lo largo de la antena es sinusoidal para dipolos largos ( $l > \lambda/10$ ) y se representa según la Ecuación 3.26 si se define la longitud del dipolo en función de  $\lambda$  o si se hace en función de la longitud,  $l$ , en metros, Ecuación 3.27. Si el dipolo es corto ( $\lambda/50 < l \leq \lambda/10$ ), su distribución de corriente es triangular y viene dada por la Ecuación 3.28, (Stutzman y Thiele, 1998). Se asume que la forma de onda de excitación del dipolo tiene una frecuencia  $\omega = 2\pi c/\lambda$ .

$$I(z) = I_0 \text{sen} \left[ k_0 \left( \frac{\lambda}{4} - z \right) \right], \quad z \leq \frac{\lambda}{4} \quad (3.26)$$

$$I(z) = I_0 \text{sen} \left[ k_0 \left( \frac{l}{2} - z \right) \right], \quad z \leq \frac{l}{2} \quad (3.27)$$

Siendo  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ .

$$I(z) = I_0 \left[ 1 - \frac{2z}{l} \right], \quad z \leq \frac{l}{2} \quad (3.28)$$

Para un dipolo  $\lambda/2$  se puede comprobar que el valor máximo de corriente  $I_0$  tiene su máximo en  $I(z) = 0$ . En realidad, la distribución de corriente no sigue exactamente una distribución sinusoidal, concretamente en los terminales de alimentación de la antena, porque su hilo no tiene radio cero y porque hay un pequeño espacio entre los terminales que componen el dipolo. Aunque el radio no influye demasiado en la resistencia, el espacio de aire en la alimentación sí, especialmente cuando la corriente cerca del punto de alimentación o en él es muy pequeña, (Balanis, 2005).

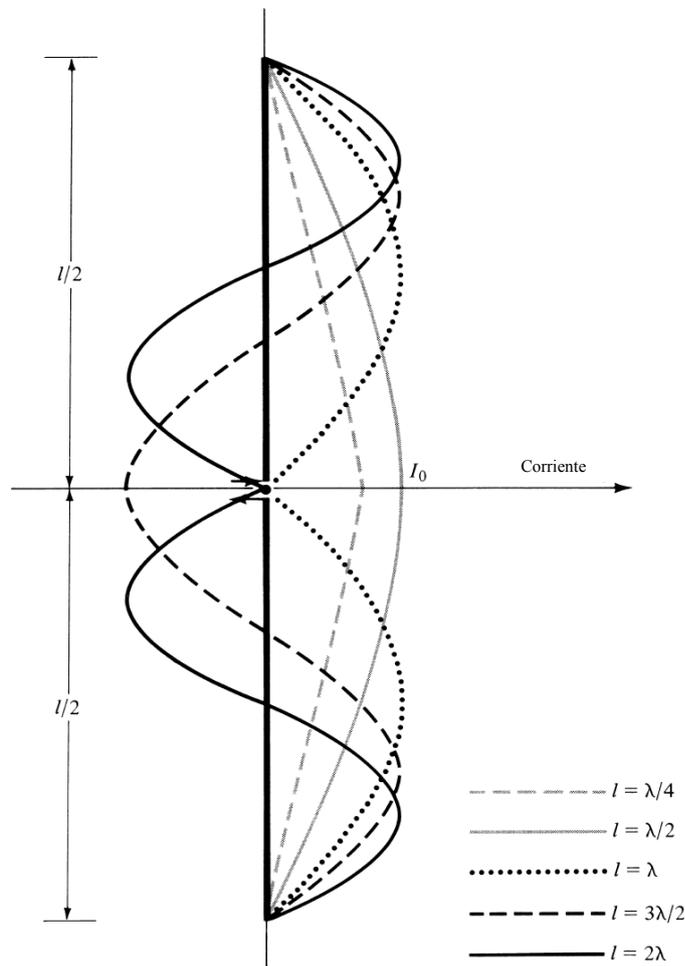


Figura 3.9: Distribución de corriente en un dipolo, (Balanis, 2005).

### 3.3.1.1. Diagrama de radiación y ancho de haz, HPBW, de un dipolo

El diagrama de radiación de un dipolo se puede presentar en dos dimensiones, en el plano de elevación, Figura 3.10. En esta figura de (Balanis, 2005) se presenta el valor máximo del diagrama de radiación para un dipolo  $\lambda/2$  tomando el ángulo de elevación los siguientes valores,  $0 \leq \theta \leq \pi$ . Para un dipolo de  $l = \lambda/2$ , la mitad de potencia del ancho de haz, cuando el diagrama de radiación disminuye 3 dB, es  $\text{HPBW} = 78^\circ$ , y a medida que la longitud del dipolo aumenta, disminuye este valor. Por ejemplo, para  $l = \lambda$  se tiene un  $\text{HPBW}$  de  $47,8^\circ$ . Para longitudes del dipolo mayores que  $\lambda$ , aparecen lóbulos secundarios en el diagrama de radiación y el ancho de haz se reduce notablemente, (Balanis, 2005).

En la Figura 3.11 se presenta el diagrama de radiación del dipolo  $\lambda/2$ . En

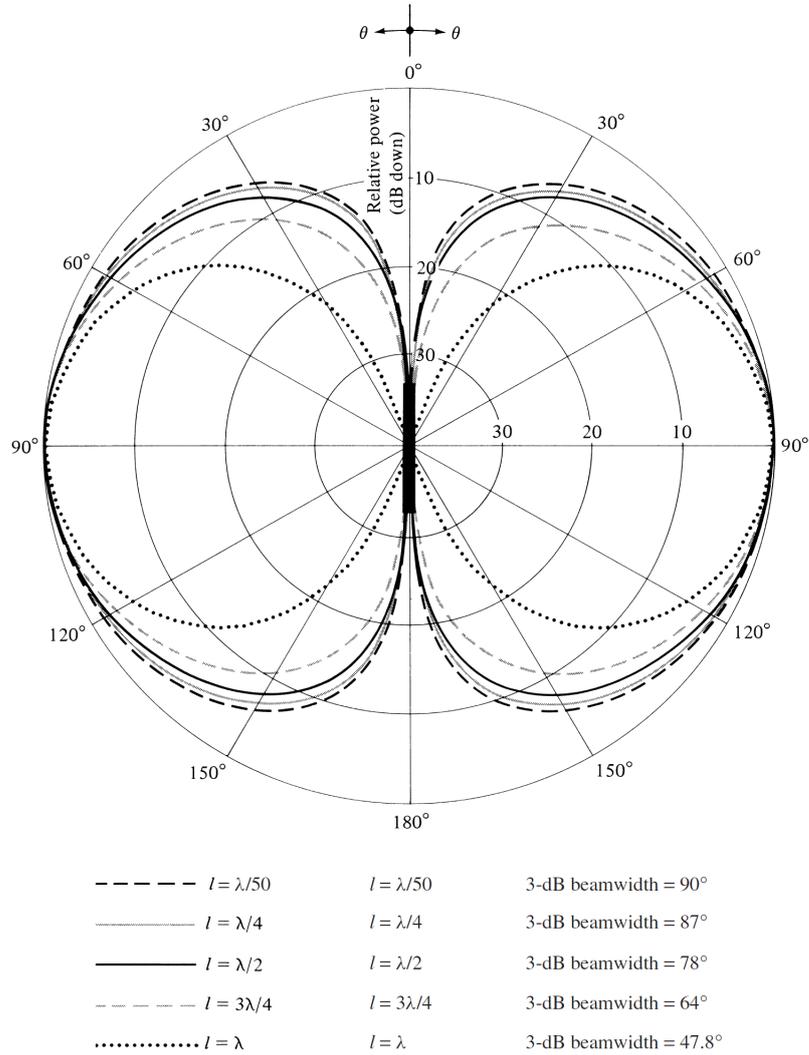


Figura 3.10: Diagrama de radiación en el plano de elevación para un dipolo fino con una distribución de corriente sinusoidal ( $l = \lambda/50, \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4, \lambda$ ), (Balanis, 2005).

esta figura, a cualquier corte vertical se le denomina plano  $E$ , puesto que el campo eléctrico está contenido en el mismo. Por otro lado, si el corte es horizontal, se denomina plano  $H$ , pues este plano contiene al campo magnético.

### 3.3.1.2. Parámetros de un dipolo $\lambda/2$

Los parámetros más importantes de un dipolo de media longitud de onda se recogen en la Tabla 3.2, (Balanis, 2005). Estas ecuaciones son aplicables,

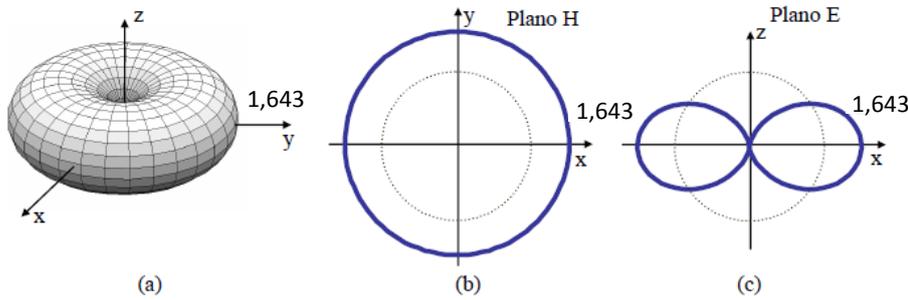


Figura 3.11: Diagrama de radiación de un dipolo  $\lambda/2$  (a) 3 dimensiones, (b) el plano horizontal y (c) en el plano vertical. Superpuesto en línea punteada el de la antena isótropa.

únicamente, para las frecuencias de resonancia que se dan en un dipolo.

Tabla 3.2: Parámetros de un dipolo  $\lambda/2$ .

Parámetro	Dipolo ( $\lambda/2$ )
Densidad potencia	$W = \eta \frac{ I_0 ^2}{8\pi^2 r^2} \left[ \frac{\cos((\frac{\pi}{2})\cos(\theta))}{\text{sen}(\theta)} \right]^2 \eta \frac{ I_0 ^2}{8\pi^2 r^2} \text{sen}^3(\theta) \text{ W/m}^2$
Potencia radiada	$P_{rad} = \eta \frac{ I_0 ^2}{8\pi} 2,435 \text{ W}$
Intensidad radiación	$U = r^2 W \quad \eta \frac{ I_0 ^2}{8\pi^2} \text{sen}^3(\theta) \text{ W}$
Directividad	$D = 4\pi \frac{U_0}{P_{rad}} \quad 1,643 = 2,15 \text{ dB}$
Ganancia	$G = e_{cd} D \quad e_{cd} 1,643 \text{ dB}$
Impedancia	$Z_A = 73 + j42,5 \Omega$
Área efectiva	$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D = \frac{\lambda^2}{4\pi} 1,643 \quad 0,13\lambda^2 \text{ m}^2$
Longitud efectiva	$l_{ef} = \frac{\lambda}{\pi} = 0,3183\lambda \text{ m}$

Donde  $\eta$  es la impedancia intrínseca del medio, en el espacio libre  $\eta = 377 \quad 120\pi \Omega$ .

Para el cálculo de la directividad de un dipolo  $\lambda/2$ , el máximo en la intensidad de radiación se da para  $\theta = 0$ , como se puede ver en su diagrama de radiación, Figura 3.11. Para dipolos muy cortos ( $l \ll \lambda$ ) la directividad tiene un valor de 1,5 mayor que la de una antena isótropa y al aumentar la longitud de la antena, la directividad aumenta y se incrementa hasta 1,643 para dipolos de  $\lambda/2$ . Para dipolos de longitud  $\lambda$ , la directividad vale 2,41. Sin embargo, al aumentar la longitud por encima de  $\lambda$ , por ejemplo para  $1,25\lambda$ , el diagrama de radiación comienza a romperse, presentando varios haces en lugar de un único lóbulo principal, y la directividad cae bruscamente, (Stutzman y Thiele, 1998).

Para el cálculo de la resistencia de un dipolo corto ( $0 < l < \lambda/4$ ), como primera aproximación, se puede considerar una distribución de corriente triangular en lugar de sinusoidal. En este caso, la resistencia se puede calcu-

Tabla 3.3: Parámetros de un monopolo  $\lambda/4$ .

Parámetro	Monopolo ( $\lambda/4$ )
Directividad	$D = 3,286 = 5,167$ dB
Ganancia	$G_{cd} = 3,286$ dB
Impedancia	$Z_A = 36,5 + j21,25 \Omega$

lar según la ecuación empírica  $R_A = 20\pi^2(l/\lambda)^2$ . Mientras que para dipolos de longitud  $\lambda/4 < l < \lambda/2$  la ecuación es  $R_A = 24,7(\pi l/\lambda)^{2,4}$  lo que para  $l = \lambda/2$  da un valor de  $73 \Omega$ , (Stutzman y Thiele, 1998).

La parte imaginaria de la impedancia de entrada de un dipolo es función de su tamaño, longitudinal y radial, y para un dipolo de  $\lambda/2$  es inductiva e igual a  $j42,5 \Omega$ , (Balanis, 2005).

Con el objeto de que la antena resuene para generar ondas estacionarias, se debe adaptar la impedancia de la antena y la del equipo de medida reduciendo hasta cero la parte imaginaria de la entrada. Para ello, se lleva a cabo un ajuste de impedancia entre el equipo de medida y la antena o bien se reduce la longitud de la antena hasta que la reactancia desaparece. Para dipolos de  $\lambda/2$ , la última opción es la más comúnmente utilizada en la práctica.

Con respecto al radio del conductor de un dipolo, cuanto más fino es, mejor se adapta la resonancia del dipolo de  $\lambda/2$ .

### 3.3.2. Antena monopolo

Un monopolo es un dipolo dividido a la mitad y alimentado en su punto central frente a un plano de tierra. Suponiendo que el plano de tierra es infinito, las corrientes y cargas en un monopolo serán las mismas que para un dipolo. Además, radia la mitad del campo eléctrico de un dipolo, por lo que, en sus terminales presenta la mitad de la tensión de éste.

Las antenas monopolo son fáciles de construir y son sencillas de sintonizar para trabajar en un rango particular de frecuencias, (Jin et al., 2012). Para entender el funcionamiento de una antena monopolo, se considera que hace resonar una señal estacionaria de  $\lambda/4$ , que corresponde con la mitad de un dipolo de  $\lambda/2$ .

#### 3.3.2.1. Parámetros de un monopolo $\lambda/4$

Los parámetros más importantes de un monopolo de un cuarto de longitud de onda se recogen en la Tabla 3.3, (Balanis, 2005). El resto de ecuaciones son análogas a las de un dipolo de  $\lambda/2$ . Estas ecuaciones son aplicables, únicamente, para las frecuencias de resonancia que se dan en un monopolo en  $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/4$  y  $\lambda$ .

### 3.3.2.2. Diagrama de radiación de un monopolo $\lambda/4$

El diagrama de radiación de una antena monopolo ideal, a partir de su intensidad de radiación, tiene una forma como la que ofrece la siguiente Ecuación, (Balanis, 2005):

$$U = \frac{\cos^2(\frac{\pi}{2}\cos(\theta))}{\sin^2(\theta)} \sin^3(\theta) \quad (3.29)$$

En la Figura 3.12a se presenta el diagrama de radiación normalizado para una antena monopolo de longitud  $\lambda/4$ . Se asume que la antena monopolo tiene el ángulo de elevación a lo largo de la dirección  $z$ . Como se puede observar, el diagrama de radiación no depende de  $\phi$ , lo que quiere decir que es omniacimutal (a lo largo y alrededor de toda la longitud del cable de manera simétrica). Debido al plano de tierra infinito, esta antena radia únicamente en la mitad del espacio. El corte del diagrama de radiación a la mitad de longitud de un dipolo de  $\lambda/2$ , Figura 3.12b, es coincidente con el representado para un monopolo  $\lambda/4$ .

### 3.3.2.3. Monopulos de 1 cm, 5 cm, 10 cm y zigzag

Los monopulos que se han utilizado en el laboratorio son de cuatro longitudes, 1 cm, 5 cm, 10 cm y 16,5 cm en el caso del zigzag, que es la longitud máxima que tiene el cable de cobre al estirarse. A modo de ejemplo se presentan las tres últimas antenas en la Figura 3.13.

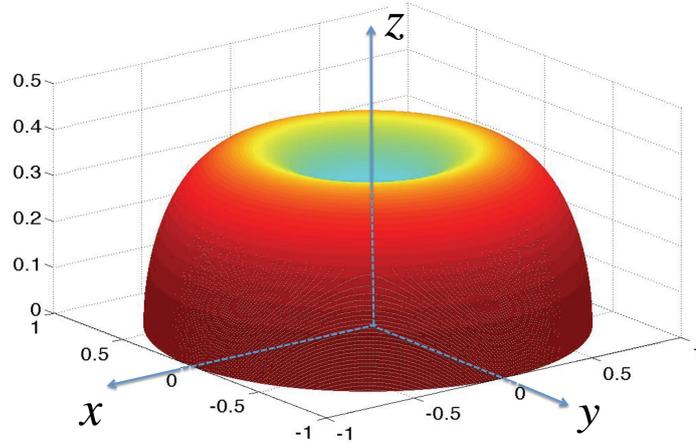
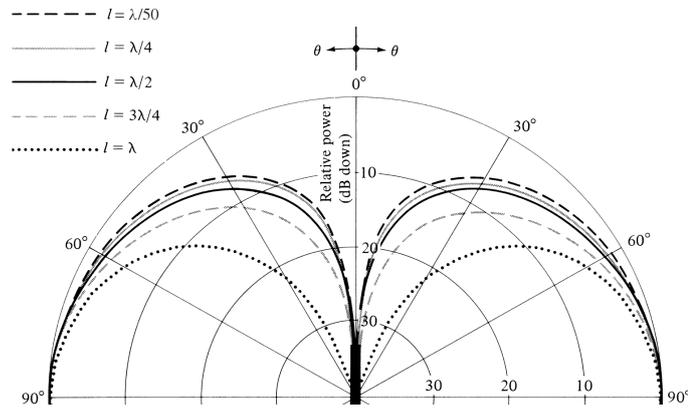
Como se ha visto anteriormente, la longitud de la antena define la frecuencia de resonancia. De tal manera que, si se tiene un monopolo de longitud  $l$ , y considerando el supuesto de un monopolo de  $\lambda/4$ , entonces se cumple la Ecuación 3.30 para el cálculo de la primera resonancia.

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{f_r 4} \quad (3.30)$$

En donde  $\lambda = c/f_r$ , siendo  $c$  la velocidad de la luz,  $3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$ , y  $f_r$  la frecuencia de resonancia de la antena en Hz.

Como se ha dicho anteriormente, las resonancias para un monopolo dadas a partir de la primera  $\lambda/4$  se dan en  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/4$  y  $\lambda$  según (Balanis, 2005), ver Figura 3.10. En la Tabla 3.4 se representan estas frecuencias de resonancias para todas las antenas monopolo utilizadas. Cabe destacar que se han calculado las frecuencias de resonancia para la antena zigzag suponiendo que es un monopolo con la longitud de todo el zigzag estirado, 16,5 cm.

Para comprobar si los resultados teóricos para los monopulos de la Tabla 3.4 se corresponden con los experimentales, se ha de medir el parámetro  $S_{11}$ . El valor del parámetro de reflexión  $S_{11}$  da información de las frecuencias en las que las antenas están sintonizadas.

(a) Monopolo  $\lambda/4$ , (Robles et al., 2013c)

(b) Mitad de un dipolo, (Balanis, 2005)

Figura 3.12: Diagrama de radiación normalizado teórico de un a) monopolo  $\lambda/4$  y de la mitad de un dipolo para diferentes valores de  $\lambda$ .

Las medidas experimentales del parámetro  $S_{11}$  para las antenas monopolo de 5 cm, 10 cm y zigzag en dos casos, con y sin plano de tierra, se han hecho con el analizador de redes E8364B de Agilent utilizando todo su rango de medida hasta 3 GHz, ver Apéndice B.7. Se trata de ver cómo influye el plano de tierra en el parámetro  $S_{11}$  de la antena y comprobar los resultados calculados teóricamente que deben corresponder con los casos que tienen plano de tierra. En la Figura 3.14 se representa el parámetro  $S_{11}$  para las antenas monopolo de 5 cm, 10 cm y zigzag sin plano de tierra y en la Figura 3.15 con plano de tierra. En general, la adaptación es mejor con plano de tierra.

En las Tablas 3.5 y 3.6 se presentan las medidas de las frecuencias de resonancia, parámetros  $S_{11}$ , junto con los cálculos teóricos de las mismas en



Figura 3.13: Antenas monopolo, de arriba a abajo: zigzag 10 cm, 10 cm y 5 cm.

Tabla 3.4: Frecuencias de resonancia de las antenas monopolo.

	$f_r(\lambda/4)$ (MHz)	$f_r(\lambda/2)$ (MHz)	$f_r(3\lambda/4)$ (MHz)	$f_r(\lambda)$ (MHz)
Monopolo 1 cm	7500	15000	22500	30000
Monopolo 5 cm	1500	3000	4500	6000
Monopolo 10 cm	750	1500	2250	3000
Zigzag 10 cm (16,5 cm)	454	910	1364	1820

$\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/4$  y  $\lambda$  para los monopolos de 5 cm, 10 cm y zigzag. Para el monopolo de 5 cm sólo se puede medir su primera frecuencia de resonancia, puesto que la segunda está por encima de los 3 GHz que mide el analizador de redes. Para el zigzag trapezoidal se ha comprobado experimentalmente que no se reproduce la  $f_r$  para  $\lambda/2$  que sí tendría un monopolo de longitud 16,5 cm. Esto es debido a que la estructura del zigzag también afecta a la radiación de los campos eléctrico y magnético y no sólo influye la longitud máxima del hilo del monopolo, también lo hace su apertura.

Para determinar lo aproximado que están los cálculos experimentales y teóricos se calcula el Error Relativo (ER) en % en la Tabla 3.7, sombreando en gris los errores menores del 15 %. Los valores negativos de los ER de la tabla quieren decir que el valor en frecuencia teórico está por debajo del valor experimental, mientras que un valor positivo significa que el valor teórico está por encima de la medida.

Para el monopolo de 5 cm se obtiene un error del 13 % con plano de tierra y el mismo, pero negativo sin plano de tierra. Puesto que el error tiene el mismo valor absoluto y el plano de tierra, en este caso no aporta ninguna

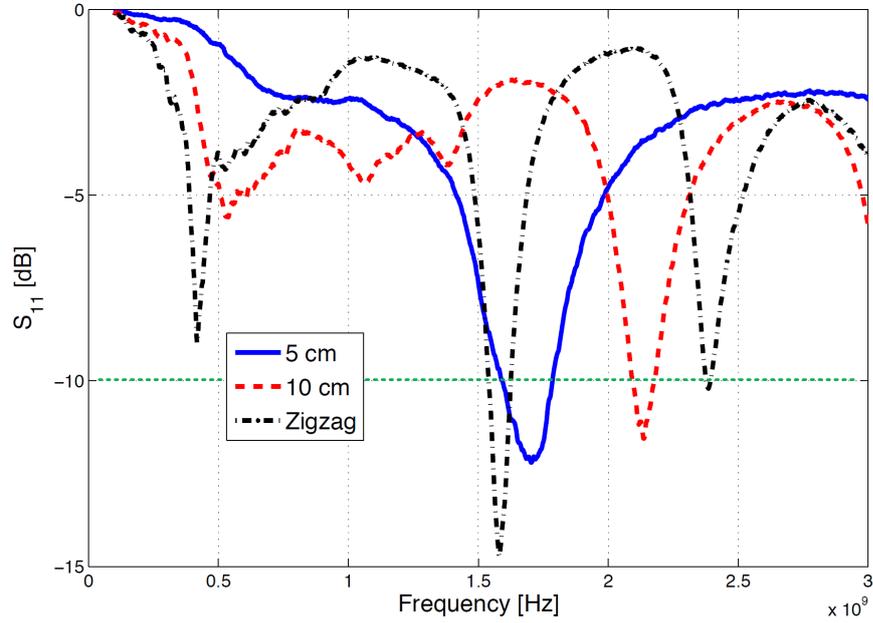


Figura 3.14: Parámetros  $S_{11}$  medidos para las antenas monopolo sin plano de tierra, (Robles et al., 2013c).

ventaja, para esta antena se decide no utilizarlo.

El monopolo de 10 cm con plano de tierra tiene un error menor del 15 % para todas las frecuencias de resonancia y se ajusta mejor a los cálculos teóricos que en el caso sin plano de tierra, con errores superiores al 29 %. Para este caso, se selecciona el plano de tierra por su mejor respuesta en frecuencia y ajuste con los datos teóricos. En la Figura 3.16, se muestra el conjunto de antena monopolo de 10 cm con el plano de tierra en un soporte tipo trípode, en la disposición en la que se realizan las medidas.

En el caso del zigzag, se ha comprobado, tanto con el analizador de redes como con las medidas de DPs que no es crítico el uso del plano de tierra, de hecho los resultados de ER, con y sin plano de tierra, así lo muestran.

Las variaciones con respecto a la teoría vienen dadas por varios motivos. Primero, las medidas no se han realizado en una cámara anecoica, por lo que los objetos del laboratorio y cualquier fuente de ruido interfieren en la propagación electromagnética y, en consecuencia, en la respuesta de la antena. En segundo lugar, la construcción de las antenas es artesanal y aunque la longitud del cable de cobre es la dada como longitud de la antena, la estructura de conexión BNC y la soldadura varían la longitud real de la antena, así como la correcta propagación electromagnética en la estructura de la antena. En tercer lugar, para que se pueda aplicar la teoría convenientemente y suponer que un monopolo es la mitad de un dipolo, el plano de tierra debe

Tabla 3.5: Cálculo teórico y experimental de las frecuencias de resonancia de las antenas monopolo para  $\lambda/4$  y  $\lambda/2$ .

	$f_r(\lambda/4)$ (MHz)			$f_r(\lambda/2)$ (MHz)		
	Teórico	Experimental		Teórico	Experimental	
		Sin plano	Con plano		Sin plano	Con plano
Monopolo 5 cm	1500	1700	1300	3000		
Monopolo 10 cm	750	530	640	1500	1060	1730
Zigzag (16,5 cm)	454	420	530	910	—	—

Tabla 3.6: Cálculo teórico y experimental de las frecuencias de resonancia de las antenas monopolo para  $3\lambda/4$  y  $\lambda$ .

	$f_r(3\lambda/4)$ (MHz)			$f_r(\lambda)$ (MHz)		
	Teórico	Experimental		Teórico	Experimental	
		Sin plano	Con plano		Sin plano	Con plano
Monopolo 5 cm	4500			6000		
Monopolo 10 cm	2250	1385	2150	3000	2137	2600
Zigzag (16,5 cm)	1364	1581	1467	1820	2390	2342

Tabla 3.7: ER en % del cálculo experimental de las frecuencias de resonancia de las antenas monopolo.

	ER para $f_r(\lambda/4)$ (%)		ER para $f_r(\lambda/2)$ (%)		ER para $f_r(3\lambda/4)$ (%)		ER para $f_r(\lambda)$ (%)	
	Sin plano	Con plano	Sin plano	Con plano	Sin plano	Con plano	Sin plano	Con plano
	Monopolo 5 cm	-13	13					
Monopolo 10 cm	29	15	29	-15	38	4	29	13
Zigzag (16,5 cm)	7	-17	—	—	-16	-8	-31	-29

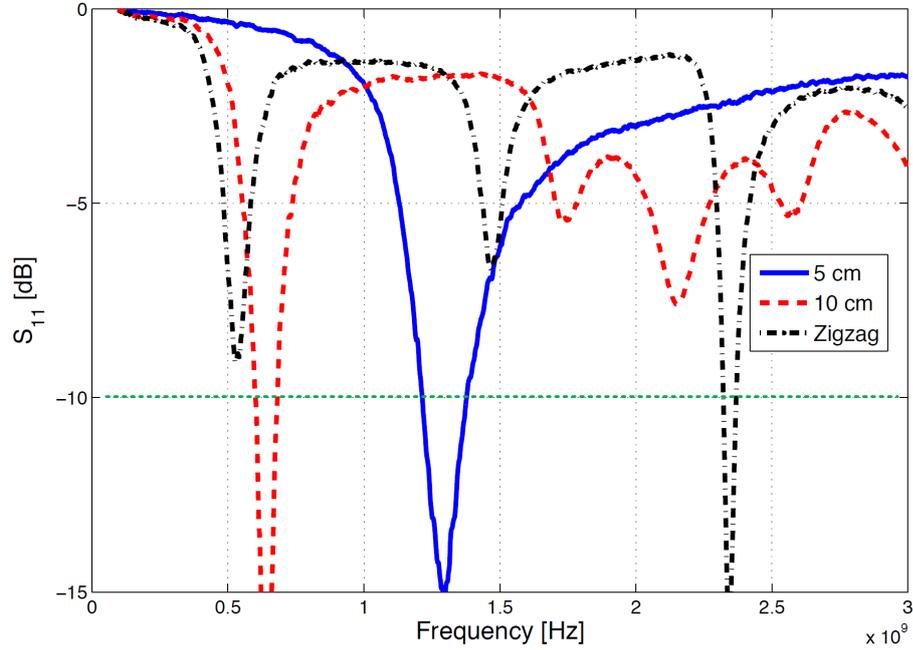


Figura 3.15: Parámetros  $S_{11}$  medidos para las antenas monopolo con plano de tierra, (Robles et al., 2013c).

ser infinito, y éste no lo es, por lo que afecta a la respuesta en frecuencia de la antena. A pesar de las desviaciones con los valores teóricos, queda demostrado que estas antenas son resonantes, no son de banda ancha, y responden mejor a determinadas frecuencias. Adicionalmente, se presentan los datos de los parámetros  $S_{11}$  para establecer con mayor exactitud las bandas en las que resuenan y tendrán mayor sensibilidad.

Con el fin de determinar la adaptación de la antena monopolo  $\lambda/4$  con plano de tierra para sus frecuencias de resonancia, se calculará el coeficiente de reflexión en dB,  $\Gamma_{dB}$ , en función de la impedancia de la antena monopolo,  $Z_A = 36,5 + j21,25 \Omega$ . Para ello, se sustituye  $Z_A = Z_L$  y  $Z_0 = 50 \Omega$  para nuestro equipo de medida, en la Ecuación 3.31, obteniéndose un valor del parámetro de reflexión de  $-10,97$  dB. Puesto que una antena se considera que está adaptada cuando  $\Gamma$  toma valores menores de  $-10$  dB, se considerará que la antena monopolo de  $\lambda/4$  está adaptada correctamente para sus frecuencias de resonancia.

$$\Gamma_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (3.31)$$

Para realizar la misma comprobación para un dipolo de  $\lambda/2$  se utilizará su impedancia,  $Z_A = 73 + j42,5 \Omega$ . En este caso se obtiene un valor de  $\Gamma = -8,6$  dB, por lo que se puede considerar que una antena dipolo está peor adaptada que una antena monopolo y necesitaría de un adaptador de impedancia.



Figura 3.16: Monopolo de 10 cm con plano de tierra en trípode.

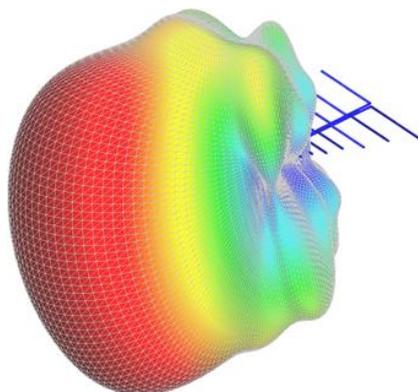


Figura 3.17: Diagrama de radiación teórico de una antena logarítmico-periódica.

### 3.3.3. Antena logarítmico-periódica

Una antena logarítmico-periódica es aquella que tiene una geometría estructural tal que sus características de impedancia y radiación se repiten periódicamente con el logaritmo de la frecuencia, (Stutzman y Thiele, 1998). Este tipo de antena tiene un diagrama de radiación direccional y se construye mediante dipolos de diferentes longitudes separados con una variación logarítmica, *Log-Periodic Dipole Array* (LPDA), diseñada por (Isbell, 1959). Además, su principal ventaja es la excitación de todos sus elementos, consiguiendo un ancho de banda mayor y una impedancia similar para todas las bandas de trabajo.

El dipolo que recibe la señal depende de la frecuencia que excite la antena. Para la frecuencia más baja de operación, el elemento largo es el resonante y el resto de elementos actúan como directores de la radiación. En la frecuencia

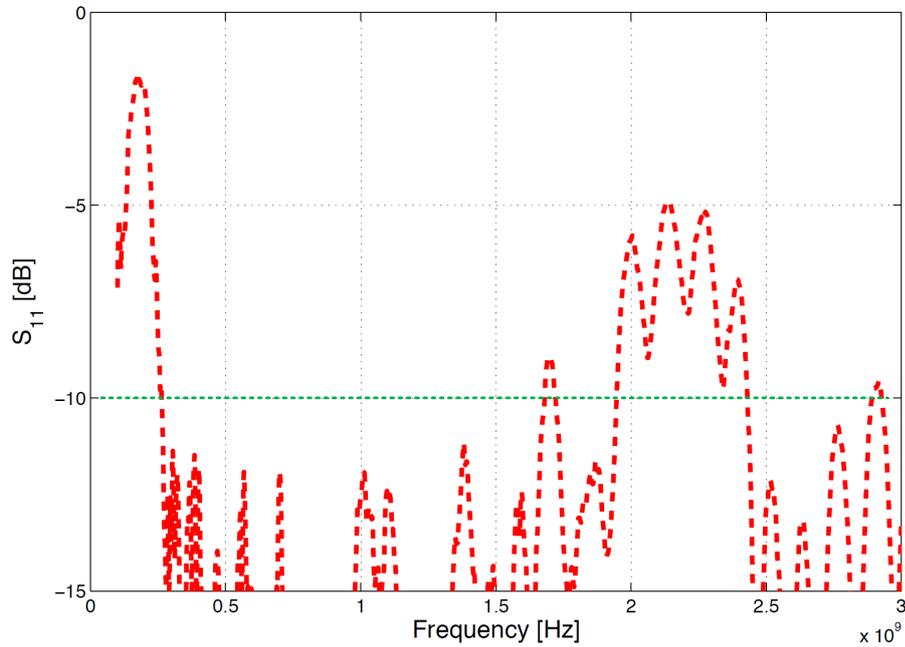


Figura 3.18: Parámetro  $S_{11}$  de la antena logarítmico-periódica, (Robles et al., 2013c).

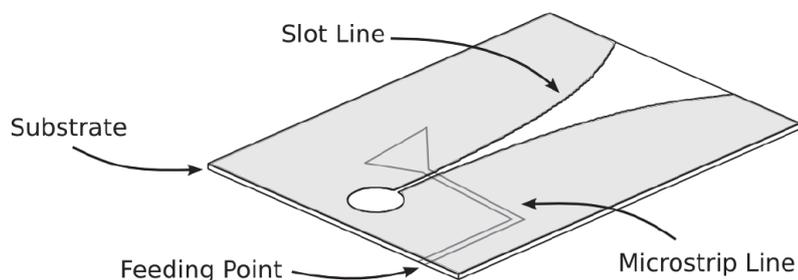
más alta, el elemento más corto resuena y los otros elementos (más largos) actúan como reflectores en el centro de la banda de frecuencia.

Mediante el uso de dipolos resonando en diferentes frecuencias estrechas, se consigue tener una antena de banda ancha. La longitud del elemento horizontal y el número de elementos transversales determinan el ancho de banda y la direccionalidad del sensor. En la Figura 3.17 se presenta el diagrama de radiación de la antena logarítmico-periódica.

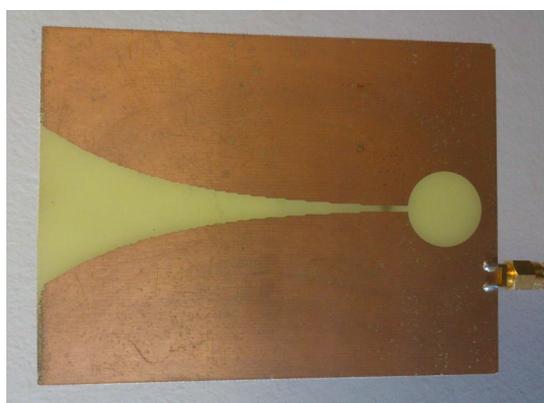
En la Figura 3.18, se presenta el parámetro  $S_{11}$  de la antena logarítmico-periódica comercial UHALP 9108A, adaptada entre 250—2200 MHz según su hoja de características, medido experimentalmente. En ella se puede observar que la antena tiene una muy buena adaptación, valores de  $S_{11}$  por debajo de  $-10$  dB, en dos rangos de frecuencia, 250—2000 MHz y 2,5—3 GHz. Esta buena respuesta, es debida a que la antena comercial UHALP 9108A utiliza un adaptador que ajusta la impedancia de los dipolos que la componen a los  $50 \Omega$  del equipo de medida. Las características de esta antena dadas por el fabricante se encuentran en el Apéndice B.8.

### 3.3.4. Antena Vivaldi

Es un tipo de antena de apertura y plana. Tiene la peculiaridad de utilizar dos piezas de cobre, cada una a un lado de un substrato dieléctrico,



(a) Partes de la antena Vivaldi, (Robles et al., 2013b).



(b) Antena Vivaldi.

Figura 3.19: Descripción de la antena Vivaldi de  $9 \times 12$  cm utilizada.

(Gibson, 1979). Este sensor es una guía de onda, o ranura (*slot line*), de tamaño reducido integrada en un sustrato dieléctrico (*substrate*), y alimentada (*feeding point*) por una línea de transmisión eléctrica integrada en la antena (*microstrip line*) como se muestra en las Figuras 3.19a y 3.19b.

La antena Vivaldi tiene un diagrama de radiación direccional, como se muestra en la Figura 3.20. Este tipo de sensor no es resonante, y se puede adaptar para captar energía en un mayor número de bandas variando la geometría de la antena, optimizando el perfil de la ranura y la red de alimentación lo que permite detectar emisiones en el ancho de banda deseado. Además, también son capaces de eliminar bandas de frecuencia no deseadas. La posible eliminación de éstas hace deseable su posible uso en la medida en RF de DPs.

En esta tesis, se ha utilizado una antena Vivaldi de dimensiones  $9 \times 12$  cm construida en un sustrato dieléctrico FR4 con un espesor de 1,5 mm mediante fotolitografía. En la Figura 3.21 se muestran los parámetros  $S_{11}$  de ésta. La frecuencia de operación está centrada en 2 GHz y la antena está adaptada en el rango de 750 MHz a 3 GHz.

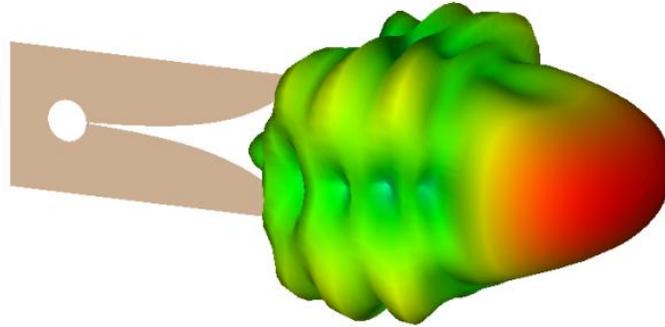


Figura 3.20: Diagrama de radiación teórico de una antena Vivaldi, (AntenaMagus, Feb. 2014).

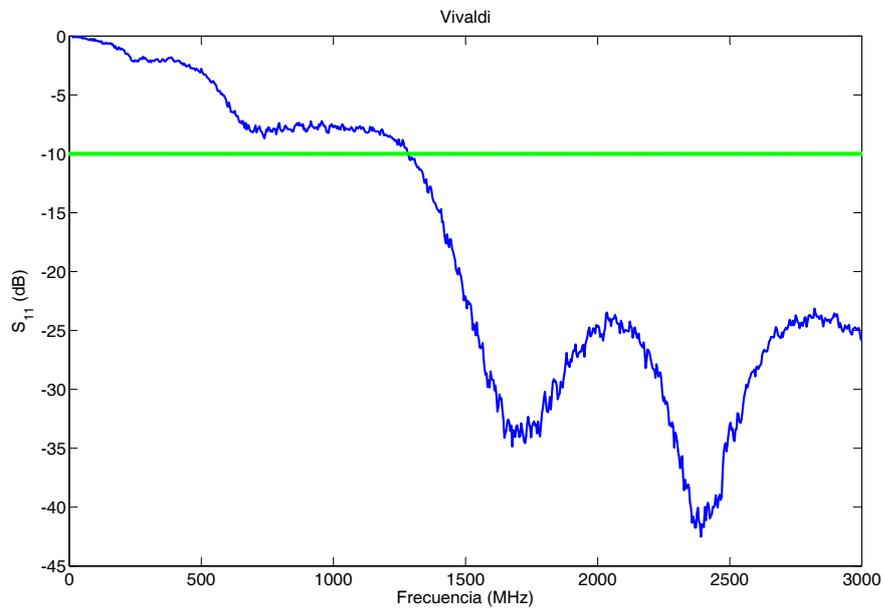


Figura 3.21: Parámetros  $S_{11}$  de la antena Vivaldi.

### 3.3.5. Antena telescópica (W-889) y de látigo (W-881)

En el Capítulo 6 de medidas experimentales se utiliza el equipo PDS-100 de Doble Lemke, ver Apéndice B.10, para la medida de DPs. Básicamente, es un analizador de espectros portátil que mide la emisión en RF de las señales captadas por su antena hasta 1 GHz, (Doble, 2012).

Las antenas telescópica W-889 Tele-Gainer BNC, Figura 3.22a, y de látigo W-881 Super-Gainer BNC, Figura 3.22b, son del fabricante Watson y son las utilizadas por el equipo PDS-100. Ambas son resonantes y tienen un diagrama de radiación omnidireccional, un rango de funcionamiento entre



(a) Antena telescópica W-889.



(b) Antena de látigo W-881.

Figura 3.22: Antenas a) W-889 y b) W-881 utilizadas por el equipo PDS-100 comercial de medida de DPs en RF.

25—1900 MHz y un conector tipo BNC. La W-889 mide 31 cm de largo, permite ajustar su longitud y dispone de una rótula giratoria. La W-881 mide 41 cm de largo y se suele utilizar para medidas en larga distancia.

Para obtener los parámetros de reflexión  $S_{11}$ , Figura 3.23, de estas antenas, se ha utilizado el analizador de redes E8364B, ver Apéndice B.7. Como se puede observar, los dos tipos de antenas son resonantes y presentan sus principales resonancias en 129 MHz, 204 MHz, la tercera en un rango de 414—447 MHz y la cuarta en 1815—1927 MHz, aunque no es de interés por la limitación en frecuencia, hasta 1 GHz, del PDS-100. También se comprueba que no hay una variación significativa en los parámetros  $S_{11}$  de la antena W-889 cuando se varía su inclinación de una posición vertical a 45°.

### 3.3.6. Antenas utilizadas, valores más representativos

En la Tabla 3.8 se presenta un resumen de los valores más representativos de los sensores utilizados posteriormente en la medida de DPs. Se dan los valores experimentales de las frecuencias de resonancia,  $f_r$  de las antenas monopolos de 5 cm, 10 cm y zigzag con plano de tierra y de la antena de látigo W-881 telescópica W-889, así como, el rango de valores para la que las antenas de banda ancha logarítmico-periódica y Vivaldi están adaptadas.

Tabla 3.8: Parámetros de adaptación de las antenas utilizadas.

Antena	$f_r$ [MHz]	Adaptación [MHz]
Monopolo 5 cm	1300	—
Monopolo 10 cm	640,1730,2150,2600	—
Zigzag	530,1467,2342	—
W-881	129,204,447,1927	—
W-889	129,204,447,1815	—
Vivaldi	—	1280—3700
Logarítmico-periódica	—	250—2000 y 2500—3000

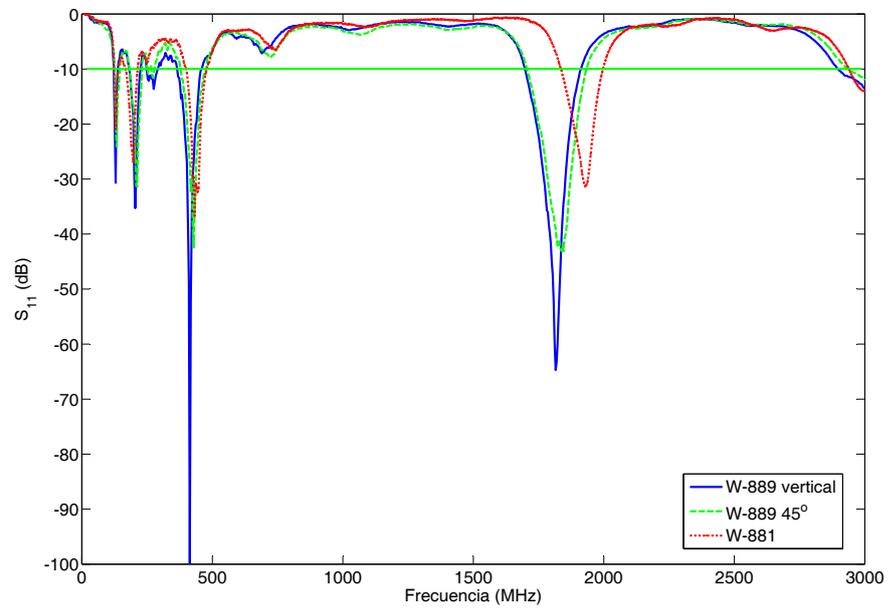


Figura 3.23: Parámetros  $S_{11}$  de las antenas: telescópica W-889 en posición vertical y 45° y de látigo W-881.

## Capítulo 4

# Estado del arte de la medición de DPs en UHF

*Aprender para mejorar y minimizar los errores.*

Apología de la memoria y el conocimiento.

**RESUMEN:** En este capítulo se hace una revisión bibliográfica de artículos de revista científicos en los que se utilizan sensores de RF para la medida de DPs. Se comienza con unas tablas resumen en las que se presentan los trabajos clasificados en función del equipo eléctrico en el que se encuadra el estudio: transformadores, motores y aisladores y, finalmente, en GIS. Esta recopilación viene ordenada por años y en ella se recoge un breve resumen sobre qué se mide y con qué antena se miden las DPs en cada caso. A continuación, sobre el texto, se exponen los tipos de sensores utilizados: acoplador tipo disco, dipolo y monopolo, bocina, fractal, logarítmico-periódica, parche y, por último, de bucle. Para cada caso, se realiza una breve explicación del tipo de sensor y se continúa sobre la aplicación que se le ha dado, en transformadores, subestaciones, también tipo GIS, motores y aisladores. Finalmente, se aportan unas conclusiones a la revisión bibliográfica llevada a cabo y se justifica la realización de esta tesis doctoral, en función de las necesidades que se han creído relevantes abordar, para completar el estado del arte actual en la medida de DPs con sensores en RF.

#### 4.1. Medición de DPs en RF en equipos eléctricos

La medida de la radiación de DPs mediante el uso de antenas como sensores es una técnica que se lleva desarrollando desde hace décadas. Son muchos los documentos científicos que recogen el uso de esta tecnología aplicada a la medición de DPs en equipos eléctricos como transformadores y subestaciones, Tabla 4.1, motores y aisladores, Tabla 4.2, así como en subestaciones GIS, Tabla 4.3. Para realizar este tipo de adquisiciones, primero hay que identificar las posibles fuentes de interferencia electromagnética presentes que pueden afectar a la medida en determinadas bandas de frecuencia, (Raja et al., 2002), (Moore et al., 2005), (Shan et al., 2011). En el Apéndice C, se recogen las principales bandas de frecuencia utilizadas en telecomunicaciones y algunas de sus aplicaciones prácticas. A estas fuentes de emisión se las puede considerar como interferencias o ruido electromagnético cuando se procesan señales de DPs.

A continuación, se explicarán en detalle los trabajos expuestos en las Tablas 4.1, 4.2 y 4.3 en función del tipo de sensor utilizado: acoplador tipo disco, dipolo y monopolo, bocina, antena fractal, logarítmico-periódica, parche y de bucle.

Tabla 4.1: Medida de DPs con sensores de RF en transformadores y subestaciones.

Referencia	Dónde se mide	Qué se mide	Con qué antena se mide
(Raja et al., 2002)	Transformador	Objetos de ensayo dentro del tanque de un transformador: DPs internas en papel aceite, corona en aire y aceite y superficiales.	Disco de acoplamiento resonante que trabaja en el rango de 200 MHz—1,5 GHz.
(Tang et al., 2006)	Transformador	Localización de DPs en el tanque de un transformador. Objetos de ensayo: corona en aire y aceite, internas y otros.	Monopolos de 2 cm dispuestos en rombo dentro del tanque.

Continúa en la página siguiente

Tabla 4.1: – continuación de la página previa.

Referencia	Dónde se mide	Qué se mide	Con qué antena se mide
(López-Roldán et al., 2008)	Transformador	En tanque de transformador con objetos de ensayo: corona y superficiales en aceite.	Antenas de 10 cm: monopolo, zigzag, cónica y de lazo. Prototipo antena cónica en epoxy de 10 cm de largo (decenas de MHz a 1 GHz).
(Shan et al., 2011)	Subestaciones	Medidas de ruido electromagnético.	Disco-cono (100—700 MHz), bocina de banda baja (716 MHz—1,98 GHz) y bocina de banda alta (1,91—5,1 GHz).
(Li et al., 2012a)	Transformador	En tanque de transformador con objetos de ensayo: corona en aceite, superficiales en aceite y cavidad de aire y aceite.	Antena fractal Hilbert de 300 MHz a 1 GHz.

Tabla 4.2: Medida de DPs con sensores de RF en motores y aisladores.

Referencia	Dónde se mide	Qué se mide	Con qué antena se mide
(Fabiani et al., 2008)	Motores	Motor e inversor reales.	Monopolo sintonizado a 1 GHz.
(Shibuya et al., 2011)	Motores	DPs superficiales en par trenzado.	Parche (1,2 a 2,4 GHz).
(Fernando et al., 2012)	Aisladores de alta tensión en línea de distribución.	DPs superficiales en lámina de material plástico.	Antena de bocina (no especifica características).

Tabla 4.3: Medida de DPs con sensores de RF en subestaciones GIS.

Referencia	Dónde se mide	Qué se mide	Con qué antena se mide
(Judd et al., 1995)	GIS	La respuesta en frecuencia de la antena cuando se inyecta una señal eléctrica de frecuencia variable de 10 a 1500 MHz.	Disco de acoplamiento resonante 300 MHz—1,5 GHz con $f_r=914$ MHz. Disco de acoplamiento no resonante en espiral 140 MHz—1,4 GHz.
(Hoshino et al., 2001a)	GIS	Objeto de ensayo con dos electrodos punta-plano en aire y en gas.	Bicónica (30—300 MHz) y Logperiódica (80 MHz a 1 GHz).
(Hoshino et al., 2001b)	GIS	Generador de pulsos (10 kHz—2,7 GHz).	Logarítmico-periódica hasta 5 GHz.
(Hikita et al., 2007)	GIS	Generador de señales hasta 3 GHz.	Conjunto bicónica y logarítmico-periódica (30 a 1000 MHz), antena parche $f_r=684$ MHz.
(Kaneko et al., 2009a)	GIS	Simulación electromagnética en conductos de GIS y medida experimental.	Logarítmico-periódica de 106 MHz a 1,3 GHz.
(Kaneko et al., 2009b)	GIS	Generador de DPs dentro del tanque. Onda cuadrada con un tiempo de subida y bajada de 800 ps, una duración de 2 ns a 25 V.	Bocina (1 a 18 GHz), bucle (hasta 1 GHz), bicónica logarítmico-periódica (26 MHz a 2 GHz) y dipolo (de 130 mm, 300 MHz).
(Li et al., 2012c)	GIS	Analizador de redes de 10 MHz a 40 GHz para el diseño de la antena funcionando dentro del tanque.	Disco de acoplamiento no resonante en espiral de 700 MHz a 3 GHz.

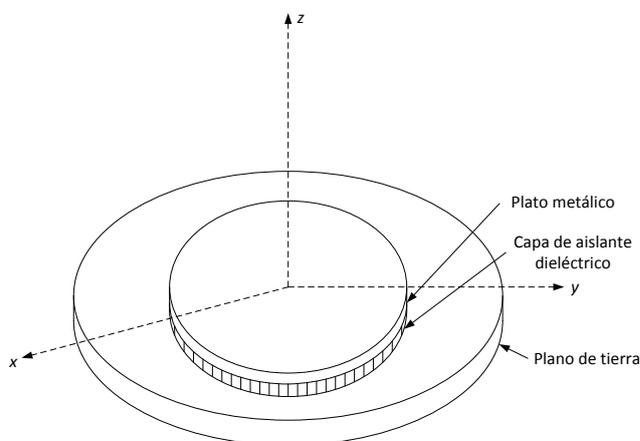


Figura 4.1: Disco de acoplamiento circular.

#### 4.1.1. Acopladores tipo disco

Un acoplador de disco es un sensor tipo parche circular sustentado sobre un plano de tierra, Figura 4.1. Los primeros estudios sobre sensor estaban encaminados al cálculo de su factor de calidad como resonador capacitivo, (Watkins, 1969). En el estudio posterior de (Shen et al., 1977) se presenta la ecuación para resolver su frecuencia de resonancia en función del radio del disco y de la permitividad relativa del material del que está hecho. Además, se obtiene que, para un disco de altura 1,59 mm, y permitividad relativa de 2,65, con radios menores (7—12 mm) de la circunferencia, se obtienen frecuencias de resonancia de mayor orden (7—12 GHz). Puesto que la medida de DPs en UHF requiere medidas en el rango de 300 MHz—3 GHz, se necesitarán diámetros mayores del disco. Por ejemplo, en el estudio de (Judd et al., 1995), del que se hablará posteriormente, se utilizan discos de acoplamiento de entre 80—272 mm. En otro estudio sobre el funcionamiento de este sensor, como el de (Huang, 1984), se presenta su diagrama de radiación, siendo éste esférico para la frecuencia de resonancia central.

En la actualidad, una técnica común para medir la emisión electromagnética de las DPs en RF es alojar un sensor de UHF dentro de las cavidades en las que están alojados los equipos eléctricos. De esta manera, los acopladores tipo disco se pueden instalar en las ventanas dieléctricas tanto de los tanques de transformadores embebidos en aceite como en GIS.

La principal ventaja de los acopladores tipo disco es que no entran dentro de la cavidad, sino que forman parte del sellado del tanque, y así se evita el posible fallo eléctrico entre el sensor y el equipo y se permite la transmisión electromagnética de la DPs hasta el sensor a través de la ventana dieléctrica del tanque en la que está instalado el disco. Además, se puede seleccionar la banda de frecuencia en la que estos sensores pueden trabajar para detectar



Figura 4.2: Disco de acoplamiento en UHF sobre la tapa superior de un tanque de transformador de 400 kV, (Raja et al., 2002).

la actividad de DPs. Esta flexibilidad de diseño puede estar limitada por la necesidad de sellado a presión del conducto de una GIS, lo que restringe el dimensionado del acoplador tipo disco.

#### 4.1.1.1. Transformadores

Como ejemplo representativo de la medida UHF de DPs en tanques de transformadores mediante el uso de acopladores tipo disco se encuentra el trabajo de (Raja et al., 2002).

En este artículo, se alojan objetos de ensayo dentro del modelo de un tanque de transformador lleno de aceite para caracterizar los distintos tipos de DPs que generan estos objetos de ensayo, cuando se alimentan con una fuente de 220 kV. Para la generación de descargas internas colocan papel aislante prensado entre dos electrodos y realizan un agujero en él. En el caso de las descargas superficiales utilizan dos objetos, en el primero, disponen papel prensado entre dos electrodos y en el segundo, emplean un par trenzado. Con respecto a las descargas corona, hacen uso de una configuración punta-papel-plano tanto en aire como en aceite. Las medidas se realizan en el dominio de la frecuencia mediante un analizador de espectros, al que se conecta un sensor UHF tipo disco en la parte superior del tanque, Figura 4.2, y a 100 cm del objeto de ensayo. Este sensor está diseñado para medir en un rango de frecuencias de 200 a 1500 MHz.

Dentro del tanque, se miden previamente señales de interferencia electromagnética, principalmente TV en el rango de 400 a 600 MHz y telefonía móvil en 900 MHz. Para evitar que afecten a la medida de DPs, centran la frecuencia del disco en 702 MHz, donde no tienen interferencias y puede haber emisión de DPs. Para el objeto de ensayo de descargas internas, se incrementa el nivel de tensión lentamente y se deja fija cuando aparecen DPs. Posteriormente, se eleva la tensión en escalones hasta el fallo, aproximadamente en 5 horas. En este trabajo se puede observar que, a medida que

aumenta la tensión hasta la descarga total, la energía de las DPs internas aumenta, siendo muy notable el aumento en torno a 700—1100 MHz. El primer valor de frecuencia corresponde a la frecuencia de resonancia seleccionada en el sensor.

En el caso de las descargas superficiales, en par trenzado, centran la frecuencia en torno a 1059 MHz y en las superficiales en aceite en 643 MHz. Para estos dos tipos de descargas se tienen componentes de potencia cercanos a 1100 MHz y para las superficiales en aceite, también en 600 MHz,

Adicionalmente, se presentan medidas de DPs corona. Para este caso, centran la frecuencia en 211 MHz, debido a que obtienen energía en torno a 200 MHz, tanto para el caso en aceite como en aire. Puesto que la permitividad y permeabilidad del medio afectan directamente a las frecuencias de resonancia del tanque, se obtienen resultados distintos en aceite y aire, siendo mayor en aire 11—14 dB frente a 5—12 dB en aceite.

Para conocer el comportamiento de la antena, sería necesario que los autores hubieran incluido información sobre su respuesta en frecuencia en todo el rango de funcionamiento. Además, no se tiene en cuenta la geometría del tanque.

#### 4.1.1.2. Subestaciones GIS

El uso de acopladores tipo disco ha sido ampliamente estudiado para la medida de DPs en subestaciones tipo GIS. Como muestra de ello, tanto en (Judd et al., 1995) como en (Li et al., 2012c) se explica cómo se diseña este sensor para alojarse en las ventanas dieléctricas de los recintos que contienen el gas SF<sub>6</sub>.

En (Judd et al., 1995) se diseñan dos tipos de acopladores de disco para medir pulsos de corriente. Para ambos casos, se genera una señal variable en frecuencia, con un generador de señales, que recorre la cavidad cilíndrica de una GIS y con un analizador de espectros se mide la respuesta en frecuencia de la señal que recibe el disco instalado en una cavidad de la tubería.

El primer diseño, es un disco resonante con sus frecuencias de resonancia en 914 MHz y 1673 MHz. El segundo diseño, es un acoplador tipo disco en espiral no resonante y de banda ancha, lo que mejora la respuesta en frecuencia con respecto al disco resonante. En el trabajo de (Dyson, 1959) se presenta el diagrama de radiación y las definiciones constructivas más importantes de una antena espiral.

Un diseño detallado del disco de acoplamiento en espiral, Figura 4.3 utilizado para la medida de DPs, es el que se lleva a cabo en (Li et al., 2012c). Se requiere de un ajuste de impedancia entre la antena 135  $\Omega$  y el cable coaxial 50  $\Omega$  por ser tan dispares. El ajuste se hace a través de un adaptador de impedancia utilizando una línea de transmisión fabricada en una placa de circuito impreso. Se presentan los parámetros  $S_{11}$  de la antena

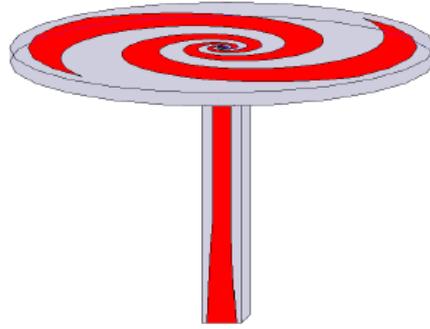


Figura 4.3: Disco de acoplamiento en espiral, (Li et al., 2012c).

medidos en una cámara anecoica y se obtiene un buen ajuste de la antena con una respuesta por debajo de  $-10$  dB para un rango de 300 MHz a 5 GHz. Por lo que este diseño cubre todo el rango necesario para la medida de las DPs.

Tanto en (Judd et al., 1995) como en (Li et al., 2012c) no se explica que el tanque de una GIS puede actuar como una cavidad resonante cilíndrica y que los modos de resonancia que se pueden producir en ellos en presencia de DPs influyen directamente en el diseño de las frecuencias de funcionamiento de los discos en la recepción de las señales.

#### 4.1.2. Antenas dipolo y monopolo

Estos dos tipos de antena se han utilizado para la medida de DPs en transformadores (Tang et al., 2006) y (López-Roldán et al., 2008), así como, en GIS (Kaneko et al., 2009b) y en motores (Fabiani et al., 2008).

##### 4.1.2.1. Transformadores

En (Tang et al., 2006) se estudia la localización de DPs en un modelo de tanque de transformador de dimensiones  $3,5 \times 2,4 \times 2$  m mediante la medida del tiempo de vuelo de la señal que llega a las antenas monopolo. Para generar las DPs utilizan un circuito electrónico que carga un condensador de 10 pF con una tensión de continua de 1000 V y que genera pulsos de corriente con un tiempo de subida de 0,2 ns.

Se realizan tres experimentos, en el primero se estudia la influencia de los componentes de un transformador en el cálculo del tiempo de vuelo. Para ello, se instala un obstáculo dentro del tanque, primero un núcleo de hierro y segundo un bobinado, y se utilizan dos antenas monopolo para la medida de DPs. El modelo de núcleo de hierro tiene unas dimensiones de  $66 \times 120$  cm y está hecho de capas de 0,5 mm de espesor. El bobinado utilizado es de un transformador de media tensión real de 35/110 kV de dimensiones

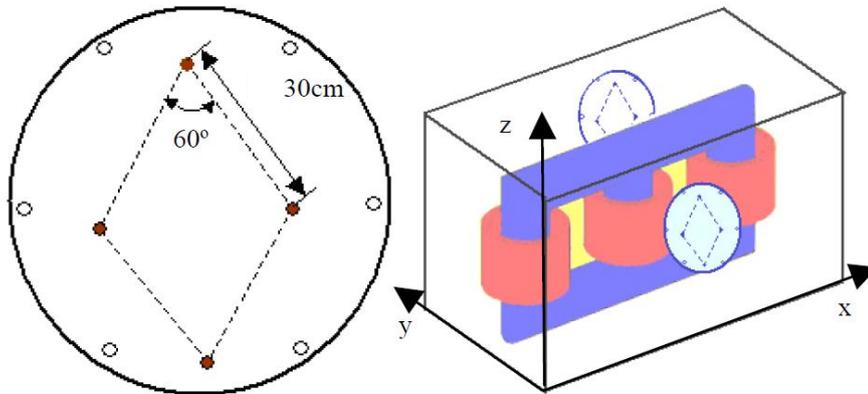


Figura 4.4: *Array* de antenas en forma de rombo y su localización en las ventanas dieléctricas del tanque, (Tang et al., 2006).

94×150 cm. En el segundo ensayo, se utilizan dos sensores, cada uno de ellos con una disposición de cuatro monopolos de 2 cm dispuestas en las esquinas de un rombo de 30 cm de lado, con una apertura de ángulo menor de 60 °, Figura 4.4. Estos sensores se localizan en las ventanas dieléctricas de las paredes de un tanque, Figura 4.4. En el tercer experimento, se utiliza un transformador que alimenta, mediante un circuito R-C, a tres objetos de ensayo que generan DPs para después medirlas con un monopolo. Todos los objetos de ensayo se encuentran embebidos en aceite en un recipiente cerrado generando descargas internas en una vacuola en papel-aceite y corona en un prototipo punta-papel-plano. Adicionalmente, obtienen lo que definen como descargas flotantes utilizando una partícula de metal encerrada en una esfera de nylon, que al estar dentro del líquido aislante se pueden considerar como DPs internas. Para todos los experimentos, se utiliza un amplificador de 32 dB y se conectan las antenas a un osciloscopio.

Los factores que más influyen en el tiempo de vuelo de las señales dentro de los tanques son el aislamiento de papel-aceite, el núcleo de hierro y los arrollamientos. El tipo de aislamiento, influye directamente en la velocidad de las ondas electromagnéticas de las señales en función de la permitividad relativa del material. Por ejemplo, en aceite mineral ligero la permitividad relativa tiene un valor de 2,9 y las señales viajan a una velocidad de  $2,03 \cdot 10^8$  m/s, mientras que en papel prensado impregnado de aceite la permitividad relativa es de 4,52 y la velocidad,  $1,46 \cdot 10^8$  m/s. Adicionalmente, afirman que la permitividad no varía significativamente con la temperatura del transformador en funcionamiento. En transformadores en aceite, éste ocupa la mayor parte del espacio del tanque y se puede considerar que las señales de DPs viajan en este medio.

Para el primer experimento, los monopolos no están anclados en las ven-

tan dieléctricas del tanque, sino dentro del mismo, lo que podría propiciar un arco eléctrico entre las antenas y el núcleo del transformador. En este trabajo, se indica que en la localización UHF de DPs, la sensibilidad de cálculo no se ve muy afectada por las barreras aislantes de papel ni por el aceite que los impregna, por lo que, este tipo de aislamiento no es crítico a la hora de localizar las fuentes de DPs en tanques de transformadores sumergidos en aceite.

En cuanto al núcleo de hierro y los arrollamientos, no solo atenúan notablemente la primera parte de la forma de onda de la señal que recibe el sensor con respecto al nivel de ruido, sino que también aumenta el tiempo de retardo en la recepción de la señal por el sensor con respecto a la situación sin núcleo de hierro. En cuanto a los arrollamientos, la estructura de múltiples huecos de aceite entre ellos no presenta un problema para la identificación de los tiempos de vuelo, aunque se produce cierta atenuación en las señales recibidas que no influye en el cálculo.

En el segundo experimento, la elección de los monopolos de 2 cm es debida a que su primera frecuencia de resonancia está en 3,5 GHz, localizada en la banda de frecuencia de interés, entre 1 y 5 GHz. En este escenario, obtienen un error de localización de 16 cm que podría ser reducido si se mejora la precisión aumentando la frecuencia de muestreo, y utilizando alguna técnica de cálculo del tiempo de vuelo que elimine el ruido. Además, la utilización de cuatro antenas para la medida de DPs les permite realizar su localización en tres dimensiones.

Con el fin de conseguir una mejor precisión en el cálculo y reducir los errores en la medida, se utilizan algoritmos genéticos y únicamente se tiene en cuenta el tiempo de subida más rápido, menor de 1 ns, de las señales en el tiempo. La banda de frecuencia de estos primeros tiempos de subida está entre 1 y 5 GHz. De esta manera, la parte inicial de la onda no se superpone con las ondas reflejadas en las paredes del tanque.

En el último experimento, se presentan los espectros de potencia en frecuencia de las tres fuentes y obtienen como resultado que los tres objetos de ensayo tienen energía únicamente en la banda de 1,5 a 4 GHz, en donde está sintonizada la antena.

Finalmente, aunque se menciona que se han realizado medidas de DPs internas, superficiales y corona en recipientes cerrados llenos de aceite, no se especifica la longitud del monopolo utilizado, las dimensiones de los objetos de ensayo, ni si estas medidas se realizan dentro del tanque. Si los objetos de ensayo están metidos dentro del tanque, el primer modo de resonancia estará en torno a 76 MHz y debería aparecer en el espectro de potencia para cada objeto de ensayo, y aunque es apreciable para los demás, no aparece para corona.

El trabajo de (López-Roldán et al., 2008) se centra en la optimización de un sensor en el rango de UHF para la medida de DPs en transformadores de

potencia. Para el diseño, realizan una simulación de la radiación electromagnética, distribución de corriente y área efectiva, de cuatro tipos de antena monopolo: lineal, zigzag, de lazo rectangular y de lazo con forma cónica.

En este estudio, los cuatro tipos de antena seleccionados son monopolos de longitud 10 cm que cumplen con la restricción de tamaño para alojarse en la válvula de drenaje del tanque del transformador. A partir de la simulación de la distribución de corriente de las cuatro antenas obtienen como resultado unas resonancias de entre 500 MHz y 700 MHz. Con el cálculo del área efectiva de las antenas, obtienen que el mayor valor es para el zigzag, aunque los otros tres tipos de antenas abarcan un mayor rango de frecuencia en los que pueden extraer energía de la señal, Figura 4.5.

En el primer experimento, realizan un estudio cualitativo de la respuesta de las antenas conectadas a un analizador de espectros mediante un amplificador de 25 dB. Para ello, utilizan dos fuentes de emisión, una antena de dipolos logarítmico-periódica conectada a un generador de funciones sinusoidal y un generador de pulsos al que se le aplica alta tensión, con dos electrodos esféricos, sumergido en un recipiente con medio litro de aceite. Este objeto de ensayo puede generar descargas superficiales y corona si se cambia la posición y los electrodos. Se reciben señales de DPs con antenas a distancias desde 1 a 7 m de la fuente.

En los resultados del primer experimento, muestran una comparación cualitativa de la respuesta de las antenas según la experiencia en laboratorio y presentan un ejemplo en frecuencia de la medida de una antena cuando se utiliza el generador de pulsos de alta tensión. El contenido de energía se encuentra entre  $\sim 1,5$  GHz. Tanto la antena monopolo de 10 cm lineal como la zigzag tienen una buena respuesta, pero la antena cónica mejora el ancho de banda y tiene una ganancia algo mayor que la del monopolo lineal.

En un segundo experimento, introducen la antena emisora a través de una abertura de la tapa de un tanque de un transformador de 66/11 kV, 10 MVA y las antenas receptoras en la válvula de drenaje del aceite para estudiar la respuesta en frecuencia de las antenas. Este ensayo se hace para dos casos, el tanque vacío y lleno de aceite. Con este estudio, se busca la antena que mejor mida las DPs y que entre dentro de dicha válvula sin que sea muy larga y así evite cualquier contacto físico con el transformador dentro del tanque.

Para los ensayos en el tanque, la respuesta de los monopolos no presenta un cambio notable en su ganancia ni en la relación señal-ruido para ambos escenarios: lleno de aceite y completamente vacío. Y en este caso, como fuera del tanque, la antena cónica también mide mejor que las demás.

Por último, realizan medidas en un transformador de 330/275 kV, 1500 MVA con el prototipo de antena cónica que diseñan. En este caso, hacen tres medidas para tres posiciones de la antena, completamente introducida en la válvula de drenaje, a 0,5 cm y en la entrada. Este último experimento, se desarrolla en el Apartado 4.1.3 por tratarse en exclusiva de la antena cónica.

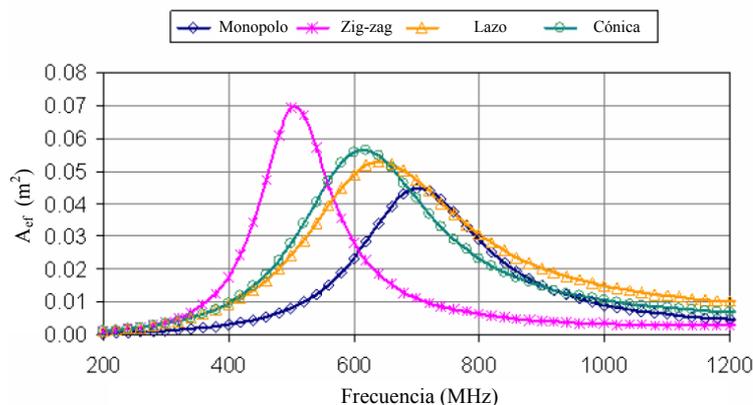


Figura 4.5: Área efectiva calculada para las antenas monopolo, zig-zag, de lazo y cónica, (López-Roldán et al., 2008).

Este trabajo no especifica las características constructivas del objeto de ensayo. Sería un buen complemento comparar las medidas realizadas dentro del modelo del tanque con las medidas fuera del mismo para estudiar el efecto del apantallamiento en la propagación de los pulsos de las DPs.

#### 4.1.2.2. Subestaciones GIS

En (Kaneko et al., 2009b) se comparan y evalúan las respuestas de varias antenas: bocina, de la que se hablará en el Apartado 4.1.3, conjunto bicónica logarítmico-periódica, Apartado 4.1.5, de bucle, Apartado 4.1.7 y dos dipolos, uno de 13 cm y un prototipo del que no se especifica la longitud, en la medida de las ondas electromagnéticas de DPs que se fugan a través de las juntas de unión de los conductos circulares de las GIS.

En el primer estudio, seleccionan cuál es la mejor disposición de las antenas para medir las descargas en el interior de la GIS a través de las ranuras de la misma. En segundo lugar, comparan la influencia en la medida con respecto a la distancia entre la antena y la ranura. Posteriormente, hacen un estudio sobre el efecto del tamaño del hueco de la ranura en la emisión de las DPs fuera del tanque para tres configuraciones de la junta de unión, con 12, 16 y 24 tornillos. Finalmente, hacen una comparación entre la medida con un sensor, tipo dipolo, dentro del tanque y con otro fuera del mismo. Para todos los ensayos, utilizan un generador de impulsos de onda cuadrada con un tiempo de subida y bajada de 800 ps, duración 2 ns a una tensión de 25 V para obtener DPs en el interior del conducto.

En la Figura 4.6 se muestra la antena dipolo utilizada en este trabajo. Las juntas de unión de la GIS se comportan como una antena de ranura cuya frecuencia de resonancia se calcula como en el caso de un dipolo, siendo la longitud de la antena la de la propia ranura, y su patrón de radiación

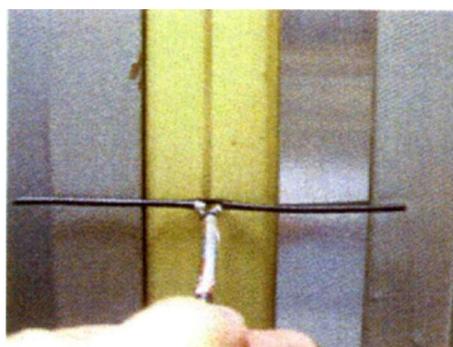


Figura 4.6: Antena dipolo, (Kaneko et al., 2009b).

muy direccional y saliente de la cavidad. Por esta razón, para medir la señal emitida, se ha de situar la antena receptora con el máximo de su diagrama de radiación dirigido hacia la ranura y, en este caso, como la antena dipolo es omnidireccional, su disposición ha de ser la que se ve en la Figura 4.6. Por otro lado, cuantos más tornillos se utilizan para el apriete de los tramos de conducto, menor es la separación entre ellos a lo largo de la circunferencia que conforman, por lo que disminuye la longitud de la antena de ranura que conforma cada junta de unión y aumenta la frecuencia de resonancia de la misma. Para poder medir correctamente esta frecuencia, se ha de sintonizar la antena a este valor. Los primeros valores de energía representativos se encuentran entre 230 y 330 MHz para los tres casos de disposición de tornillos estudiados. Por esta razón, utilizan un prototipo de dipolo mayor de 13 cm sintonizado a una frecuencia en torno a 230 y 330 MHz. Midiendo esta frecuencia de resonancia se puede determinar que existe actividad de DPs dentro del tanque y han encontrado picos de energía, principalmente, en la región 500 MHz y, puntualmente, hasta 1500 MHz.

Cuando se sitúa una antena cerca de las ventanas dieléctricas del conducto, se puede registrar una mayor energía de las ondas electromagnéticas que salen del conducto hacia afuera, por lo que, ésta es la disposición más favorable. Además, a medida que se aleja el sensor de la ranura, se produce una caída de energía en función de la distancia, a 10 mm de la apertura, la caída del valor de tensión de estas ondas cae cerca de un 35 %, y a 20 mm un 50 %.

La antena dipolo es la que mayor sensibilidad tiene de las antenas estudiadas. Esto es debido, en gran parte, a que por su tamaño es la que se puede situar más cerca de las aperturas dieléctricas del tanque. Además, cuando se sitúa en el plano de campo eléctrico, en la dirección longitudinal del tanque, la señal recibida tiene mayor amplitud.

Cuando la señal que se produce dentro del tanque excita un modo de resonancia cercano al valor de la resonancia de la supuesta antena de ranura

que forman las uniones entre tornillos, entonces, la intensidad de campo electromagnético que sale hacia afuera aumenta. Además, el valor mayor que se mide fuera se obtiene en el punto medio entre tornillos.

Para la primera frecuencia de resonancia de la GIS, la señal captada por el sensor interior es mayor que para el sensor externo. Aunque para frecuencias mayores, la frecuencia de resonancia de las ranuras toma importancia y es mayor la energía medida por la antena de fuera que la de dentro.

Aunque no se menciona en este trabajo, el tipo de fuente de DPs influye directamente en la excitación de los modos de resonancia del tanque. Como se verá más adelante en esta tesis, cuando la generación de DPs se realiza con objetos de ensayo que generan un único tipo de fuente, se puede comprobar que éstas tienen un contenido de energía en frecuencia distinto, y que dependiendo de éste, se excitarán los modos de resonancia del tanque en los que la DPs emita energía.

La principal conclusión de este trabajo es que se pueden medir DPs desde fuera del tanque. Y en esta tesis se pretende hacer lo mismo para transformadores en aceite.

#### 4.1.2.3. Motores

En (Fabiani et al., 2008) realizan medidas de DPs que aparecen en un motor de inducción trifásico de 400 V de 0,3 kW cuyo sistema de aislamiento en los cables es poliamida sin aditivos inorgánicos. La adquisición de DPs se realiza con una antena monopolo suficientemente pequeña para introducirse directamente dentro de la caja de los terminales del motor. Esta antena tiene una frecuencia de resonancia en 1 GHz y se conecta, mediante un filtro paso-alto con frecuencia de corte en 500 MHz, a un sistema de procesamiento de datos de *TechImp PD-Solver*, con un BW de 2 GHz, de cuatro canales y una frecuencia de muestreo de 4 GS/s por canal.

Realizan medidas en dos escenarios: con el motor funcionando con su convertidor y sin el convertidor. Alimentan el motor con un generador de onda cuadrada *TechSquare* 8000B capaz de generar ondas hasta 8 kV pico-pico con una frecuencia de conmutación de 20 kHz. Para generar DPs utilizan una onda de tensión cuadrada de 10 kHz con un tiempo de subida y bajada fijo de 300 ns y un ciclo de trabajo del 50 %. Para este último caso, también realizan un estudio de envejecimiento de hasta 100 h con un nivel de tensión de 950 V pico a pico.

Para clasificar las DPs, identifican el ruido usando un análisis estadístico y lógica difusa para representar los máximos de los pulsos en mapas T-F y patrones PRPD en onda cuadrada.

La conmutación del inversor introduce una señal de perturbación electromagnética por debajo de 200 MHz, mientras que la DPs presenta energía por encima de los 400 MHz. Al utilizar un filtro paso-alto de 500 MHz, cancelan

la interferencia proveniente de la conmutación del inversor. La elección de la frecuencia de corte del filtro depende, principalmente, de la forma de onda de la fuente de tensión y de los tiempos de subida y bajada, debido a que son la causa de la mayoría de las fuentes de ruido. Cuanto más pequeño es el tiempo de subida, mayor es el orden del armónico de la interferencia y, en consecuencia, la frecuencia de corte del filtro debe ser mayor para eliminarla. Por lo que, la selección del filtro depende significativamente del convertidor electrónico utilizado para alimentar el motor.

Tanto para el caso con convertidor, como con generador de onda cuadrada, la actividad de DPs se produce entre los terminales de las diferentes fases y de las fases a tierra, en donde existe el mayor estrés eléctrico en los conductores. Estas descargas son mayores entre fases que entre fase y tierra. Además, en el ensayo de envejecimiento tienen una fuente de DPs desde el principio del mismo, y aparece una nueva fuente a las 75 h. Finalmente, hacia las 100 h se produce una rotura del aislamiento con su consiguiente corto-circuito y fallo del equipo.

### 4.1.3. Antenas de bocina

Este tipo de sensor de RF se ha empleado para la medida de DPs en transformadores, como en (López-Roldán et al., 2008), donde se utiliza una antena cónica. En (Shan et al., 2011) se hace uso de un disco-cono y dos antenas cónicas para medir en tres bandas de frecuencia diferentes en una subestación. En el trabajo de (Kaneko et al., 2009b), diseñan una bocina de plano eléctrico para la medida en subestaciones GIS. Por último, en (Hoshino et al., 2001a) miden DPs con una bicónica comercial. En (Hikita et al., 2007) utilizan un conjunto bicónica-logarítmico periódica que se explica en el Apartado 4.1.5. Finalmente, en (Fernando et al., 2012) se adquieren señales en aisladores con una antena cónica.

#### 4.1.3.1. Transformadores

En el trabajo de (López-Roldán et al., 2008) se diseña una antena cónica de 10 cm de longitud para la medida de DPs en el rango de UHF, y se aloja dentro de la válvula de drenaje del tanque de un transformador mediante una unión deslizante que impide la fuga del aceite al exterior, Figura 4.7. En el Apartado 4.1.2 se puede encontrar el resto de información referente a este trabajo.

Realizan tres tipos de medidas en el tanque de un transformador real, alojando el sensor en la válvula de drenaje del aceite: con la antena dentro de la válvula, con la mitad dentro del tanque y la otra mitad dentro de la válvula y con la antena completamente introducida en el tanque. Se comprueba que la cónica, tiene un comportamiento de banda ancha, entre 700 MHz—1,5 GHz y que mide la actividad de DPs con una buena respuesta



Figura 4.7: Antena de bocina e introducción en la válvula de drenaje de un tanque de transformador, (López-Roldán et al., 2008).

cuando está completamente introducida en el tanque. Sin embargo, no se ha tenido en cuenta el efecto del tanque como cavidad resonante ni se presentan los parámetros característicos de respuesta de la antena.

#### 4.1.3.2. Subestaciones

En (Shan et al., 2011) se propone un algoritmo en el que se utilizan ondículas para rechazar el ruido electromagnético cuando se miden DPs en tres localizaciones de una subestación al aire libre con tres niveles de tensión distintos, 400/275/132 kV.

Para medir la radiación electromagnética se realizan varias campañas de medida de 2,5 ms de duración mediante un osciloscopio digital con una frecuencia de muestreo de 20 GS/s por canal y un ancho de banda de 6 GHz al que se conectan tres tipos de antena cónicas: disco-cono (100—700 MHz), de banda baja (716 MHz—1,98 GHz) y de banda alta (1,91—5,1 GHz). El rango de frecuencia elegido es tan amplio para poder tener en cuenta las tecnologías de comunicación inalámbrica modernas que pueden estar presentes en las subestaciones como Wi-Fi.

Consiguen rechazar el ruido de manera correcta, obteniendo resultados estadísticos que ajustan a una normal para la tasa media del pulso, su amplitud, duración y tiempo de subida para cada antena, para los tres tipos de antenas. Permiten identificar la conmutación de un convertidor electrónico con las antenas. Además, la antena cónica de banda baja es la que mejor identifica los pulsos de descargas, por lo que estos emitirán en el rango de 716 MHz—1,98 GHz.

Para poder identificar la posición de las fuentes de DPs sería necesario, una vez identificada la actividad, disponer tres o más antenas iguales para localizarlas en la subestación mediante el cálculo del tiempo de vuelo entre antenas. Además, sería conveniente identificar las fuentes de DPs, para poder clasificarlas y determinar si son dañinas o no para el posible fallo de algún

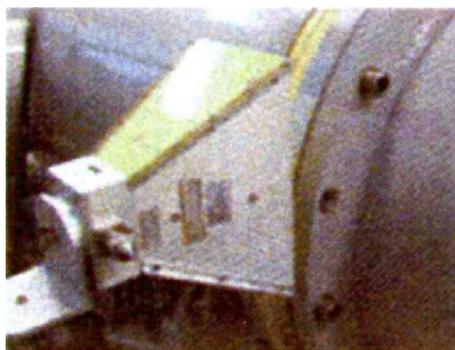


Figura 4.8: Antena de bocina de plano eléctrico, (Kaneko et al., 2009b).

equipo de la subestación.

#### 4.1.3.3. Subestaciones GIS

En (Kaneko et al., 2009b), aparte de otras antenas como la dipolo, Apartado 4.1.2, se utiliza una antena de bocina en el plano eléctrico, como la de la Figura 4.8, para medir las ondas electromagnéticas producidas por DPs que se fugan desde dentro de los tanques de una GIS. La disposición con la que se obtiene la señal de mayor amplitud es en la que la antena se sitúa como en la Figura 4.8, en la dirección longitudinal del tanque y apuntando a la junta de unión entre los conductos. La antena bocina da un buen resultado, sin embargo, seleccionan un dipolo por su sencillez y su buena respuesta en la medida.

En el trabajo de (Hoshino et al., 2001a) se utiliza una antena bicónica (30—300 MHz) y una antena logarítmico periódica (80 MHz a 1 GHz), Apartado 4.1.5, conectadas a un analizador de espectros para la medida de DPs realizando dos experimentos. En el primero, se utilizan dos prototipos punta-plano de 15 mm de separación, uno en aire y otro en SF<sub>6</sub>. Se realizan medidas para las dos antenas en tres casos: con los dos objetos de ensayo emitiendo simultáneamente, y cada uno de ellos por separado. Tanto para aire como en gas SF<sub>6</sub>, miden la señal de red y los pulsos de DPs para poder dibujar los patrones PRPD de las señales eléctricas. Se aplican 10,5 kV eficaces y las antenas se sitúan a 2 m de las fuentes de DPs. En los patrones PRPD, la carga de los pulsos positivos de DPs es mucho mayor en aire que en gas SF<sub>6</sub>. Puesto que los pulsos de DPs del semiciclo negativo del patrón PRPD tienen magnitudes similares en aire y gas, y pueden confundirse con ruido, para poder diferenciar estos dos tipos de descargas, centran el estudio en una determinada región de la onda utilizando una señal de referencia cuadrada con la que seleccionan el semiciclo positivo de la onda de alterna. Además, el analizador de espectros sólo trabaja en el semiciclo de interés y, en consecuencia, necesitan menos datos que con la onda completa. Al aplicar

esta técnica de selección de fase de la onda de tensión aplicada, consiguen detectar señales de DPs hasta 100 pC en gas SF<sub>6</sub> y la presencia de pulsos que pueden llegar a 10000 pC en aire. Para la antena bicónica, las DPs en aire presentan energía hasta 50 MHz y en gas hasta 300 MHz para el semiciclo negativo.

En el segundo experimento, estudian la influencia en la medida de la característica de polarización de las DPs. Para ello, realizan medidas en el prototipo punta-plano en gas SF<sub>6</sub> y lo comparan con la emisión de tres dipolos, cuando se sustituyen por el objeto de ensayo. Para ello, utilizan los mismos elementos que en el experimento anterior, salvo que el objeto de ensayo empleado es el punta-plano en gas SF<sub>6</sub> cuando se le aplican 14 kV eficaces, lo que da una carga de 500~600 pC, y la medida se lleva a cabo con la antena bicónica a 6 m del mismo.

Para la primera medida, se gira la antena entre 0~180°, registrando la potencia medida en función del ángulo y comprobando que la potencia captada depende tanto del ángulo de polarización, como de la frecuencia que se ha de medir.

Posteriormente, se hacen tres ensayos adicionales, se sustituye la fuente de DPs por tres dipolos, con una señal de entrada equivalente a la obtenida en los objetos de ensayo, de distinta longitud, 1 m, 50 cm y 3 cm con unas frecuencias de resonancia (para el dipolo  $f_r = \frac{c}{l/2}$ ) de 150 MHz, 300 MHz y 5 GHz, respectivamente. Los disponen en horizontal y en vertical y miden el ángulo de polarización de las antenas dipolo en función de la frecuencia para los dos casos. Se comprueba que la disposición no afecta a la propagación de la energía cuando la antena está desadaptada, aproximadamente, por debajo de su frecuencia de resonancia, 120 MHz para el dipolo de 1 m y 180 MHz para el dipolo de 50 cm, sin embargo, a partir de esta frecuencia, la máxima energía captada por la antena bicónica se medirá cuando el ángulo de polarización es cercano a 90° para la antena dipolo en posición vertical, y 0° cuando la posición de la antena dipolo se sitúa en horizontal. Por lo que, la disposición óptima del dipolo dependerá de la polarización de las DPs a medir. Por otro lado, el dipolo de 3 cm tiene la misma distribución de ángulo de polarización para las dos posiciones, por lo que la antena bicónica recibe la misma energía que emite el dipolo independientemente de su posición.

Finalmente, comparan la emisión de las antenas dipolo de 1 m y 50 cm con el objeto de ensayo punta-plano en gas SF<sub>6</sub> variando su longitud. Llegan a la conclusión de que, la característica del ángulo de polarización de la onda electromagnética radiada por las DPs del objeto de ensayo coinciden con las obtenidas en el caso de las antenas dipolo.

En cuanto a la señal de entrada de los dipolos, no se especifica cómo se ha alimentado. Además, sería conveniente realizar el estudio del ángulo de polarización para frecuencias mayores de 300 MHz y para otros objetos de ensayo.

#### 4.1.3.4. Aisladores

En el trabajo de (Fernando et al., 2012) se mide el efecto de las descargas superficiales en los aisladores de las líneas trifásicas de alta tensión con una antena cónica. La aparición de descargas superficiales debidas a la polución y a la humedad pueden ser causa de fallo en los aisladores, por lo que realizan un ensayo experimental de DPs superficiales en un material plástico, Perspex, de  $11,14 \times 14 \times 1,6$  cm con humedad en la superficie. Se aplica una tensión de 7 kV sobre el objeto de ensayo y se adquieren señales durante 15 minutos. La medida la realizan con la antena conectada a un osciloscopio de 5 GS/s y representan su espectro de potencia hasta 2,5 GHz. Sin embargo, no lo comparan con el ruido y no parece remarcable ninguna banda de frecuencias en cuanto al contenido de energía, salvo en torno a 900 MHz, lo que puede ser debido a la telefonía móvil y no a la actividad de DPs.

#### 4.1.4. Antena fractal

La antena fractal tiene una estructura básica, fragmentada o irregular, que se repite. Este sensor se diseña para maximizar la distancia o el perímetro que puede recibir o transmitir, en un volumen o superficie dada, por lo que son muy compactas. Son multibanda y tienen utilidades diversas en telefonía móvil y comunicación por microondas.

En la mayoría de las antenas resonantes tradicionales existe una o varias frecuencias en las que ofrecen su máxima ganancia, no estando adaptadas para el resto, en donde su ganancia se ve reducida notablemente. Por esto, las antenas fractales son idóneas para aplicaciones en las que se requiere una respuesta con un ancho de banda amplio. El diseño de este tipo de sensores requiere el conocimiento de técnicas de simulación por diferencias finitas en el tiempo, que son métodos numéricos utilizados para resolver problemas electromagnéticos transitorios.

##### 4.1.4.1. Transformadores

En (Li et al., 2012a) se diseña una antena fractal tipo Hilbert, Figura 4.9, para medir DPs cuando se alimentan con dos electrodos a cuatro objetos de ensayo. Esta antena se compone de tres capas: la superior, conductora de cobre, la aislante intermedia, en epoxy, y por debajo, una pantalla de cobre. Esta antena puede medir hasta 1 GHz. Además, tiene tres frecuencias de resonancia, en 261 MHz, 516 MHz y 869 MHz.

Los objetos de ensayo son: punta-papel-plano con una separación de 3 mm en aceite para generar descargas corona, superficiales en lámina de papel prensado sumergido en aceite, internas en cavidad de aire y en aceite, y superficiales en una esfera metálica de 0,3 mm en aceite. El espesor del papel prensado es de 0,5 mm para todos los objetos.

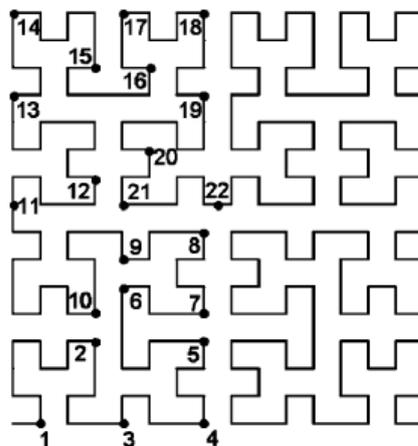


Figura 4.9: Antena fractal Hilbert, (Li et al., 2012b).

Aplican tensión al objeto de ensayo mediante un transformador conectado a una resistencia serie y un condensador en paralelo con éste. La tensión aplicada para cada caso es, corona 7—9 kV, superficiales 8—11 kV, internas 5—7 kV. La antena Hilbert se sitúa perpendicular al objeto de ensayo y se conecta a través de un amplificador y un filtro a un osciloscopio que muestrea a 5 GS/s. El filtro es un paso-alto de 300 MHz, puesto que consideran que las DPs no tienen componentes de energía por debajo de esta frecuencia.

Presentan un pulso en el tiempo y el promedio de la potencia para 50 señales en cada caso. La corona tiene energía en torno a 400 MHz, las superficiales entre 300—700 MHz y las internas entre 300—500 MHz.

Sin embargo, en esta tesis se muestra que las DPs también emiten energía por debajo de 300 MHz por lo que habría que considerar también dicha banda de frecuencia.

El trabajo de (Li et al., 2012b) es un artículo previo a (Li et al., 2012a), en donde se añaden dos objetos de ensayo adicionales, uno de DPs internas en aceite y uno de superficiales en papel aislante rugoso. En el primero obtienen un contenido en frecuencia entre 300—800 MHz y en el segundo en torno a 350 MHz.

Como novedad al estudio anterior, introducen los objetos de ensayo en un prototipo de cuba de transformador en el que introducen un núcleo de hierro con bobinados para estudiar su influencia en la propagación de las ondas dentro del mismo. Utilizan dos sensores tipo Hilbert alojados en las ventanas dieléctricas del tanque. Llegan a la conclusión de que el arrollamiento y el núcleo del transformador distorsionan notablemente la señal y que sólo la capta correctamente el sensor más cercano al defecto.

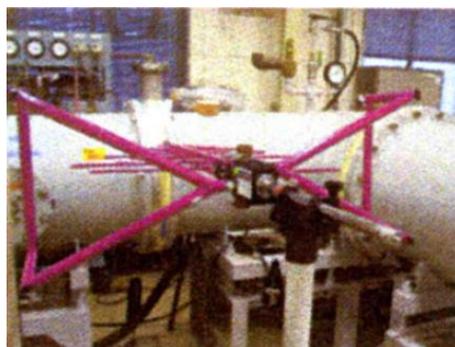


Figura 4.10: Antena bicónica logarítmico-periódica, (Kaneko et al., 2009b).

#### 4.1.5. Antena logarítmico-periódica

La utilización de la antena logarítmico-periódica para la medida de DPs ha sido, principalmente, en instalaciones de GIS, (Kaneko et al., 2009b), (Hoshino et al., 2001a), (Hoshino et al., 2001b), (Hikita et al., 2007) y (Kaneko et al., 2009a).

##### 4.1.5.1. Subestaciones GIS

Como se dijo anteriormente, en el Apartado 4.1.2, en (Kaneko et al., 2009b) también se utiliza una antena conjunta bicónica logarítmico-periódica, Figura 4.10, para la medida de DPs en GIS con un ancho de banda de 26 MHz a 2 GHz. Como para el dipolo y la antena de bocina, se recibe la mayor intensidad de señal cuando ésta se sitúa en la posición longitudinal del tanque, debido a que en esta disposición están enfrentados los máximos de los diagramas de radiación, tanto de la ranura, como de la antena logarítmico-periódica. Sin embargo, no es práctico utilizar este tipo de antena por su tamaño y por ser más cara que la dipolo cuando, además, con esta última se obtienen buenos resultados.

En el trabajo de (Hoshino et al., 2001a), se utiliza una antena bicónica, Apartado 4.1.3, y una logarítmico periódica (80 MHz a 1 GHz) para dos objetos de ensayo punta-plano en aire y gas SF<sub>6</sub>, con ésta última no se capta energía proveniente de las DPs en aire, sólo en gas en las bandas de frecuencia de 40—80 MHz, 200—300 MHz, 400—500 MHz y 700—800 MHz, por lo que se rechaza para las medidas de DPs en punta-plano en aire.

En (Hoshino et al., 2001b), se investiga la característica en frecuencia de las ondas radiadas a través de las aperturas de un modelo de conducto cerrado y desenergizado que emula al de una subestación GIS. Para los experimentos, utilizan un generador de pulsos (1—350 MHz) y de señales (10 kHz—2,7 GHz), según el caso, que se conecta a la entrada del conducto. Mediante una antena logarítmico-periódica (~5 GHz), conectada a un

anizador de espectros (100 Hz— 26,5 GHz), situada a 6 m del modelo de la GIS miden la onda electromagnética que sale a través de sus aperturas. Principalmente, estudian tres escenarios, el efecto del espesor del aislante de las juntas, la separación entre tornillos y el efecto de tener el conducto abierto en uno de sus extremos.

Para el primer caso, el incremento del espesor de aislamiento de la apertura ofrece menos efecto de apantallamiento, por lo que al aumentar el espesor, aumenta la energía de la onda electromagnética hacia el exterior.

En el segundo, como se dijo en el Apartado 4.1.2.2, cuando la apertura está comprendida entre dos tornillos cercanos, el espacio entre éstos se comporta como una fuente de radiación electromagnética en alta frecuencia, más alta cuanto más cerca están. Además, la apertura actúa como filtro paso-alto, mitigando la energía de las ondas radiadas para menores frecuencias. También, se comprueba que hay frecuencias por debajo de un determinado valor que no se radian hacia el exterior.

Para el tercer escenario, aunque no se dice, el caso de retirar una de las tapas de la estructura hace que pase de ser una cavidad resonante, en la que sólo se tienen ondas estacionarias, a tener una guía de onda, por lo que, como dicen, desaparecen frecuencias que sí aparecían con el conducto cerrado.

La motivación de (Hikita et al., 2007) es el estudio de la característica de las ondas electromagnéticas que salen a través de las aperturas de las uniones de los conductos de la GIS. Para ello, utilizan una antena compuesta bicónica y logarítmico-periódica con una banda de frecuencia característica de 30—1000 MHz y una antena parche cuyos resultados se explicarán en el Apartado 4.1.6.

Consideran a la ranura del conducto como un dipolo y para estos ensayos, obtienen la máxima amplitud de la señal para la antena situada en horizontal, además, se recibe energía por encima de la frecuencia de resonancia que debería tener la antena dipolo equivalente a la apertura.

Por otro lado, se estudia el efecto sobre los modos eléctricos dentro de las cavidades resonantes que forman los conductos de dichas subestaciones. Para ello, realizan el estudio en dos modelos de conductos cilíndricos acordes en dimensiones a los de subestaciones de 66 kV y de 500 kV. Introducen un pulso Gaussiano con un anizador de espectros de hasta 2 GHz y con un ancho a la mitad del pulso,  $T_h$ , de 0,5 ns. Cuanto más grande es el conducto, para 500 kV, los modos de resonancia se encuentran a frecuencias menores, y cuanto más pequeño, 66 kV, estos modos se producen a frecuencias mayores.

Adicionalmente, hacen un estudio de localización de DPs en dos posiciones; cerca del tanque, punto más excéntrico del radio del conducto, y cuando se produce cerca del conductor de alta tensión, punto más céntrico. En el caso de que la DPs se produzca cerca del conductor de alta tensión, el primer modo de resonancia tiene una energía ligeramente superior al caso en el que la DPs esté cerca de las paredes del tanque. Cuanto más pequeño es

el diámetro del tanque, la forma de onda en el tiempo de las dos fuentes de DPs más se asemeja, y cuanto más pequeño es el defecto, mayor es la diferencia entre las formas de onda de las dos fuentes de DPs. Sería conveniente profundizar en este último estudio, esperando obtener mayor energía cuanto más grande es el defecto, y cuanto más cerca se está de la rotura total.

En (Kaneko et al., 2009a) se utiliza un programa informático de Ansoft de simulación electromagnética para estudiar la emisión electromagnética radiada por las DPs a través de las juntas de unión de aislamiento entre los conductos cilíndricos de una GIS.

Se analizan las principales causas que afectan a la propagación electromagnética en frecuencia de las DPs a través de los espacios de unión entre conductos. Estos son, en primer lugar, como se ha dicho anteriormente el número de tornillos; si el espaciado entre tornillos aumenta, la frecuencia de resonancia se desplaza hacia frecuencias menores y su ancho de banda se hace ligeramente menor. Al tener una frecuencia de resonancia menor, los primeros armónicos de esta frecuencia, múltiplos de la primera, se pueden medir por el equipo de adquisición, si su frecuencia de muestreo lo permite.

En segundo lugar, si aumenta el ancho del espacio de la junta de unión, la frecuencia de resonancia permanece invariante, pero aumenta ligeramente el contenido de energía, en torno a esta frecuencia resonancia.

En tercer lugar, la constante dieléctrica del aislante que rellena la apertura disminuye la propagación de la onda, y un valor de constante dieléctrica grande hace que la frecuencia de resonancia se desplace hacia frecuencias menores con la energía emitida más concentrada para valores cercanos a esta frecuencia. Por último, el diámetro de la brida de unión entre conductos, entendiendo por brida un aumento del diámetro del conducto cilíndrico en la superficie de unión entre tramos de conducto, al existir, desplaza la frecuencia de resonancia hacia valores menores y con la energía más concentrada, en torno a la frecuencia de resonancia, que si no hubiera dicha brida.

También, se analizan las mejores disposiciones de los sensores para la medida de la emisión electromagnética a través de las ranuras. Puesto que el espacio es cilíndrico, la medida de mayor intensidad se obtiene en la disposición circunferencial a dicho espacio. Puesto que el campo eléctrico tiene mayor intensidad en la cercanía de la apertura, es deseable disponer el sensor a una distancia cercana al hueco para que las variaciones de la intensidad de campo eléctrico sean pequeñas. Además, el punto óptimo es aquél entre medias de dos tornillos, en donde el campo eléctrico tiene su máximo.

Finalmente, llevan a cabo medidas experimentales para comprobar si la simulación coincide con las medidas en el caso de la separación entre tornillos. Para ello, utilizan un generador de pulsos con el que inyectan eléctricamente un pulso con un tiempo de subida y de bajada de 800 ps, con un ancho de 3,6 ns y una forma de onda casi cuadrada. Para la medida, utilizan una antena logarítmico-periódica (106 MHz—1,3 GHz) y un osciloscopio que mide

las señales en el tiempo y representa el espectro en frecuencia de la señal hasta 1,2 GHz. El material de aislamiento en la apertura es acrílico, con una constante dieléctrica de 3. Disponen de una brida de unión con 16 huecos en los que poder alojar los tornillos. Estudian tres escenarios, en los que los tornillos están separados 180°, 90° y 45° y comparan las medidas con la simulación. En los tres casos coinciden bastante bien, por lo que se comprueba experimentalmente que a mayor separación entre tornillos, la energía radiada se da a menores frecuencias.

#### 4.1.6. Antena parche

Es un sensor de banda estrecha, que debido a su configuración plana y a su fácil integración en un circuito impreso, se suele usar como elemento de un conjunto de antenas del mismo tipo. La forma y dimensiones se calculan para que el parche radie la potencia deseada. Su estructura básica se compone de: parche metálico de dimensiones comparables a la longitud de onda; sustrato dieléctrico sin pérdidas y plano de masa. Los acopladores de disco son sensores tipo parche que por su amplia utilización en la medida de DPs se ha enmarcado en el Apartado 4.1.1.

Sus principales ventajas son su fabricación sencilla y barata, por ser robustas, ajustables a estructuras, combinable con otros circuitos integrados de microondas y por presentar la posibilidad de elección de su frecuencia de resonancia.

Sin embargo, como principales inconvenientes tiene una baja eficiencia, grandes pérdidas, baja potencia, y una banda estrecha.

El sensor tipo parche para la medida de DPs se ha utilizado para GIS, en (Hikita et al., 2007) en donde también se ha empleado una antena bicónica-logarítmico-periódica, Apartado 4.1.5 y para par trenzado en motores en (Shibuya et al., 2011).

##### 4.1.6.1. Subestaciones GIS

En (Hikita et al., 2007) se hace uso de una antena parche cuya frecuencia de resonancia es 684 MHz, y se compara su respuesta con la de una antena bicónica-logarítmico-periódica (30—1000 MHz) en la medida de ondas electromagnéticas que salen a través de las aperturas de las uniones de los conductos de una GIS. Como resultados, la antena parche tiene una alta directividad y su diagrama de radiación tiene una única dirección, midiendo señales por el lado frontal y pudiendo dirigir la medida hacia el espacio de la apertura, por lo que se considera como una antena que presenta una gran inmunidad a otras fuentes de ruido que no sean de interés. Además, se puede sintonizar a la frecuencia de resonancia de las aperturas, por lo que se mejora la sensibilidad a la medida de DPs desde el exterior de los conductos del GIS.

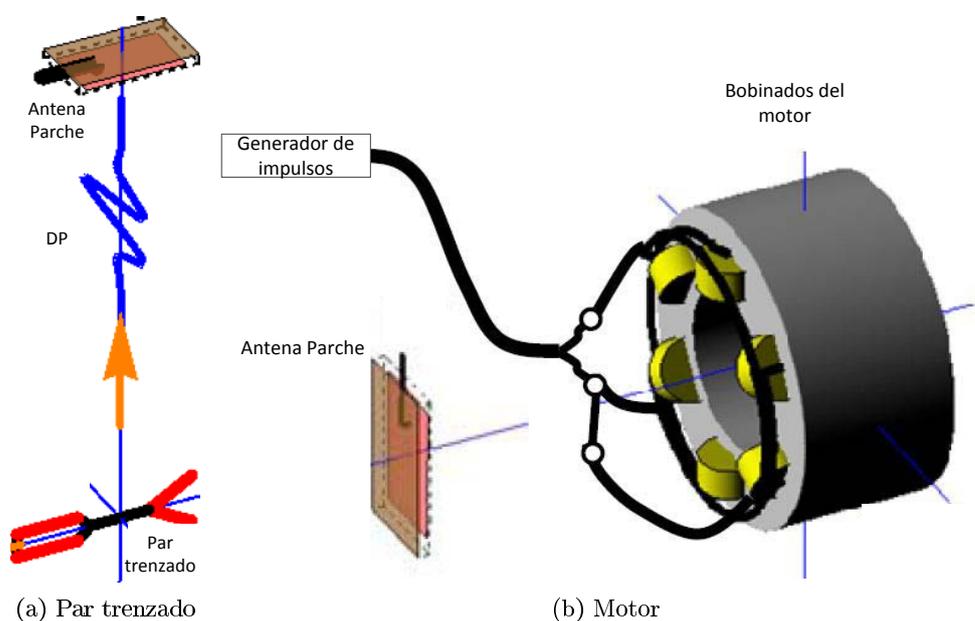


Figura 4.11: Disposición de antena parche para la medida de DPs, (Shibuya et al., 2011).

#### 4.1.6.2. Motores

El trabajo de (Shibuya et al., 2011) estudia la respuesta de una antena parche en diferentes disposiciones para la medida de DPs en par trenzado y en los arrollamientos de los cables de un motor.

En primer lugar, se calcula la respuesta de una DPs mediante la ecuación de corriente de un pulso Gaussiano haciendo referencia a su trabajo anterior, (Shibuya et al., 2010). Se asume que la respuesta del par trenzado es equivalente a las DPs que tienen lugar en los arrollamientos de motores.

Posteriormente, se simula un circuito eléctrico equivalente al del par trenzado y se representan las formas de onda en el tiempo de las corrientes de las DPs en función de la configuración del par trenzado, con un extremo cerrado y otro abierto. El extremo abierto es el que presenta una forma de onda con oscilaciones en el pulso más rápidas, del orden de nanosegundos. Además, se determina que la mejor posición de la antena es aquella en la que se sitúa el máximo del diagrama de radiación dirigida hacia la perpendicular a la longitudinal tanto del par trenzado, Figura 4.11a como del motor, Figura 4.11b. Sin embargo, en este trabajo no se presenta un estudio en frecuencia ni de la DPs ni de la respuesta de la antena.

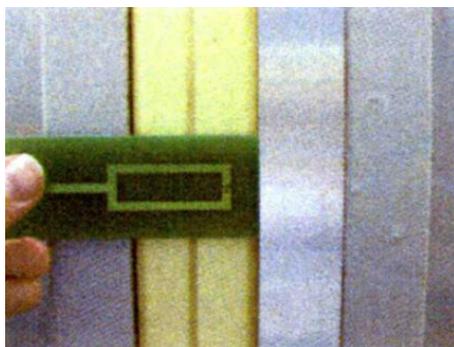


Figura 4.12: Antena bucle, (Kaneko et al., 2009b).

#### 4.1.7. Antena de bucle

La antena de bucle magnético consiste en un bucle de forma circular, octogonal o rectangular. El perímetro de ésta puede ser del orden de la longitud de onda, o bastante menor. Tienen un diagrama de radiación omnidireccional, en la envolvente del conductor. Si se considerase una parte del lazo, el diagrama de radiación en este tramo sería como el de un monopolo.

Sin embargo, su ancho de banda es muy estrecho, del orden de kHz, lo que significa que en caso de necesitar un cambio de la frecuencia de resonancia se requiere de un nuevo ajuste de la impedancia.

##### 4.1.7.1. Subestaciones GIS

En (Kaneko et al., 2009b), Apartado 4.1.2, adicionalmente se usa una antena tipo bucle rectangular para la medida de DPs en GIS, Figura 4.12. La ventaja de este tipo de antena es que la intensidad de la onda medida es similar independientemente de su posición. Aunque no se dice, esto es debido al diagrama de radiación de esta antena. De todas las antenas utilizadas, es la que menor amplitud muestra en la medida.

## 4.2. Conclusiones

La adquisición de DPs en RF mediante el uso de sensores, es una técnica de evaluación del aislamiento de los activos eléctricos de actualidad y en desarrollo, y se suele realizar en el rango de la UHF, concretamente, en un rango comprendido entre las decenas de mega-hercios y el giga-hercio, aunque hay trabajos que han utilizado osciloscopios que puede llegar hasta los 4 GHz.

Este tipo de medida, se aplica a diversos activos eléctricos como transformadores, motores, aisladores, etcétera, y en donde más se suele llevar a cabo es en subestaciones GIS.

Hay trabajos que muestran la posibilidad de medir la emisión de DPs que ocurren dentro de los conductos de subestaciones GIS, con sensores de RF externos a la misma. Esto es debido, a que la radiación electromagnética de las DPs del interior de las subestaciones GIS, puede salir a través de las ranuras de las juntas de unión entre conductos.

Cuando se aplica esta técnica para la medida de DPs en activos eléctricos protegidos por una cavidad metálica, como los transformadores, los sensores se suelen instalar en ventanas dieléctricas realizadas, exclusivamente, para tal efecto o en la válvula de drenaje del aceite del transformador.

En RF, la principal diferencia entre descargas se encuentra para las DPs corona, por estar concentrada su energía en un rango de frecuencias concretas por debajo de 500 MHz, habitualmente, para valores en torno a 200 MHz. Por otro lado, se han conseguido medir DPs internas y superficiales en RF con componentes en todo el rango de la UHF, sin embargo, no se ha encontrado una identificación clara que las diferencie.

En la adquisición de DPs en RF con antenas, se suele hacer uso de un amplificador a la entrada de la misma y las medidas, habitualmente, se realizan a distancias del orden de 1—7 metros. Cuando se reciben las radiaciones salientes de los conductos de las subestaciones GIS, éstas tienen menor energía y la distancia se reduce notablemente, llegando al orden de 10—20 mm.

Las antenas más utilizadas para la medida en los diversos activos eléctricos estudiados son: la logarítmico-periódica, la cónica y, por último, los dipolos y monopolos. Cuando las medidas se realizan dentro de tanques de transformadores o en conductos de subestaciones GIS, el uso de sensores más extendido son los acopladores tipo disco.

En esta tesis doctoral, se utilizan cinco antenas para la medida de DPs internas, superficiales y corona, con el fin de caracterizar y unificar en un mismo trabajo, tanto el espectro de potencia de cada tipo de DPs, como la respuesta en frecuencia de dichos sensores. Además, se ha incluido en este estudio a la antena Vivaldi, de la que no se han encontrado otros estudios tan detallados como éste dedicados a la adquisición de DPs. También, se analizan los resultados, para todos los objetos de ensayo, cuando se emplea el analizador de espectros comercial PDS-100, con una antena telescópica W-889. Por otro lado, en este trabajo se estudia la influencia de la polarización de la DPs mediante el uso de cuatro antenas a diferentes distancias, midiendo su efecto simultáneamente. Por último, se pretende adquirir algún tipo de DPs que salga fuera de una estructura metálica que pueda contener a un activo eléctrico, para ello, se aborda la medida de DPs que se producen dentro y fuera de un modelo de tanque de transformador, captadas con dos sensores RF, uno dentro y otro fuera, comparando el efecto que tiene el tanque sobre la adquisición, así como, si permite la salida de la emisión de DPs y su medida desde fuera.



## Capítulo 5

# Cavidades resonantes

*En boca cerrada no entran moscas, pero tampoco salen.*

**RESUMEN:** Algunos activos eléctricos, como motores y transformadores, suelen estar contenidos en un recinto metálico que los aísla del exterior. Por su importancia, este capítulo se centra en los transformadores embebidos en aceite, que necesitan de un depósito o tanque, que los contenga, cuyas paredes metálicas afectan a la propagación de las DPs que ocurran dentro del mismo. Atendiendo a esto, se puede considerar al tanque de un transformador como una cavidad resonante rectangular en la que pueden haber ondas de emisión directa y, principalmente, ondas estacionarias que excitan ciertos modos de resonancia. Se definirán estos modos y se medirá el parámetro de transmisión  $S_{21}$  con el analizador de redes para determinar cuáles son las frecuencias de resonancia del modelo de un tanque de transformador. Gracias a estos resultados, posteriormente, es posible estudiar el efecto del tanque en la medida de las DPs cuando se miden con antenas tanto dentro, como fuera del mismo.

### 5.1. Tanque del transformador

Atendiendo al fluido de refrigeración de un transformador, se pueden encontrar los que son en seco, en los que se utiliza aire, y los sumergidos en aceite.

Los transformadores con refrigeración en seco, comparados con los embebidos en aceite, tienen como ventaja principal, el presentar un riesgo bajo

de incendio. Los materiales que se emplean en su construcción, como resina epoxy, polvo de cuarzo y de alúmina, son autoextinguibles, y no producen gases tóxicos ni venenosos. Además, se descomponen a partir de 300°C y los humos que producen son tenues y no corrosivos. Otra ventaja, es su menor coste de instalación. Sin embargo, como desventajas, presentan un mayor coste por MVA, del orden del doble que en aceite, mayor nivel de ruido, menor resistencia a las sobretensiones, mayores pérdidas de vacío y no son adecuados para instalación en intemperie, ni para ambientes contaminados, (Schneider, 2000).

Para potencias de 10 kVA hasta 1500 MVA y tensiones de línea de hasta 1000 kV, los transformadores utilizan aislamiento en papel-aceite, (Prevost y Oommen, 2006). Las principales razones son que, en comparación con los de refrigeración en seco, tienen un menor coste unitario, menor nivel de ruido, menores pérdidas de vacío, tienen un buen funcionamiento en atmósferas contaminadas y una mayor resistencia a las sobretensiones y a las sobrecargas prolongadas, (Schneider, 2000). El principal inconveniente de este tipo de transformadores es la relativamente baja temperatura de inflamación del aceite (siendo 140°C la mínima admisible para aceites de transformador) y, por tanto, existe un mayor riesgo de incendio con desprendimiento elevado de humos. Por otro lado, para la instalación de estos equipos es obligatorio la construcción de un pozo o depósito colector debajo de cada transformador, con capacidad suficiente para albergar la totalidad del aceite del tanque en caso de fuga del mismo. Este depósito colector representa un incremento significativo en el coste de la obra civil de los centros de transformación en los que se instalan estos equipos, (Schneider, 2000).

En el Laboratorio de Investigación y Ensayos en Alta Tensión (LINEALT) de la Universidad Carlos III de Madrid (UC3M) se dispone de un transformador de tensión 15 kV/420 V de 25 kVA embebido en aceite como el de la Figura 5.1.

Para realizar parte de las medidas de este trabajo, se ha construido un prototipo de tanque con placas de acero de 5 mm de espesor y de dimensiones 30×30×50 cm. En la Figura 5.2 se muestra una foto del prototipo y en la Figura 5.3 se presentan las dimensiones del mismo junto con las de un objeto de ensayo que se describirá en el Apartado 6.1.

En una primera aproximación, esta construcción a escala es apropiada para reproducir los mismos efectos electromagnéticos que se pueden encontrar en el tanque de un transformador real. La tapa superior tiene dos accesos separados 30 cm, los cuales permiten, uno, el paso del electrodo de alta tensión dentro del tanque para alimentar el objeto de ensayo interior y el otro, la entrada de una antena. Estos agujeros tienen 3 cm de diámetro y están protegidos por un cilindro hueco de teflón que sirve para evitar el contacto eléctrico entre la carcasa, conectada a tierra, y el objeto de ensayo que se sitúa dentro del tanque. Finalmente, se usa una capa de corcho como ajuste



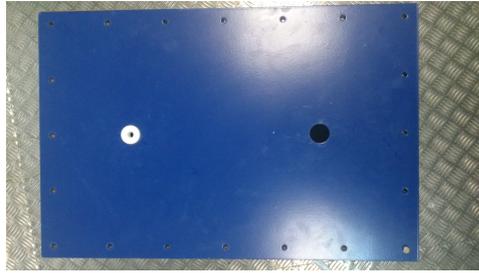
Figura 5.1: Transformador trifásico de 25 kVA, 50 Hz, 420/15000 V embebido en aceite.

mecánico entre el tanque y la tapa, de la misma manera que se hace en tanques de transformadores de alta tensión reales. El cilindro hueco de teflón y la capa entre el metal y el corcho actúan como ventanas dieléctricas para las señales de RF.

## 5.2. El tanque del transformador como cavidad resonante

Para entender cómo se comporta el tanque cuando se producen ondas electromagnéticas en su interior, se puede considerar a éste como una cavidad resonante. En este sentido, se deben estudiar los principios de electromagnetismo, (Balanis, 2012), y su aplicación a tanques de transformadores como en (Tozzi, 2010) y (Robles et al., 2013a). Además, se deben consultar referencias de GIS donde se explica el comportamiento de sus conductos cilíndricos como cavidades resonantes, (Hikita et al., 2007) y (Kaneko et al., 2009a), y cómo afectan éstas a la propagación electromagnética dentro de las mismas.

En electromagnetismo, una guía de onda es cualquier estructura física que



(a) Planta del modelo del tanque.



(b) Perfil del modelo del tanque.

Figura 5.2: Tanque de transformador de dimensiones  $30 \times 30 \times 50$  cm del LINEALT de la UC3M.

conduce ondas electromagnéticas por lo que es muy adecuada para transmitir señales por presentar bajas pérdidas. Una de sus aplicaciones prácticas es la fibra óptica, que puede considerarse como una guía de ondas dieléctrica. Otra aplicación importante son los aceleradores de partículas como el gran colisionador de hadrones (GCH), situado en Ginebra, (Achenbach, 2008).

A partir de las ecuaciones de campo eléctrico y magnético, se puede ver que en una guía de onda se propagan ondas Transversales Magnéticas (TM), con componente longitudinal del campo eléctrico y ondas Transversales Eléctricas (TE), Apartado 5.2.3, con componente longitudinal del campo magnético, (Cheng, 1998). Por otro lado, en una guía de ondas no pueden haber ondas Transversales Electromagnéticas (TEM), puesto que éstas no tienen componentes del campo en la dirección de la propagación ( $E_z=0$  y  $H_z=0$ ).

Cuando una guía de ondas metálica se cierra en sus extremos con un material conductor, se obtiene una cavidad resonante, (Balanis, 2012).

### 5.2.1. Definición

Un tipo de cavidad resonante, puede ser una caja metálica cerrada en la que se propagan ondas estacionarias en su interior para dar unas determinadas frecuencias naturales de resonancia.

Cuando se construye un tanque de transformador las condiciones de di-

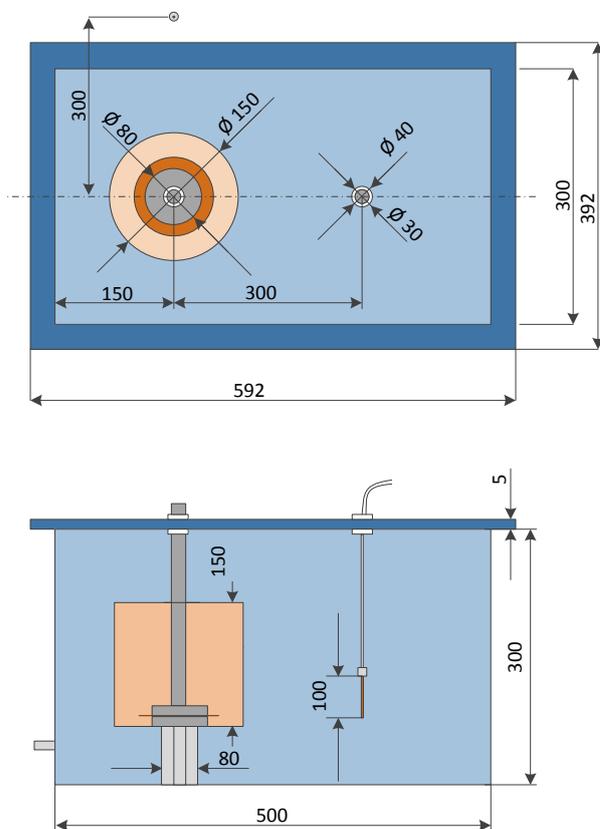


Figura 5.3: Dimensiones del tanque, en mm.

seños son alojar el transformador en las mejores condiciones de seguridad, estanqueidad, refrigeración y funcionamiento óptimo del transformador en su interior. El tanque no tiene como objetivo resonar a unas determinadas frecuencias, sin embargo, por el mero hecho de ser una cavidad metálica cerrada, puesta a tierra, fija unas determinadas frecuencias de resonancia cuando se producen pulsos de alta frecuencia en su interior, (Tozzi, 2010).

### 5.2.2. Cavidad resonante rectangular

Puesto que el tanque de un transformador tiene una estructura rectangular, el estudio se centra en este tipo de cavidad resonante. Considérese una guía de ondas rectangular con los dos extremos cerrados por una pared conductora. Las dimensiones interiores de la cavidad son  $a$ ,  $b$  y  $c$ , como se puede ver en la Figura 5.4. Se elige el eje  $z$  por ser la dirección de propagación. Puesto que existen paredes conductoras en  $z=0$  y  $z=d$ , se generan

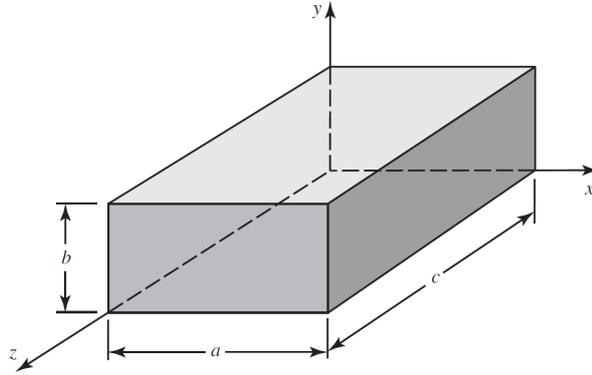


Figura 5.4: Geometría de una cavidad resonante rectangular.

reflexiones múltiples creando ondas estacionarias.

Los modos distintos que tienen la misma frecuencia resonante se denominan modos degenerados. El modo con menor frecuencia resonante, para un tamaño dado de la cavidad, se conoce como modo dominante.

### 5.2.3. Modos $TM_{mnp}$ y $TE_{mnp}$ en cavidades resonantes rectangulares

Las ondas TM no tienen componente del campo magnético en la dirección de propagación,  $H_z = 0$ , pero sí componente del campo eléctrico  $E_z$  distinta de cero. Por otro lado, las ondas TE no tienen componente del campo eléctrico en la dirección de propagación,  $E_z = 0$ , pero sí componente del campo magnético  $H_z$  distinta de cero. Para designar una distribución de onda estacionaria TM y TE, en los ejes  $x$ ,  $y$ ,  $z$  de una cavidad resonante, se emplean los subíndices  $mnp$ , (Cheng, 1998), (Balanis, 2012). Para el cálculo de estos modos, se utiliza la siguiente Ecuación:

$$(f_{rc})_{mnp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (5.1)$$

Donde  $f_{rc}$  la frecuencia de resonancia de la cavidad,  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  la permeabilidad del vacío en Hm/A y  $\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12}$  la permitividad del vacío en F/m.

En la Tabla 5.1 se presenta el resumen los posibles valores que pueden tomar los subíndices  $mnp$  para  $TM_{mnp}$  y  $TE_{mnp}$ .

### 5.2.4. Cálculo de los modos de resonancia

Asumiendo que la longitud máxima del tanque de un transformador corresponde con el eje  $z$  de propagación, el ancho con el eje  $x$  y el alto con el

Tabla 5.1: Valores  $mnp$  para los modos  $TM_{mnp}$  y  $TE_{mnp}$ .

	$m$	$n$	$p$
$TM_{mnp}$ , $m = 0$ y $n = 0$	1,2,3,...	1,2,3,...	0,1,2,...
$TE_{mnp}$ , $p = 0$ , $m$ y $n$ no son ambos igual a cero simultáneamente.	0,1,2,...	0,1,2,...	1,2,3,...

eje  $y$ , entonces se pueden calcular los resultados de las frecuencias de resonancia,  $(f_{rc})_{mnp}$ , según la Ecuación 5.1, para los modos transversal eléctrico,  $TE_{mnp}$ , y transversal magnético,  $TM_{mnp}$ . Se aplica esta ecuación a la geometría del tanque del LINEALT para obtener sus frecuencias de resonancia. Se obtiene la primera frecuencia de resonancia en 583 MHz y se calculan todos los modos de resonancia hasta 2500 MHz, por ser la mayor frecuencia que se puede medir con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con el que se hacen las medidas en el laboratorio. Además, se mide el parámetro  $S_{21}$  de transmisión del tanque para obtener la respuesta en frecuencia de éste y poderse comparar con el resultado de sus modos obtenidos teóricamente. Para la medida, se utiliza el analizador de redes E8364B de Agilent y dos antenas, de esta manera, una inyecta energía en el tanque mediante el barrido en frecuencia que hace el equipo de medida entre 500 MHz y 2500 MHz y la otra, actúa como receptora. En la Figura 5.5 se muestra la disposición de dos monopolos de 10 cm con plano de tierra alojados dentro del tanque a través de sus cavidades superiores circulares.

Por otro lado, se obtiene el Error Relativo (ER) entre el cálculo teórico y la medida de las frecuencias de resonancia. Experimentalmente se excitan casi todos los modos calculados teóricamente, salvo para frecuencias altas. En las Tablas 5.2 y 5.3 se presentan los resultados de las resonancias del tanque para el rango de frecuencias de 500 a 2000 MHz y de 2000 a 2500 MHz, respectivamente. Cuando no existe un modo o no existe medida de una frecuencia de resonancia se representa mediante un guión (-) en la Tabla.

El modo de resonancia dominante se corresponde con los modos transversales  $TE_{011}$  y  $TE_{101}$ , equivalentes al modo dominante  $TE_{10}$  de una guía de onda corta. El modo transversal TM dominante es el modo  $TM_{110}$ . En esta cavidad, estos modos tienen unas frecuencias de 583 MHz y 707 MHz, TE y TM, respectivamente. Cuando se miden con el analizador de redes con los monopolos de 10 cm, se obtiene una medida del primer modo TE en 560 MHz con un ER del 3,89 % y una potencia de -26 dB, en donde el valor negativo indica potencia transmitida. Mientras que para el primer modo TM, se mide una frecuencia de resonancia en 655 MHz con un ER del 7,30 % y una potencia de -41 dB. Éste valor alto de energía recibida, es debido a que el monopolo de 10 cm con plano de tierra, tiene su primera resonancia en 640 MHz, obtenido experimentalmente en el Apartado 3.3.2.3.

Tabla 5.2: Frecuencias de resonancia en el rango de 500 a 2000 MHz del tanque  $30 \times 30 \times 50$  cm del LINEALT de la UC3M.

$(f_{rc})_{mnp}$ (MHz) teórica	TM $_{mnp}$	TE $_{mnp}$	$(f_{rc})_{mnp}$ (MHz) medida	Potencia (dB)	ER (%)
583	-	011, 101	560	-26	3,89
707	110	-	655	-41	7,30
768	111	111	765	-11	0,34
780	-	012, 102	787	-43	-0,83
927	112	112	967	-29	-4,35
1029	-	013, 103	1032	-8	-0,31
1043	-	021, 201	1048	-6	-0,45
1117	120, 210	-	1105, 1122	-6, -35	1,10, -0,42
1144	113	113	1145	-8	-0,11
1157	121, 211	121, 211	1165	-12	-0,71
1165	-	022, 202	1180, 1222	-29, -10	-1,25, -4,86
1268	122, 212	122, 212	1270	-6	-0,16
1299	-	014, 104	1285, 1310	-7, -24	1,09, -0,84
1344	-	023, 203	1348	-5	-0,27
1392	114	114	1402	-13	-0,73
1413	220	-	-	-	-
1434	123, 213	123, 213	1435	-8	-0,05
1445	221	221	-	-	-
1529	-	031, 301	1522	-10	0,43
1535	222	222	1540	-15	-0,31
1561	-	024, 204	1552, 1560	-10, -6	0,57, 0,06
1580	130, 310	015, 105	1578, 1590	-7, -6	0,13, -0,63
1608	131, 311	131, 311	1602	-8	0,39
1614	032, 302	-	1620	-17	-0,34
1639	124, 214	124, 214	1628, 1635	-15, -10	0,67, 0,24
1657	115	115	1658	-11	-0,05
1675	225	225	1665	-6	0,61
1690	132, 312	132, 312	1688	-23	0,12
1748	-	033, 303	1778	-34	-1,71
1802	230, 320	025, 205	-	-	-
1818	133, 313	133, 313	-	-	-
1826	231, 321	231, 321	1842	-14	-0,86
1853	224	224	1842	-14	0,62
1867	-	016, 106	1860	-43	0,37
1870	125, 215	125, 215	-	-	-
1899	232, 322	232, 322	1902	-12	-0,17
1920	-	034, 304	-	-	-
1933	116	116	1932	-23	-0,03
1984	134, 314	134, 314	1948, 1978	-38, -49	1,79, 0,28

Tabla 5.3: Frecuencias de resonancia en el rango de 2000 a 2500 MHz del tanque  $30 \times 30 \times 50$  cm del LINEALT de la UC3M.

$(f_{rc})_{mnp}$ (MHz) teórica	TM <sub>mnp</sub>	TE <sub>mnp</sub>	$(f_{rc})_{mnp}$ (MHz) medida	Potencia (dB)	ER (%)
2014	233, 323	233, 323	2002, 2010	-50, -43	0,57, 0,18
2021	-	041, 401	2042	-38	-1,04
2058	-	026, 206	-	-	-
2060	140, 225, 410	225	-	-	-
2082	141, 411	141, 411	2078	-19	0,18
2087	-	042, 402	-	-	-
2117	126, 216	126, 216	2108, 2130	-17	0,45
2120	330	035, 305	2120, 2130	-22, -14	-0,01, -0,48
2141	331	331	-	-	-
2146	142, 412	142, 412	2145	-16	0,03
2157	-	107, 017	-	-	-
2164	234, 324	234, 324	-	-	-
2178	135, 315	135, 315	2172	-17	0,27
2192	-	043, 403	2190	-16	0,08
2203	332	332	-	-	-
2214	117	117	2212	-13	0,10
2235	240, 420	-	2238	-23	-0,16
2248	143, 413	143, 413	2250	-18	-0,09
2255	241, 421	241, 421	-	-	-
2288	226	226	2280	-13	0,33
2303	333	333	-	-	-
2314	242, 422	242, 422	2310	-13	0,15
2324	-	027, 207	2325	-15	-0,03
2331	-	044, 404	-	-	-
2341	-	036, 306	-	-	-
2344	235, 325	235, 325	-	-	-
2377	127, 217	127, 217	2368, 2375	-13, -15	0,40, 0,10
2384	144, 414	144, 414	-	-	-
2394	136, 316	136, 316	-	-	-
2409	243, 423	243, 423	2412	-20	-0,14
2436	334	334	-	-	-
2450	-	018, 108	-	-	-
2498	340, 430	045, 405	-	-	-
2500	118	118	-	-	-

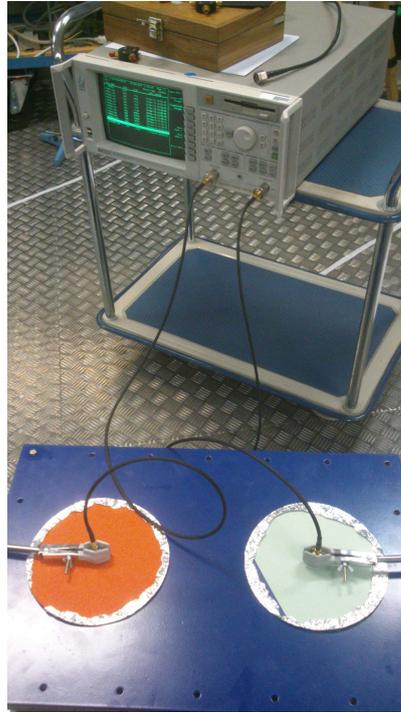


Figura 5.5: Disposición de la medida de parámetros  $S_{21}$  del tanque de LINEALT medido con el analizador de redes E8364B y dos monopolos de 10 cm con plano de tierra en las cavidades superiores circulares del tanque.

Como se ve en la Tabla 5.3, experimentalmente, no se excitan todos los modos de la cavidad resonante para frecuencias mayores de 2331 MHz. Asumiendo que el generador de redes emite la misma energía para todas las frecuencias, entonces, la antena emisora o receptora, no son capaces de excitar estas frecuencias dentro del tanque. Sin embargo, para frecuencias menores, el tanque es capaz de resonar en la mayor parte de los modos calculados teóricamente, Tabla 5.2.

### 5.2.5. Medida de la cavidad resonante

En la Figura 5.6 se muestra el parámetro  $S_{21}$  medido con el analizador de redes y los monopolos de 10 cm con plano de tierra. La disposición de las antenas y el analizador son las que se muestran en la Figura 5.5. Los resultados de estas medidas se presentan en las columnas de  $(f_{rc})_{mnp}$  (MHz) medida y Potencia (dB) en las Tablas 5.2 y 5.3 anteriores.

Al medir los modos de resonancia del tanque se encuentran, principalmente, dos factores que afectan a su resultado. El primero, son los propios modos que se pueden excitar en él, para poder obtenerlos, se hace un barrido en frecuencia con el analizador de redes hasta el valor deseado, 2500 MHz.

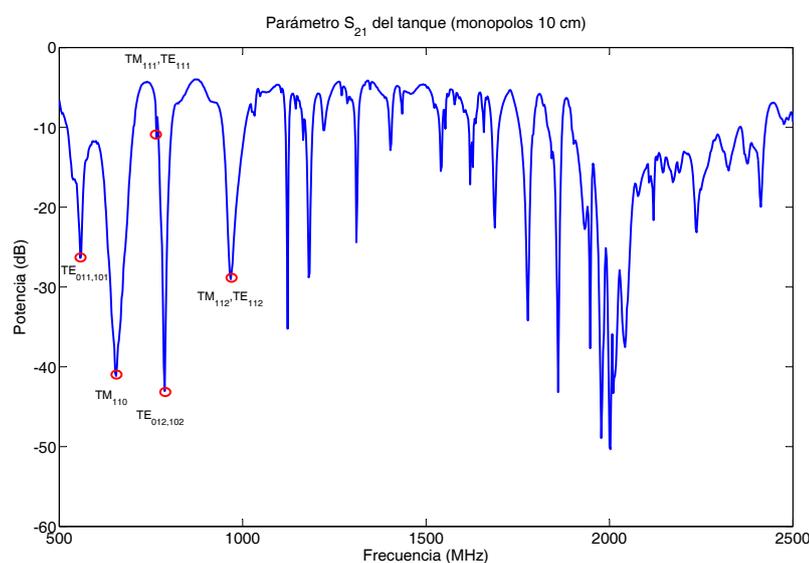


Figura 5.6: Parámetros  $S_{21}$  medidos en la cuba entre 500—2500 MHz con monopolos de 10 cm con plano de tierra.

La segunda, es la respuesta en frecuencia de la antena utilizada, que debería estar adaptada para todo el rango de medida requerido. Sin embargo, el tamaño del hueco para alojar la antena en el tanque y la geometría del mismo, no permiten emplazar una antena que cumpla estos requisitos, porque se necesitaría una antena como, por ejemplo, la logarítmico-periódica. Por cuestiones de tamaño, se hace uso de una antena monopolo.

Debido a que no se puede emplear una antena completamente adaptada en toda la banda de frecuencia de interés, se hace un estudio adicional con una antena desadaptada. De esta manera, los modos que se obtengan, serán aquellos que se excitan con mayor energía en el tanque. Para determinar estas frecuencias de resonancia dominantes, se han utilizado dos monopolos de 1 cm. Estas antenas tienen su primera frecuencia de resonancia en 7,5 GHz, muy por encima del rango en el que se miden los modos excitados, 560—2409 MHz. Al realizar estas medidas, se ha comprobado que sólo aparece energía por debajo de 1000 MHz. En la Figura 5.7, se muestran los parámetros  $S_{21}$ , obtenidos con los monopolos de 1 cm con plano de tierra, en el rango de 500 a 1000 MHz. Como se ve en esta Figura, sólo se excitan tres frecuencias: 579 MHz, 748 MHz y 901 MHz correspondientes a los modos  $TE_{011}$  y  $TE_{101}$ , la primera,  $TE_{111}$  y  $TM_{111}$ , la segunda y  $TE_{112}$  y  $TM_{112}$ , la tercera. Luego, estos modos, medibles también con los monopolos de 10 cm, son los dominantes.

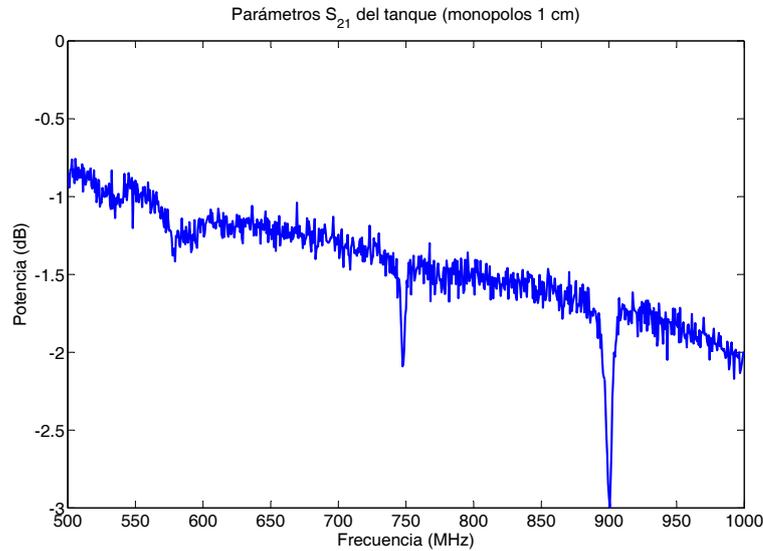


Figura 5.7: Parámetros  $S_{21}$  medidos en la cuba entre 500—1000 MHz con monopolos de 1 cm con plano de tierra.

### 5.2.5.1. Cavidades circulares en las paredes del blindaje

En el modelo del tanque pueden salir emisiones electromagnéticas por las aberturas de estos, tales como, las juntas de apriete de la tapa o sus cavidades circulares, Figura 5.3.

Para conocer la frecuencia de las emisiones fugadas a través de estas aberturas, es necesario estudiar las ecuaciones de los modos de propagación a través de cavidades circulares, y con ellas se puede determinar su frecuencia de corte, (Ramo et al., 1994), (Casper et al., 1988). Estas cavidades circulares actúan como un dipolo de longitud  $l$  que emite a una frecuencia  $f_0$  según las Ecuaciones 5.2 y 5.3.

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_{corte}} \quad (5.2)$$

$$\lambda_{corte} = \frac{3,41l}{2} \quad (5.3)$$

Donde  $l$  es el tamaño del dipolo de longitud equivalente al diámetro de la cavidad.

Como el tanque del LINEALT tiene dos ventanas dieléctricas circulares de diámetro 3 cm, la radiación que estas permiten salir hacia fuera de la cuba tienen una frecuencia de 5,9 GHz, por lo que, en teoría, las señales dentro del tanque con frecuencias menores, no deberían salir hacia el exterior y no

ocurre así. Estudios posteriores, como los del Apartado 6.7, muestran que es posible medir la emisión de DPs que ocurren en el interior del tanque con una antena desde fuera, para frecuencias por debajo de 5,9 GHz.

### 5.3. Conclusiones

En las medidas experimentales con el modelo de tanque del transformador, se obtienen la mayoría de las frecuencias teóricas propias de una cavidad resonante rectangular de sus mismas dimensiones. Para estudiar únicamente el efecto que el tanque tiene sobre la propagación de las DPs, se utilizará, para la medida de las descargas con antenas, el modelo del tanque sin llenarse de aceite ni situando un núcleo magnético y bobinado en su interior, propios de un transformador real. Dentro, se espera medir la onda directa de la descarga, así como los pulsos reflejados en las paredes del blindaje que dan origen a sus frecuencias de resonancia. Fuera, se pretende recibir contenido de potencia para las frecuencias con mayor energía, que pueden provenir de las componentes propias del tipo de objeto de ensayo, como de las frecuencias de resonancia que permita la cavidad.



## Capítulo 6

# Medidas experimentales

*No podemos resolver nuestros problemas  
con la misma forma de pensar que  
usamos cuando los creamos.*

Albert Einstein.

### **RESUMEN:**

En este capítulo se explican los diferentes objetos de ensayo y el montaje utilizado para la caracterización de los pulsos emitidos por las DPs. Se profundiza en los resultados experimentales obtenidos en un estudio de selección entre cinco tipos de antenas: tres monopolos, de 5 cm, de 10 cm de longitud y un zigzag, y dos antenas de banda ancha: Vivaldi y logarítmico-periódica. Además, se comparan los resultados obtenidos con un monopolo de 10 cm y la antena Vivaldi con respecto a la adquisición del analizador de espectros comercial PDS-100. Por otro lado, se analiza el efecto sobre la potencia recibida de las DPs cuando se miden simultáneamente con cuatro monopolos de 10 cm en diferentes disposiciones. Finalmente, se estudia el efecto del blindaje del modelo del tanque del transformador descrito en el Capítulo 5, en la medida de DPs.

### **6.1. Objetos de ensayo**

En este apartado se describen los objetos que se han utilizado para asegurar la repetibilidad en la generación de DPs internas, superficiales y corona.

#### **6.1.1. Objetos de ensayo de DPs internas**

Las descargas internas ocurren en huecos de los sistemas aislantes con baja rigidez dieléctrica. Debido a su actividad, en estos puntos débiles se

puede provocar una rotura local y una posterior descarga total, llevando al fallo al activo eléctrico. Las DPs internas son las más dañinas y su detección es imprescindible para llevar a cabo un correcto mantenimiento basado en la condición del equipo eléctrico. Con el propósito de obtener este tipo de DPs, se fabrican objetos de ensayo para estudiar su comportamiento. La generación de DPs en aislantes sólidos puede ser una labor difícil debido a que la realización de vacuolas, por ejemplo en epoxi, requiere elevar su temperatura e inyectarles burbujas de aire a través de una aguja. Como inconvenientes añadidos, se encuentra que no es posible controlar la geometría del hueco y, además, la aguja siempre deja un camino de retorno en el material. Como solución a estos problemas, se utiliza la idea de segmentar al aislante sólido en láminas, perforando las que se encuentran en la parte intermedia para generar imperfecciones cilíndricas en el aislamiento. Cada una de estas capas hay que recortarla con la misma forma para que quepa dentro de la vasija de aceite en la que se aloja y se han de pegar para que cuando se realice el agujero quede alineado. Por último, cuando se realiza la vacuola, la aguja deja una rebaba que hay que retirar del material.

El primer objeto de ensayo realizado se aloja dentro de una vasija de cristal con base de acero que, posteriormente se conectará a tierra. Este recipiente, contiene aceite dieléctrico mineral Nytro Taurus, utilizado en transformadores de alta potencia, cuyas características nominales son una tensión de rotura  $>70$  kV, según IEC 60156, y temperatura de inflamación de  $135$  °C, según ISO 2719. Cabe mencionar, que el aceite ha sido previamente utilizado y ha estado expuesto al aire, por lo que su humedad puede variar y esto puede reducir su nivel de tensión de rotura. Dentro de la vasija, se disponen 11 capas de aislante sobre las que se pone un electrodo de acero al que se conectará un cable para aplicarle tensión en los ensayos. En la Figura 6.1a se presentan las cotas de este electrodo. Las capas de aislante son laminados flexibles de Nomex, Triplex F-20.08 del fabricante de aislantes eléctricos *Royal-Diamond*, Figura 6.1b. Este material, es una lámina recubierta, por ambas caras con fibras de poliéster (permitividad relativa  $\epsilon_r=2,9$ ) y, posteriormente, impregnadas con un barniz de alta resistencia térmica ( $200$ °C). En su aplicación práctica, se inserta en bobinados de transformadores, motores y generadores sometidos a altas exigencias mecánicas, dieléctricas y térmicas. Cada una de las 11 capas, tiene un espesor de  $0,35$  mm y es capaz de soportar hasta  $155$ °C y  $54,28$  kV/mm. Las 3 capas centrales se perforan con una aguja para crear una pequeña cavidad cilíndrica de  $1$  mm de diámetro y una longitud de  $1,05$  mm. Además, el conjunto se dispone dentro de una bolsa de plástico y se le quita el aire con una máquina de vacío, Apéndice B.9. De esta manera, se garantiza que en esta vacuola la constante dieléctrica, que es la del vacío, es menor que la del material aislante y, por lo tanto, es en donde las DPs internas pueden ocurrir a niveles de tensión relativamente reducidos.

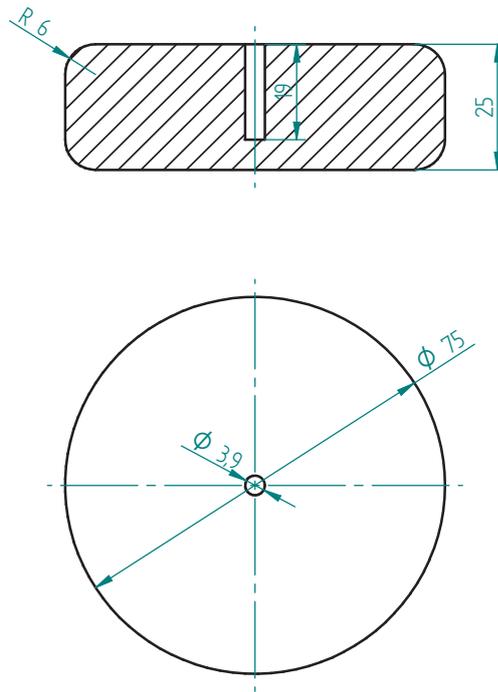
El segundo objeto genera DPs internas en una oquedad artificial hecha en metacrilato. Este material es una resina acrílica termoplástica, dura (su resistencia a la rotura es siete veces superior a la del cristal para el mismo espesor y su resistencia al impacto Charpy es de 15 KJ/m<sup>2</sup> según ISO 179 1/D), transparente, ligera (densidad de 1,19 g/cm<sup>3</sup> según DIN 53479), con buena resistencia térmica (temperatura de ignición de 430 °C según DIN 51794), y al mismo tiempo, aislante acústico (atenuación de 26—32 dB para espesores de 4—10 mm, DIN VDE 0303-3) y aislante eléctrico (constante dieléctrica  $\epsilon_r=3,4$  y rigidez dieléctrica de 30 kV/mm en probeta de 1 mm de espesor). Además, es un material termoconformable en caliente y se selecciona por ser fácil de mecanizar, permitiendo llevar a cabo taladros en él. Para realizar este objeto de ensayo, se fabrican dos discos de metacrilato de 13 cm de diámetro y 0,3 cm de espesor unidos mediante tornillos de nailon y se les hace el vacío, Figura 6.2a, para evitar que la cavidad quede ocupada por líquido cuando se sumerjan en una vasija con aceite de transformador. Estas dos piezas tienen un avellanado en su centro y, al unirse, forman una vacuola cilíndrica de diámetro 0,3 cm y 0,1 cm de longitud, Figura 6.2b. En esta vacuola, se producirán las DPs internas cuando se someta a una determinada tensión.

### 6.1.2. Objetos de ensayo de DPs superficiales

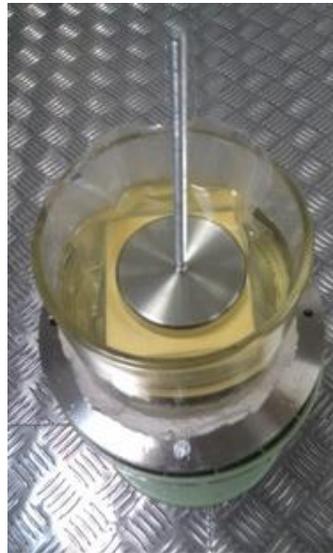
Son descargas que aparecen entre dos dieléctricos, habitualmente entre aislante y aire. La contaminación o humedad, por ejemplo, en cadenas de aisladores, pueden acelerar el proceso que provoca este tipo de descargas, pudiendo llevar, incluso, a un fallo por cortocircuito entre la línea en tensión y la torre puesta a tierra. Por ejemplo, cuando se producen DPs en los aisladores de las fases que alimentan a un transformador, éstas pueden provocar una descarga total entre la línea y el tanque, sacando al equipo de servicio.

El primer objeto, genera DPs superficiales perpendiculares al campo eléctrico, en la dirección horizontal de una lámina de polietileno de 1 mm, sustentada sobre tierra, cuando se aplica alta tensión al electrodo, Figura 6.1a, situado encima de ella, Figura 6.3. El polietileno, es un polímero simple, altamente resistente (resistencia al impacto Charpy de >80—140 KJ/m<sup>2</sup> según DIN 53453), muy ligero (densidad de 0,93 g/cm<sup>3</sup> según DIN 53479), con buena resistencia térmica (temperatura máxima de trabajo 80 °C), con mínima absorción de agua (<0,01 %) y aislante eléctrico (constante dieléctrica  $\epsilon_r=2,26$  y rigidez dieléctrica de 18,9—21,7 kV/mm). Tiene unas excelentes propiedades de deslizamiento con materiales como el aluminio, hierro, cobre y otros plásticos, algunas de sus aplicaciones son como aislante en cables submarinos y en instalaciones de radar.

También, se utiliza un par trenzado de hilo de cobre, *Pulse Shield SD*, esmaltado, Figura 6.4a, del fabricante *Rea Magnet Wire Company*. Su esmalte está formado por una capa de aislamiento de resina modificada de poliamida-

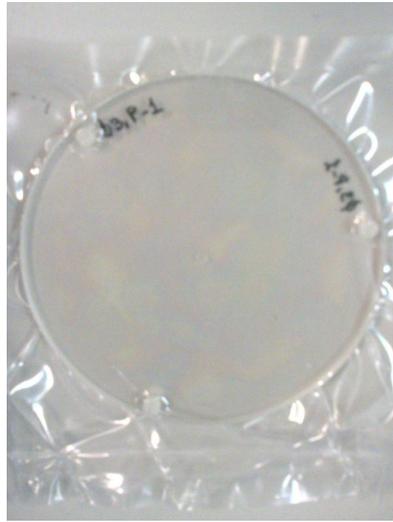


(a) Electrodo de acero

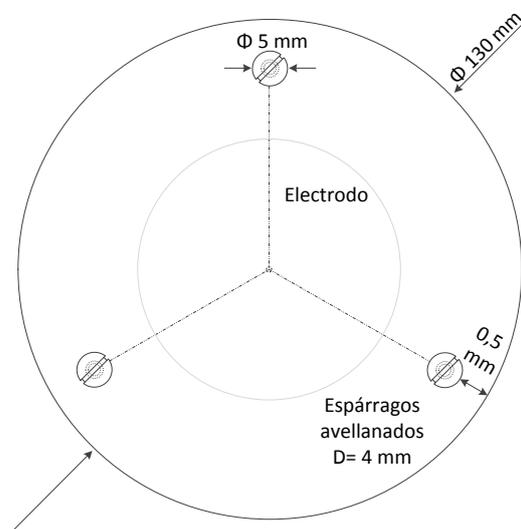
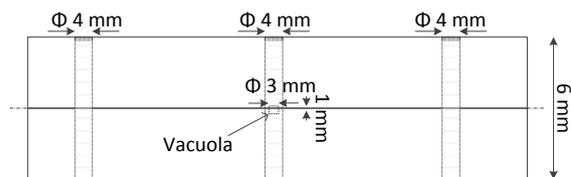


(b) Papel Nomex 4—3—4 sumergido en aceite

Figura 6.1: a) Electrodo de acero y b) objeto de ensayo de DPs internas.



(a) Disco envasado al vacío



(b) Esquema del disco

Figura 6.2: Disco de metacrilato de  $\Phi=130$  mm y  $e=6$  mm para generar DP's internas.



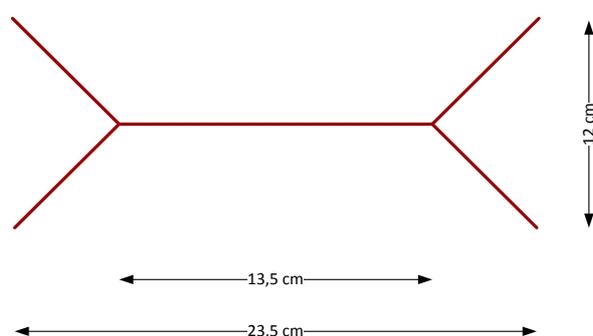
Figura 6.3: Lámina de polietileno sobre la que se generan DPs superficiales.

imida (constante dieléctrica  $\epsilon_r=3,2$  y rigidez dieléctrica  $>21$  kV/mm) y, una sobre capa, de poliéster modificado (THEIC) trishidroxietilo de isocianurato (constante dieléctrica  $\epsilon_r=3,2$  y rigidez dieléctrica  $>60$  kV/mm), el conjunto tiene un espesor de 1 mm (según el grado de aislamiento, se pueden encontrar valores entre 0,3—5 mm, IEC 60317-18) y pueden soportar temperaturas de trabajo hasta 220 °C, con un tiempo de vida de 20000 horas y niveles de tensión hasta su rotura de 5,7—11 kV.

Por último, se generan DPs superficiales sobre un aislador pasatapas de porcelana (permitividad relativa,  $\epsilon_r=6$ , si su superficie no está contaminada, y constante dieléctrica 5 kV/mm), Figura 6.5a, habitualmente utilizado en transformadores de media tensión, cuyas dimensiones se representan en la Figura 6.5b. Éste, tiene como función aislar eléctricamente las fases que alimentan al transformador, conectadas a tensión, de la carcasa del tanque, puesta a tierra. Con el fin de forzar la aparición de corrientes superficiales en su línea de fuga, se contamina con una solución salina. La línea de fuga es la distancia más corta entre partes conductoras sobre una superficie aislante y, en un aislador, es la longitud máxima de todo su contorno cerámico, desde su parte superior a la inferior. Cuando se contamina el pasatapas, se reduce su línea de fuga, la distancia que tiene que recorrer la corriente es menor y, en consecuencia, es más probable que se produzca una descarga total. Algunos de los agentes que contaminan estos elementos son el polvo, heces de aves, lluvia, hielo y, en disposiciones cercanas al mar, el ambiente húmedo y salino. En los emplazamientos con alta probabilidad de contaminación, la posible actividad de este tipo de descarga puede ser crítica y, su medida, debe ser tomada en cuenta.



(a) Par trenzado



(b) Dimensiones del par trenzado

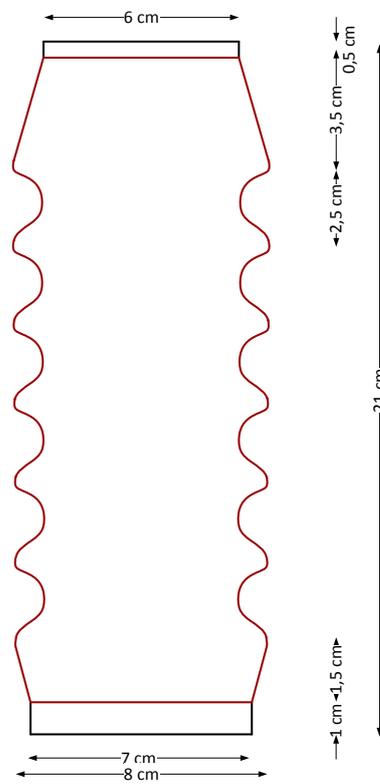
Figura 6.4: DPs superficiales en a) par trenzado y b) sus dimensiones.

### 6.1.3. Objetos de ensayo de DPs corona

Las DPs tipo corona, se producen en zonas metálicas afiladas sometidas a tensión y pueden darse en los equipos eléctricos en aire, o dieléctricos líquidos como aceite sometidos a un fuerte campo eléctrico. Para lograr DPs corona se utilizan dos objetos de ensayo, el primero, es una configuración punta-plano, Figura 6.6. El electrodo redondeado de su parte superior, evita la aparición de descargas en este punto cuando se conecta a alta tensión. En este caso, se coloca una aguja de 0,1 cm de diámetro a 2 cm de un plano de tierra metálico, Figura 6.7. El plano metálico se cubre con una lámina flexible de Nomex para prevenir de una descarga total entre la punta y el plano. El segundo, es un cable de cobre, de 0,2 cm de diámetro, con tres puntas afiladas como el de la Figura 6.8 situado a 10 cm del suelo. La utilización de las tres puntas, favorece la aparición y una mayor actividad de DPs.



(a) Aislador



(b) Dimensiones del aislador

Figura 6.5: DP's superficiales en a) aislador y b) sus dimensiones.

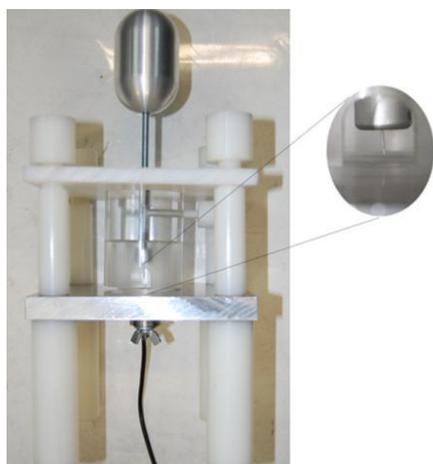


Figura 6.6: Objeto de ensayo para generar DPs corona

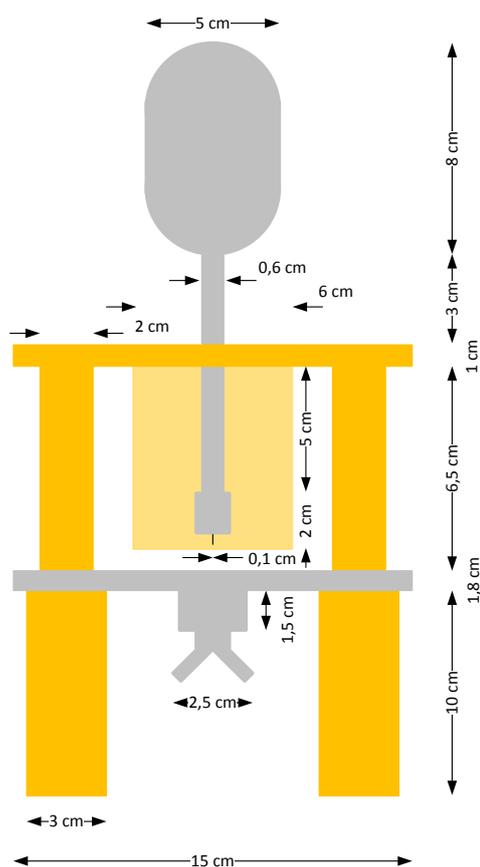


Figura 6.7: Dimensiones del objeto de ensayo punta-plano.



Figura 6.8: Objeto de ensayo para generar DPs corona en cable de cobre.

## 6.2. Montaje experimental

### 6.2.1. Montaje indirecto de IEC 60270 y medida no convencional con antenas

En el estándar IEC 60270 se describen dos tipos de circuitos para la medida de DPs, el directo y el indirecto, descritos en el Capítulo 2. La normativa permite la utilización de ambos circuitos, sin embargo, en el circuito directo la impedancia de medida se conecta en serie con el objeto de ensayo y en caso de fallo del aislante, queda expuesta a la tensión aplicada, lo que pone en riesgo a los equipos de medida y a las personas. Por esta razón, el circuito más recomendable y utilizado para garantizar la seguridad es el indirecto. Se utiliza este montaje para comprobar el tipo de DPs medido. La corriente desplazada por la descarga circula hacia la rama capacitiva que ofrece un camino de baja impedancia para las señales de alta frecuencia, en donde se conecta una impedancia de medida,  $Z_m$ , para adquirir los pulsos de DPs, (Lemke et al., 2008). Todos los elementos utilizados se muestran en la Figura 6.9. Para este montaje, se emplea una fuente de alta tensión, formada por un transformador *Schleich* regulable hasta 18 kV, conectada con un módulo de control de tensión GLP1-e HV. La salida de la fuente de alta tensión se conecta a un condensador de acoplamiento de 1 nF, en paralelo con el objeto de ensayo. Su parte superior, a la que se conecta la alta tensión, tiene forma redondeada para evitar tener DPs en este punto. En cuanto a su sensibilidad, si se reduce su capacidad aumenta su impedancia, por tener una relación inversamente proporcional,  $Z_k = 1/j\omega C_k$ , y puede disminuir la corriente hacia el equipo de medida por circular más corriente por la rama del objeto de ensayo. Por otro lado, es necesario identificar los patrones PRPD de manera convencional y corroborar el tipo de DP (internas, superficiales o corona) que se tiene según el tipo de ensayo, para lo que se utiliza un sistema de adquisición de DPs comercial *Techimp PDCheck* del LINEALT. La entrada a este sistema viene de un HFCT que mide los pulsos de corriente del objeto de ensayo a través del camino de puesta a tierra del condensador. En un ordenador, se adquieren las DPs con la aplicación informática *PDBase*, del mismo fabricante, que permite procesar las señales. Esta herramienta, clasifica los pulsos utilizando el patrón PRPD y el mapa T-F, muestra los

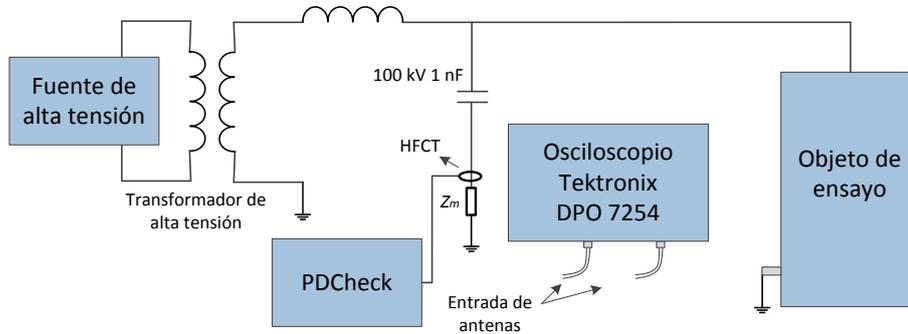


Figura 6.9: Montaje para la medida de DPs.

valores estadísticos más significativos de las descargas y permite identificar, mediante un algoritmo interno de lógica difusa, el tipo de pulso, por ejemplo, corona, superficial, interna y ruido.

Simultáneamente a la identificación de los patrones PRPD mediante el montaje convencional, se llevan a cabo las medidas en RF con antenas, explicadas en el Capítulo 2. Para la adquisición de las señales UHF emitidas por las DPs se utiliza un osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 de cuatro canales a los que se conectan las antenas a través de cables coaxiales, de 5 m de longitud, con conectores BNC. Las características de todos estos equipos se recogen en el Apéndice B.

### 6.3. Campo lejano y cercano

Las características de campo se determinan por la fuente emisora, el medio alrededor de la misma, y la distancia entre ésta y el punto de observación. Cerca de la fuente, las propiedades de campo vienen definidas por su diagrama de radiación, lejos, las características de campo dependen, principalmente, del medio a través del cual se propagan las ondas electromagnéticas, (Ott, 2009). En la práctica, la medida de señales en RF se ha de realizar en campo lejano, para que todas las características de la antenna sean conocidas.

El espacio alrededor de una antena, Figura 6.10, se subdivide habitualmente en tres regiones, (Balanis, 2005).

- La región reactiva de campo cercano ( $r < R_1$ ). Para dipolos muy pequeños se asume que la frontera existe a una distancia  $\lambda/2\pi$  de la fuente emisora. Las componentes de campo reactivo del campo eléctrico predominan sobre las componentes de campo radiado.

- La región radiada de campo cercano (Fresnel) ( $R_1 < r < R_2$ ). Se localiza entre la región reactiva de campo cercano y la región de campo lejano. Domina el campo radiado, pero es muy dependiente de la distancia

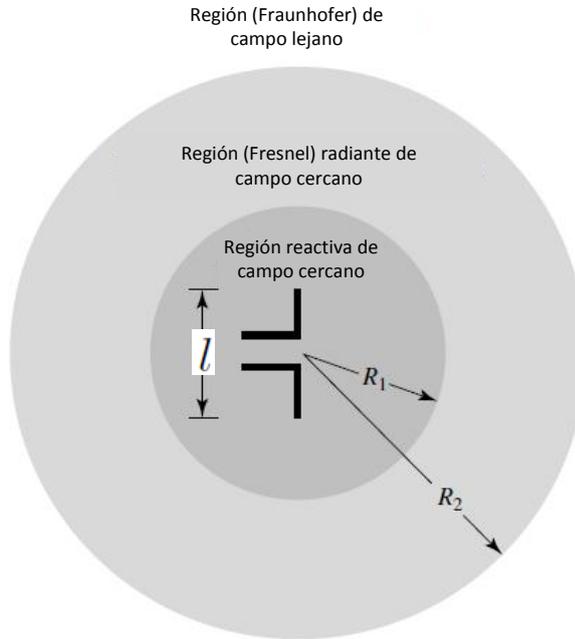


Figura 6.10: Regiones de campo de una antena, (Balanis, 2005).

de la fuente y del ángulo de observación.

- La región de campo lejano (Fraunhofer) ( $r > R_2$ ). Donde la distribución de campo es independiente de la distancia al emisor. Para una antena, se asume que el diagrama de radiación se calcula en esta región.

Si se supone una antena dipolo emisora en el espacio libre, con una dimensión longitudinal máxima  $l$ , las condiciones de frontera para una longitud de onda  $\lambda$  dada, siguen las Ecuaciones 6.1, para estar dentro del campo cercano reactivo, y la 6.2, cuando se está en campo lejano.

$$R_1 = 0,62\sqrt{\frac{l^3}{\lambda}} \quad (6.1)$$

$$R_2 = \frac{2l^2}{\lambda} \quad (6.2)$$

Para asegurar que se está en campo lejano, además de la Ecuación 6.2, habitualmente, se fijan dos restricciones adicionales:

$$R_2 \gg l \quad (6.3)$$

$$R_2 \gg \lambda \quad (6.4)$$

A modo de ejemplo, se calcula el campo lejano para el sistema compuesto por la fuente emisora de DPs en la configuración de papel Nomex y un

monopolo de 10 cm. Como la distancia a calcular depende de la longitud, se toma la de la antena monopolo de 10 cm que por ser mayor es más restrictiva que la de vacuola,  $l=1,05$  mm. En primer lugar, se considera la relación  $\lambda = \frac{c}{f_r}$  para la primera frecuencia de resonancia de la antena que está en 750 MHz, luego  $\lambda = \frac{c}{f_r} = \frac{3 \cdot 10^8}{750 \cdot 10^6} = 40$  cm y sustituyendo en la Ecuación 6.2 se obtiene:  $R_2 = 2(10 \cdot 10^{-2})^2 / \lambda = 5$  cm. Sin embargo, para este caso las Ecuaciones 6.3 y 6.4 son más restrictivas que la 6.2 y se ha de fijar un valor de, al menos,  $2\lambda$  para que se cumplan, teniendo que disponer las antenas a una distancia por encima de 80 cm, a partir de la cual la antena se sitúa en campo lejano y son aplicables las ecuaciones de sus parámetros, explicados en el Capítulo 3.

## 6.4. Selección de antenas

En esta sección, se estudia la elección de las antenas más apropiadas para la medida de DPs. Para ello, se van a emplear los cinco tipos de antenas: monopolos de 5 cm, 10 cm y zigzag, y dos antenas de banda ancha, Vivaldi y logarítmico-periódica cuyas principales características se encuentran en el Capítulo 3. Debido al amplio número de figuras de las medidas experimentales para la selección de antenas, se recopilan al final de la sección. Para el papel Nomex se buscará el valor de potencia pico máximo y se comparará para cada antena. Este análisis está enfocado al estudio del comportamiento del sensor en una banda estrecha de frecuencia y desde un punto de vista de Ingeniería de Telecomunicaciones. Este estudio se realiza para un único objeto de ensayo puesto que ofrece mayor información el segundo análisis. Debido a que la medida de DPs requiere un estudio en un rango amplio de frecuencias, se estudiará el valor acumulado de potencia en determinadas bandas de frecuencia y será el utilizado para la selección de las mejores antenas para cada tipo de DP medida.

### 6.4.1. Antenas para la caracterización de DPs

Las antenas monopolo son soluciones muy económicas y de construcción sencilla que permiten una sintonización de banda estrecha en torno a una o varias frecuencias, según sus parámetros en reflexión  $S_{11}$ , y para mejorar su adaptación, se utiliza un plano de tierra en su base. Los resultados experimentales dan, para la antena monopolo de 5 cm de longitud, su primera frecuencia de resonancia en 1300 MHz, las resonancias del monopolo de 10 cm de longitud están en 640 MHz, 1730 MHz y 2150 MHz y para el zigzag en 530 MHz, 1467 MHz y 2342 MHz, Figura 3.15. En el Apartado 3.2.12 se definen estos parámetros y en el Apartado 3.3 se presenta, en particular, su estudio teórico y su medida para todas antenas.

Por otro lado, la logarítmico-periódica y la Vivaldi, al ser antenas de

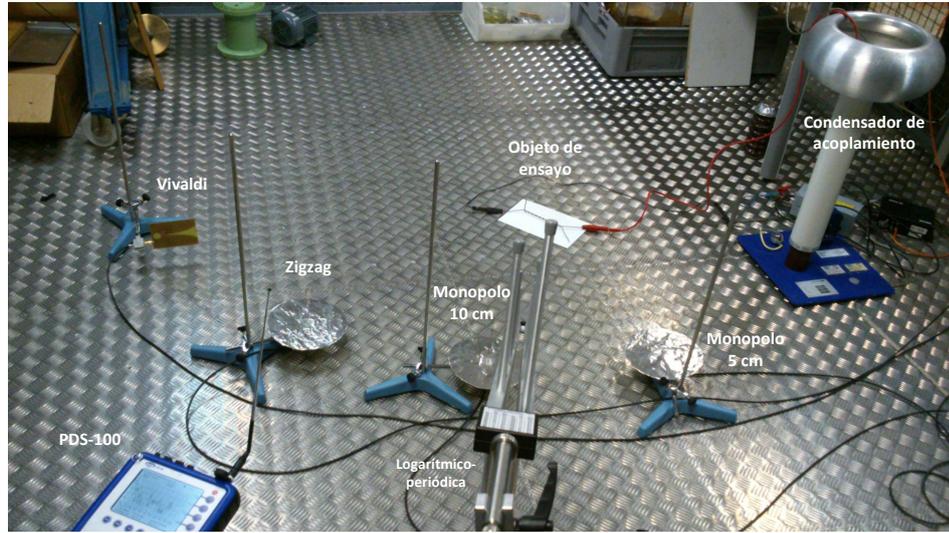


Figura 6.11: Configuración del posicionamiento de las cinco antenas, el PDS-100, el objeto de ensayo de DPs y el condensador de acoplamiento en paralelo con éste.

banda ancha, permiten medir las DPs en un rango de frecuencias más amplio que los monopolos. Por un lado, la logaritmico-periódica comercial UHALP 9108A utilizada está adaptada entre 250—2000 MHz y 2500—3000 MHz, Figura 3.18. En el Apartado 3.3.3 se presenta la medida de su parámetro  $S_{11}$ . Para la Vivaldi, su respuesta está centrada en torno a 2000 MHz y su adaptación se da para el rango de frecuencias de 1280—3700 MHz y en el Apartado 3.3.4 se puede consultar la medida de su parámetro  $S_{11}$ .

Las antenas se disponen a la misma distancia del objeto de ensayo, y la salida de sus cables coaxiales se conectan al osciloscopio. La logaritmico-periódica, al igual que los monopolos, se sitúa con los dipolos que la constituyen perpendiculares a la tierra, acorde al máximo de su diagrama de radiación. En cuanto a la Vivaldi, se sitúa apuntando al objeto de ensayo, según el máximo de su diagrama de radiación. Para entender mejor la orientación elegida para la medida con estas antenas, se atiende a lo descrito en el Apartado 3.3, en donde se presentan sus diagramas de radiación y, como ejemplo, en la Figura 6.11 se muestra la disposición de las antenas a 1,5 m de un objeto de ensayo.

#### 6.4.2. Proceso de medida

Se realizan campañas de medida de 50 pulsos adquiridos a 5 GS/s con una ventana de tiempo de 1  $\mu$ s en los canales del osciloscopio donde están conectadas las antenas. Primero, se captura el ruido del laboratorio y, posteriormente, la actividad de DPs para cada objeto de ensayo. En esta

Tabla 6.1: Características eléctricas de los objetos de ensayo utilizados. Donde  $k_d$  es la rigidez dieléctrica del material aislante.

Objeto de ensayo	$k_d$ (kV/mm)	$\epsilon_r$	$v_i$ (kV)	$v_a$ (kV)
Papel Nomex	54,28	2,9 (poliester)	9	13
Metacrilato	30	3,4	11,5	14
Lámina polietileno	18,9—21,7	2,26	1,3	1,6
Par trenzado THEIC	60	3,2	0,65	0,76
Aislador porcelana	5—6,5	6	10	12
Punta-plano (Nomex)	54,28	2,9 (poliester)	3	3,5
Cable cobre (aire)	3	1	5	9

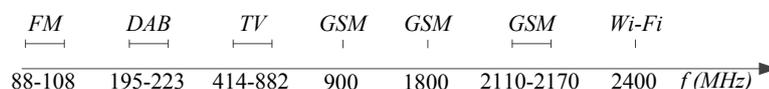


Figura 6.12: Bandas de frecuencia del ruido electromagnético.

adquisición, se eleva la tensión por encima de la de aparición de DPs,  $v_i$ , hasta fijar la tensión aplicada,  $v_a$ , Tabla 6.1, y se realiza la medida pasados 10 minutos para asegurar una actividad estable de emisión de DPs. Todas las adquisiciones se han sincronizado con la señal recibida por el monopolo de 10 cm. En el Apéndice A se presenta y explica el programa para el procesado de todas las medidas.

### 6.4.3. Medidas del ruido

Cuando se adquieren señales en RF, en el rango de VHF y UHF, se pueden medir bandas como la radio FM, televisión digital, telefonía móvil GSM, y señal Wi-Fi. Puesto que el fin es la adquisición de DPs, y estas emisiones perturban la medida, a estas señales se denominarán fuentes de ruido electromagnético y las bandas de frecuencia en las que se encuentran se recogen en la Figura 6.12.

El primer paso para la medida de DPs es la caracterización del ruido, adquiriendo señales cuando no hay actividad de descargas. Una vez obtenido con todas las antenas, se calcula el promedio de su potencia espectral mediante el uso del programa del Apéndice A, en el que se especifican todos los pasos a seguir en el procesado de las señales registradas.

Los resultados del espectro del ruido para las antenas monopolo y para las de banda ancha, Vivaldi y logarítmico-periódica, se presentan en la Figura 6.13, mostrando, como ejemplo, los valores máximos de potencia más representativos para el monopolo de 5 cm, y las bandas de frecuencia de la Figura 6.12 sobre el espectro del ruido de la antena logarítmico-periódica. Así mismo, en la Tabla 6.2 se muestran los valores de pico máximos para

Tabla 6.2: Pico de potencia máximo medido con las cinco antenas para cada banda de ruido electromagnético.

	Frecuencia (MHz)	Pico de potencia máxima ( $V^2$ )				
		Monopolo 5 cm	Monopolo 10 cm	Zigzag	Vivaldi	Log- periódica
FM	88—108	$2,2 \cdot 10^{-9}$	$3,3 \cdot 10^{-9}$	$6,2 \cdot 10^{-10}$	$8,4 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-5}$
DAB	195—223	—	—	$3,9 \cdot 10^{-10}$	$1,9 \cdot 10^{-9}$	$1,3 \cdot 10^{-8}$
TV	414—882	$5,4 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$6,8 \cdot 10^{-9}$	$2,2 \cdot 10^{-8}$	$3,5 \cdot 10^{-8}$
	900	$3,8 \cdot 10^{-8}$	$6,6 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$	$2,2 \cdot 10^{-8}$	$2,3 \cdot 10^{-7}$
GSM	1800	$4,6 \cdot 10^{-8}$	$1,1 \cdot 10^{-8}$	$5,6 \cdot 10^{-9}$	$3,7 \cdot 10^{-8}$	$6,6 \cdot 10^{-8}$
	2110—2170	$2,6 \cdot 10^{-9}$	$7,9 \cdot 10^{-9}$	$1,1 \cdot 10^{-9}$	$6,3 \cdot 10^{-9}$	$5,5 \cdot 10^{-9}$
Wi-Fi	2400	$2,8 \cdot 10^{-9}$	$1,7 \cdot 10^{-8}$	$3,3 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-9}$	$9,8 \cdot 10^{-9}$

cada una de las cinco antenas en cada banda de ruido electromagnético.

1. Se puede observar que, la logarítmico-periódica es la que tiene la mejor respuesta en la banda de FM (88—108 MHz), puesto que para 100 MHz su parámetro  $S_{11}$  tiene un valor de  $-7$  dB, Apartado 3.3. Para esta frecuencia, toma un valor pico de potencia de  $1 \cdot 10^{-5} V^2$ , mientras que las demás antenas presentan un orden de magnitud entre 4—5 veces menor que la logarítmico-periódica, con valores entre  $6,2 \cdot 10^{-10}$ — $3,3 \cdot 10^{-9} V^2$ . Esto puede llegar a ser una ventaja para la medida con monopolos y la antena Vivaldi, ya que la potencia en la banda de FM es una perturbación menor para este tipo de sensores en comparación con la logarítmico-periódica, debido a que, los monopolos son antenas que no están adaptadas para esta banda y la Vivaldi es un sensor que mitiga el efecto de esta fuente de ruido, puesto que está desadaptada para bajas frecuencias, con un valor de su parámetro  $S_{11}$  entre  $-0,35$  y  $-0,45$  dB entre 88—108 MHz, Apartado 3.3.4.
2. Para la DAB (195—223 MHz), la logarítmico-periódica es la que presenta un valor de potencia mayor, con su máximo en 200 MHz,  $1,3 \cdot 10^{-8} V^2$ , siendo menos significativo para la Vivaldi,  $1,9 \cdot 10^{-9} V^2$  y la zigzag,  $4,9 \cdot 10^{-10} V^2$ , mientras que los monopolos de 5 y 10 cm no miden la DAB, Figura 6.13. En 394 MHz, Figura 6.13, se encuentra un contenido de potencia que corresponde a redes de servicios de seguridad de las Fuerzas y Cuerpos de Seguridad del Estado y redes de servicios de emergencia, (CNAF, Feb. 2014). La logarítmico-periódica y la zigzag son las dos antenas que captan este contenido de potencia con más relevancia,  $4,3 \cdot 10^{-8} V^2$  y  $1,9 \cdot 10^{-8} V^2$ , respectivamente.
3. En cuanto a la TV (414—882 MHz), la monopolo de 5 cm es la antena que menor potencia recibe y sólo a una frecuencia, en 562 MHz,

$5,4 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$ , seguida de la zigzag  $6,8 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$ . El resto reciben un mayor número de emisoras de TV digital, siendo la logarítmico-periódica, la monopolo de 10 cm y la Vivaldi las que reciben mayor potencia, entre  $1 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$  y  $3,5 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$ , Tabla 6.2.

4. Las frecuencias en las que funciona la telefonía móvil GSM, 900 MHz, 1800 MHz y 2110—2170 MHz, también son una interferencia de gran importancia para todas las antenas. A 900 MHz, la logarítmico-periódica es la que más recibe la señal,  $2,3 \cdot 10^{-7} \text{ V}^2$ , aunque para el resto el contenido de potencia también es significativo, entre  $2,2$ — $7 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$ . A 1250 MHz se puede apreciar un contenido de potencia no muy significativo,  $7,1 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$ , para la antena monopolo de 5 cm, Vivaldi y logarítmico-periódica, Figura 6.13. La banda de frecuencias entre 1215—1350 MHz se destina a usos del Estado para sistemas del Ministerio de Defensa en el servicio de radiolocalización de carácter primario y al sistema Galileo, iniciativa para llevar a cabo un sistema mundial de navegación por satélite, (CNAF, Feb. 2014). Volviendo a la telefonía GSM, en 1800 MHz, todas las antenas reciben potencia, el zigzag es el que menor potencia obtiene,  $5,6 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$ , y el resto captan potencia entre  $1,1$ — $6,6 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$ . En la banda 2110—2170 MHz, todas las antenas reciben potencia, aunque la potencia recibida es un orden de magnitud menor, en general, que en la banda de 900 MHz y 1800 MHz tomando valores entre  $1,1$ — $7,9 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$ .
5. Por último, la Wi-Fi (2400 MHz) también es una fuente de ruido relevante, con valores comprendidos entre  $2,8 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$  y  $3,3 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$ . Cabe destacar que la Vivaldi y logarítmico-periódica sean dos de las que menos potencia reciben en esta banda, esto es debido a que son muy directivas y no deben estar direccionadas hacia el emisor de comunicación Wi-Fi.

Para finalizar, en cualquier caso, y para todas las antenas, hay que considerar que la presencia de estas fuentes de ruido puede dificultar la adquisición de DPs y ocultar la emisión electromagnética de las mismas para estas bandas, siendo la logarítmico-periódica, en general, la que más amplifica la señal de ruido por debajo de 2000 MHz, debido a que está adaptada entre 250—2000 MHz, y la zigzag y Vivaldi las que menos lo hacen, por debajo de 200 MHz, por tener, la primera, una buena respuesta a 530 MHz con  $S_{11} = -8 \text{ dB}$ , Apartado 3.3.2.3 y la segunda entre 1280—3700 MHz, por lo que puede ser interesante su uso si se pretende mitigar el efecto del ruido a bajas frecuencias. El uso del monopolo de 5 cm puede ser útil para emisiones de DPs cercanas a su frecuencia de resonancia en 1300 MHz, debido a que en esta frecuencia no hay un ruido electromagnético reseñable. Por último, el monopolo de 10 cm, al estar adaptado en 640 MHz, da predominancia a la TV, así como a las señales de GSM y Wi-Fi, puesto que sus frecuencias

de resonancia vienen dadas en: 1730 y 2150 MHz, para las que tiene una respuesta aceptable, con valores del parámetro  $S_{11}$  entre  $-5$  dB y  $-7,5$  dB, Apartado 3.3.2.3.

#### 6.4.4. Medidas de descargas parciales

##### 6.4.4.1. Descargas internas en papel Nomex

Para determinar el tipo de fuente de DPs que se obtiene a 13 kV en el objeto de ensayo de 11 capas de papel Nomex, con una vacuola cilíndrica en su parte central, se presenta el patrón PRPD adquirido con el *PDCheck* en la Figura 6.14a, obteniéndose DPs internas con corte por cero de la onda de tensión alterna.

Las señales de descargas internas adquiridas en el tiempo se muestran en la Figura 6.17 para las antenas monopolo y las de banda ancha y en ella se puede apreciar que el pulso en la Vivaldi es el que presenta menor contenido en baja frecuencia y en la logarítmico-periódica en la que más.

En la Figura 6.18 se muestra la potencia promediada, en función de la frecuencia, recibida por los monopolos y las antenas de banda ancha. En general, para todas, el contenido de potencia de las DPs internas en Nomex se incrementa, con respecto al ruido, en dos bandas diferenciadas de frecuencia. El análisis se centra en estas bandas, la primera hasta 900 MHz y la segunda en 1000—1700 MHz.

1. Para el monopolo de 5 cm, el aumento de potencia más notable se da en la banda de 1000—1700 MHz, hasta 20 veces con respecto al ruido y con una potencia de  $2,7 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$  a 1200 MHz. Este aumento es debido a que estas DPs emiten energía en este rango de frecuencias y a que el monopolo de 5 cm está adaptado en 1300 MHz y da predominancia a las señales que emiten en torno a su frecuencia de resonancia.
2. El monopolo de 10 cm presenta un incremento de potencia en ambas bandas. En la primera, con un pico máximo de potencia,  $6,6 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$ , 47 veces mayor que el ruido en 500 MHz, frecuencia a la que el monopolo de 10 cm no está adaptado pero en la que tiene una capacidad aceptable de recibir potencia,  $S_{11} = -5$  dB, por la tendencia del parámetro  $S_{11}$  de su primera frecuencia de resonancia en 640 MHz, Apartado 3.3.2.3. En la segunda banda, existe un máximo en 1150 MHz, con una potencia 8 veces mayor que el ruido,  $1,6 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$  y, aunque desadaptado, para esta frecuencia tiene un valor de  $S_{11} = -2,5$  dB.
3. El zigzag recibe potencia, principalmente, en la primera banda, con un pico de potencia de  $4,6 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$  en 254 MHz, 328 veces la potencia del ruido para esta frecuencia. Debido a que está desadaptada para esta frecuencia  $S_{11} = -1$  dB, Apartado 3.3.2.3, la DP debe emitir un alto

- contenido de energía en torno a esta frecuencia. En la segunda banda, muestra un leve incremento de potencia en 1200 MHz,  $1,6 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$ , 3 veces mayor que para el ruido, en donde su parámetro  $S_{11} = -2 \text{ dB}$ .
4. La antena Vivaldi recibe potencia de la DP en ambas bandas. En la primera, 18 veces mayor que el ruido,  $8,6 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$  para 600 MHz, con un valor de  $S_{11} = -8 \text{ dB}$ , Apartado 3.3.4. Y en la segunda, la potencia es 6 veces mayor,  $3 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$ , que el ruido en 1350 MHz, frecuencia para la que está adaptada con  $S_{11} < -10 \text{ dB}$ .
  5. Por último, la logarítmico-periódica también recibe potencia de la DP en ambas bandas. En la primera, presenta su máximo a 60 MHz, en donde su parámetro  $S_{11} = -8 \text{ dB}$  Apartado 3.3.3, con una potencia de  $8,5 \cdot 10^{-7} \text{ V}^2$ , 230 veces mayor que el ruido y, por ser muy significativo, se menciona su segundo máximo en 280 MHz, donde está adaptada, con un valor de  $4,5 \cdot 10^{-7} \text{ V}^2$ , 540 veces mayor que el ruido. En la segunda banda, a 1150 MHz, presenta una potencia de  $1,2 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$ , 20 veces mayor que el nivel de ruido.

Con el objeto de comparar en detalle las señales de DPs internas captadas con respecto al ruido, se calcula el promedio de potencia por bandas de frecuencia de 100 MHz. Para ello, se hace uso del teorema de Parseval, con el que se puede calcular la potencia acumulada de una señal temporal en el dominio de la frecuencia y una vez obtenida, se divide en intervalos de frecuencia y se presenta su valor acumulado cada 100 MHz, esto se explica en profundidad en el Apéndice A. En la Figura 6.19 se muestra el promedio en bandas de 100 MHz para todas las antenas. Con esta representación también se puede ver que el aumento de potencia para las DPs internas en papel Nomex se produce en las dos bandas descritas anteriormente, por lo que se presentan las potencias acumuladas de las señales de DPs y ruido para estos dos intervalos en la Tabla 6.3.

Las antenas que presentan una mejor relación señal-ruido, por orden, en el intervalo  $\sim 900 \text{ MHz}$  son: el monopolo de 10 cm, el zigzag y la Vivaldi. En la Figura 6.20a se presenta la preferencia en la selección de antenas en esta banda para las DPs internas en Nomex, utilizando como referencia aquella que presenta el máximo de las potencias acumuladas hasta 900 MHz, correspondiendo el 100 % a este valor. El cálculo de la relación señal-ruido, *Signal to Noise Ratio* (SNR), se expresa en % según:

$$\text{SNR}_{[f_o, f_i]} = \frac{\sum_{n=f_o}^{f_i} P_{\max}}{\sum_{n=f_o}^{f_i} P_i} \cdot 100 \quad (6.5)$$

Donde  $f_o$  y  $f_i$  son las frecuencias mínima y máxima del intervalo, respectivamente,  $\sum_{n=f_o}^{f_i} P_{\max}$  es el acumulado de potencia correspondiente a la antena

que presenta el mayor valor para el rango seleccionado y  $\sum_{n=f_o}^{f_i} P_i$  es referido a cada antena según el caso.

Por otro lado, si se hace el estudio en 200—900 MHz, la relación señal-ruido de la logarítmico-periódica se incrementa hasta un valor de 21. Sin embargo, esto sólo se puede conseguir utilizando un filtro paso-alto de 200 MHz en la medida o desechando el contenido de potencia por debajo de 200 MHz cuando se analiza el espectro. Además, cuando se mide en el tiempo, la potencia principalmente de la FM oculta significativamente el pulso de la DP, por lo que la logarítmico-periódica queda en clara desventaja con respecto a las demás.

Cuando se realiza el análisis de 200—900 MHz no varía significativamente la relación señal-ruido para el resto de antenas con respecto al rango de ~900 MHz, por lo que, en la Tabla 6.3 sólo se incluye el dato adicional de la logarítmico-periódica. De esta manera, si no se tiene en cuenta el efecto de la FM y *Digital Audio Broadcasting* (DAB) el orden de las que mejor relación señal-ruido tienen en el primer intervalo varía según la Figura 6.20b son: logarítmico-periódica, monopolo 10 cm, zigzag y Vivaldi.

Con respecto al intervalo de 1000—1700 MHz, las mejores relaciones señal-ruido corresponden: al monopolo de 5 cm, Vivaldi, logarítmico-periódica y el monopolo de 10 cm y su selección en función de su relación señal-ruido normalizada se presenta en la Figura 6.21a. De esta manera, si se toma como criterio el atender al acumulado de potencia en cada banda, se rechaza a la monopolo de 5 cm para la medida de este tipo de DPs internas por estar desadaptada a frecuencias menores de 900 MHz y a la logarítmico-periódica, por su problema en la medida en el tiempo al ocultar la señal de FM a las DPs. El zigzag tiene una buena respuesta en la primera banda, aunque en 1000—1700 MHz es la que peor respuesta tiene. Por lo que, la Vivaldi es una buena candidata para la medida de DPs internas en Nomex, dando predominancia a la segunda banda, y la antena con mejor respuesta en las dos bandas es el monopolo de 10 cm.

#### 6.4.4.2. Descargas internas en metacrilato

Las DPs que se obtienen en la vacuola del metacrilato a 14 kV son del tipo internas, y su patrón PRPD, adquirido con el *PDCheck*, se muestra en la Figura 6.14b, donde se puede observar que las DPs internas cortan con el paso por cero de la onda de tensión alterna. Además, la distribución de los puntos que representan el máximo de las DPs tienen una forma denominada *oreja de conejo*, típica de algunos tipos de DPs internas, (Cavallini, 2012).

En la Figura 6.22 se presentan los pulsos de las DPs internas adquiridas con todas las antenas para este objeto de ensayo y en ella se puede apreciar, de nuevo, que el pulso de la logarítmico-periódica es la que tiene un mayor contenido de baja frecuencia por ser la que está adaptada a frecuencias menores.

Tabla 6.3: Relación señal-ruido para el objeto de ensayo de papel Nomex.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	13 kV	0 V	
Monopolo 5 cm $\sim$ 900 MHz	$8,1 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-8}$	1,4
Monopolo 5 cm 1000—1700 MHz	$2,3 \cdot 10^{-7}$	$9,9 \cdot 10^{-8}$	2,3
Monopolo 10 cm $\sim$ 900 MHz	$4 \cdot 10^{-7}$	$1,1 \cdot 10^{-7}$	3,8
Monopolo 10 cm 1000—1700 MHz	$2,2 \cdot 10^{-7}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$	1,5
Zigzag $\sim$ 900 MHz	$8,7 \cdot 10^{-7}$	$2,6 \cdot 10^{-7}$	3,4
Zigzag 1000—1700 MHz	$1,2 \cdot 10^{-7}$	$9,9 \cdot 10^{-8}$	1,2
Vivaldi $\sim$ 900 MHz	$7,9 \cdot 10^{-7}$	$3,2 \cdot 10^{-7}$	2,5
Vivaldi 1000—1700 MHz	$5,9 \cdot 10^{-7}$	$2,7 \cdot 10^{-7}$	2,2
Log-periódica $\sim$ 900 MHz	$4,9 \cdot 10^{-5}$	$2,9 \cdot 10^{-5}$	1,7
Log-periódica 200—900 MHz	$9,3 \cdot 10^{-6}$	$4,3 \cdot 10^{-7}$	21
Log-periódica 1000—1700 MHz	$9,7 \cdot 10^{-7}$	$4,7 \cdot 10^{-7}$	2,1

Para la selección de las antenas que mejor miden las DPs en metacrilato se calcula de nuevo el acumulado de potencia en las dos bandas de frecuencia de hasta 900 MHz y de 1000—1700 MHz. En este sentido, en la Figura 6.24 se presenta el promedio de potencia por bandas de frecuencia de 100 MHz para todos los sensores. En esta figura, se puede ver que el aumento de potencia para las DPs internas en metacrilato se produce en las dos bandas descritas anteriormente, y se presentan las potencias acumuladas de las señales de DPs y ruido, para estos dos intervalos, en la Tabla 6.4. Las antenas que por orden presentan en el intervalo  $\sim$ 900 MHz una mejor relación señal-ruido son: la zigzag, monopolo 10 cm y Vivaldi, que son las que también miden bien el mismo intervalo para las DPs internas en Nomex. Esta clasificación se puede ver en la Figura 6.25a atendiendo al acumulado de potencia en esta banda recibido por cada antena y normalizado con respecto a la que mayor valor tiene. Si el análisis se realiza en 200—900 MHz, eliminando la FM y la DAB, la logarítmico-periódica tomaría la primera posición, Figura 6.25b, aunque como se ha dicho anteriormente, en la medida en campo presenta el problema de ocultarse la DP en el nivel del ruido de la FM.

En el segundo intervalo, 1000—1700 MHz, las mejores relaciones señal-ruido son para la Vivaldi y la monopolo de 5 cm, Figura 6.26a, mientras que para las DPs internas en Nomex, todas las antenas tienen una relación señal-ruido por encima del 50 % del acumulado de potencia máximo, que en ese caso es recibido por el monopolo de 5 cm.

Atendiendo a los resultados, la Vivaldi es la que mejor respuesta presenta en ambas bandas para la medida de DPs internas en metacrilato, siendo también la mejor, junto con el monopolo de 10 cm, para la medida de internas en Nomex.

Tabla 6.4: Relación señal-ruido para el objeto de ensayo de metacrilato.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	14 kV	0 V	
Monopolo 5 cm $\sim$ 900 MHz	$9,5 \cdot 10^{-8}$	$6,5 \cdot 10^{-8}$	1,5
Monopolo 5 cm 1000—1700 MHz	$3 \cdot 10^{-7}$	$1,7 \cdot 10^{-8}$	1,7
Monopolo 10 cm $\sim$ 900 MHz	$5,8 \cdot 10^{-7}$	$1,6 \cdot 10^{-7}$	3,7
Monopolo 10 cm 1000—1700 MHz	$3,1 \cdot 10^{-7}$	$3,1 \cdot 10^{-7}$	1
Zigzag $\sim$ 900 MHz	$1 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$	6,7
Zigzag 1000—1700 MHz	$2,2 \cdot 10^{-7}$	$2,4 \cdot 10^{-7}$	0,9
Vivaldi $\sim$ 900 MHz	$5,7 \cdot 10^{-7}$	$1,7 \cdot 10^{-7}$	3,4
Vivaldi 1000—1700 MHz	$4,1 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^{-7}$	2,3
Log-periódica $\sim$ 900 MHz	$7,5 \cdot 10^{-5}$	$3,9 \cdot 10^{-5}$	1,9
Log-periódica 200—900 MHz	$4 \cdot 10^{-6}$	$3,3 \cdot 10^{-7}$	12
Log-periódica 1000—1700 MHz	$9,1 \cdot 10^{-7}$	$9 \cdot 10^{-7}$	1

#### 6.4.4.3. Descargas superficiales sobre lámina de polietileno

En la Figura 6.15a se muestra el patrón PRPD de DPs superficiales, localizadas en los máximos de la onda, en la lámina de polietileno sometida a 1600 V. Una vez determinado el tipo de DP, se adquieren sus señales en el tiempo con todas las antenas, Figura 6.27.

En la Figura 6.28 se muestra el promedio de la potencia del ruido y de las DPs captadas por las cinco antenas. Se puede apreciar un incremento de la potencia de las DPs superficiales sobre la lámina de polietileno, con respecto al ruido, en dos bandas de frecuencia, aproximadamente hasta 900 MHz y entre 1000—2100 MHz, en las que realizaremos un análisis de su acumulado.

Se calcula el promedio de potencia por bandas de frecuencia de 100 MHz en dos bandas, hasta 900 MHz y entre 1000—2100 MHz, y se muestra en la Figura 6.29 para todas las antenas. En la Tabla 6.5 se muestra su estudio en los dos intervalos de interés. Mediante este análisis, se puede comprobar que este tipo de DP emite una potencia muy elevada hasta 900 MHz, con una relación señal-ruido de 37 para la logarítmico-periódica, y elevada de 1000—2100 MHz, con una relación de 7,9 para la Vivaldi. Hasta 900 MHz, todas las antenas tienen una buena relación señal-ruido, aunque las que mejor miden las DPs son: la logarítmico-periódica, zigzag y Vivaldi. En la Figura 6.30a se muestra la comparación de relación señal-ruido para la selección de antenas en este intervalo. Puesto que la logarítmico-periódica es la que mejor mide las DPs superficiales sobre el polietileno hasta 900 MHz y no tiene una relación señal-ruido tan alta para las internas, se podría seleccionar para diferenciar las superficiales de las internas en este intervalo.

En el segundo, el zigzag es el que peor recibe la emisión de las DPs,

Tabla 6.5: Relación señal-ruido para la lámina de polietileno.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	1600 V	0 V	
Monopolo 5 cm $\sim$ 900 MHz	$8,1 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^{-7}$	4,5
Monopolo 5 cm 1000—2100 MHz	$3,2 \cdot 10^{-6}$	$4,8 \cdot 10^{-7}$	6,6
Monopolo 10 cm $\sim$ 900 MHz	$3,8 \cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-7}$	15
Monopolo 10 cm 1000—2100 MHz	$2,3 \cdot 10^{-6}$	$5,7 \cdot 10^{-7}$	3,9
Zigzag $\sim$ 900 MHz	$9 \cdot 10^{-6}$	$2,7 \cdot 10^{-7}$	33
Zigzag 1000—2100 MHz	$7,6 \cdot 10^{-7}$	$4,5 \cdot 10^{-7}$	1,7
Vivaldi $\sim$ 900 MHz	$5,1 \cdot 10^{-6}$	$2,8 \cdot 10^{-7}$	18
Vivaldi 1000—2100 MHz	$4,2 \cdot 10^{-6}$	$5,3 \cdot 10^{-7}$	7,9
Log-periódica $\sim$ 900 MHz	$2 \cdot 10^{-3}$	$5,4 \cdot 10^{-5}$	37
Log-periódica 1000—2100 MHz	$1,1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-6}$	2,2

seguida de la logarítmico-periódica, y las antenas que mejor reciben la señal son la Vivaldi, monopolo de 5 cm y de 10 cm, Figura 6.30b. De esta manera, la antena que se selecciona en este caso por tener una mejor respuesta en ambas bandas es la Vivaldi, siendo común su selección para las internas, por lo que con la misma se pueden medir correctamente los dos tipos de DPs.

#### 6.4.4.4. Descargas superficiales en par trenzado

En el objeto de ensayo del par trenzado, se obtienen DPs superficiales cuando se le aplican 760 V. En la Figura 6.15b se muestra el patrón PRPD de estas DPs superficiales localizadas en los máximos de la onda y en la Figura 6.31 se presentan sus pulsos en el tiempo.

La Figura 6.32 presenta el promedio de potencia del ruido y de las DPs. Como para la lámina de polietileno, estas descargas tienen un incremento de potencia hasta 900 MHz y entre 1000—2100 MHz.

Atendiendo a los dos intervalos, se calcula el promedio de potencia por bandas de frecuencia de 100 MHz y se muestra en la Figura 6.33. Estos resultados se presentan en la Tabla 6.6. Mediante este análisis, se puede comprobar que este tipo de DPs emite un nivel de potencia elevado en ambas bandas y que todas las antenas lo reciben. Hasta 900 MHz, la clasificación con mayor acumulado de potencia es para la zigzag y la Vivaldi seguidas de la logarítmico-periódica y la monopolo de 10 cm, mientras que para las DPs superficiales sobre el polietileno eran la logarítmico-periódica, zigzag y Vivaldi, por lo que la zigzag es la antena común que mejor señal-ruido tiene hasta 900 MHz, no sólo para las superficiales, si no para todos los objetos de ensayo.

Para 1000—2100 MHz, las mayores relaciones señal-ruido son para los

Tabla 6.6: Relación señal-ruido en el par trenzado.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	760 V	0 V	
Monopolo 5 cm $\sim$ 900 MHz	$9,8 \cdot 10^{-6}$	$5,5 \cdot 10^{-7}$	18
Monopolo 5 cm 1000—2100 MHz	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$	15
Monopolo 10 cm $\sim$ 900 MHz	$7 \cdot 10^{-5}$	$6,6 \cdot 10^{-7}$	110
Monopolo 10 cm 1000—2100 MHz	$2,7 \cdot 10^{-5}$	$2,7 \cdot 10^{-5}$	24
Zigzag $\sim$ 900 MHz	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$6,8 \cdot 10^{-7}$	220
Zigzag 1000—2100 MHz	$5,8 \cdot 10^{-6}$	$9,9 \cdot 10^{-7}$	5,8
Vivaldi $\sim$ 900 MHz	$9,6 \cdot 10^{-5}$	$7,1 \cdot 10^{-7}$	130
Vivaldi 1000—2100 MHz	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,1 \cdot 10^{-6}$	14
Log-periódica $\sim$ 900 MHz	$6,9 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-5}$	110
Log-periódica 1000—2100 MHz	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	3

monopolos de 10 cm y 5 cm y la Vivaldi, teniendo igualmente buena respuesta para las DPs superficiales en polietileno.

Por lo que las mejores candidatas para la medida de este tipo de DPs en ambas bandas son la Vivaldi y la monopolo de 10 cm, según la Figura 6.34, mientras que para las DPs en polietileno el monopolo de 10 cm no tiene buena respuesta por debajo de 900 MHz y sí la Vivaldi.

#### 6.4.4.5. Descargas superficiales en aislador

En el aislador, las DPs superficiales se han adquirido a 12 kV. En la Figura 6.15c se presenta el patrón PRPD de estas DPs superficiales localizadas en los máximos de la onda. A continuación, se miden las señales de DPs en el tiempo con todas las antenas, Figura 6.35, se analizan y se calculan sus espectros.

En la Figura 6.36 se presenta el promedio de potencia, tanto del ruido como de las DPs, para todos los sensores. Como se puede ver en esta figura, hay un incremento de potencia de las DPs superficiales en el aislador, con respecto al ruido, distinto al observado en los otros dos objetos de ensayo de superficiales, que va hasta 1400 MHz para todas las antenas y hasta 1700 MHz para el monopolo de 5 cm y la Vivaldi y se utilizará esta última frecuencia para hacer un estudio que englobe a todas ellas.

Según los resultados de potencia pico de las DPs superficiales en el aislador, tienen una potencia muy alta en torno a 120 MHz y 800 MHz para todas las antenas. Para la primera frecuencia, los valores más elevados de la relación señal-ruido se dan para la zigzag, logarítmico-periódica, monopolo de 10 cm y Vivaldi. Mientras que para la segunda frecuencia las que más potencia tienen son la monopolo de 10 cm y la Vivaldi.

Tabla 6.7: Relación señal-ruido en aislador.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	12 kV	0 V	
Monopolo 5 cm $\sim$ 1700 MHz	$7,5 \cdot 10^{-7}$	$2,5 \cdot 10^{-7}$	3
Monopolo 10 cm $\sim$ 1700 MHz	$4,9 \cdot 10^{-6}$	$4,9 \cdot 10^{-7}$	9,8
Zigzag $\sim$ 1700 MHz	$6,5 \cdot 10^{-6}$	$5,6 \cdot 10^{-7}$	12
Vivaldi $\sim$ 1700 MHz	$2,4 \cdot 10^{-6}$	$3,3 \cdot 10^{-7}$	7,3
Log-periódica $\sim$ 1700 MHz	$4,9 \cdot 10^{-4}$	$4,4 \cdot 10^{-5}$	11

Para la selección, se presenta el promedio de potencia por bandas de frecuencia en la Figura 6.37. Los resultados se presentan en la Tabla 6.7. Para este análisis, todas las antenas miden la emisión de las DPs, siendo la monopolo de 5 cm la que menor relación señal-ruido tiene y las que mayor la zigzag y la logarítmico-periódica, seguidas del monopolo de 10 cm y la Vivaldi, que es el mismo resultado obtenido en la Figura 6.38, por lo que estas cuatro son buenas candidatas para medir este tipo de DPs. Su distribución de potencia en frecuencia es distinta, no sólo a la de los otros tipos de DPs analizados, si no también al de las internas, y esto podría permitir identificar a este tipo de descargas superficiales según su contenido de potencia en frecuencia.

#### 6.4.4.6. Descargas corona en punta-plano

En este objeto de ensayo se han obtenido descargas tipo corona a 8,3 kV en el *PDCheck*, Figura 6.16a. Sólo presentan pulsos en uno de los semiciclos de la onda de tensión, como es propio de este tipo de descargas. Sin embargo, se ha comprobado que el umbral de medida del *PDCheck* está en 10 mV, por debajo del cual no se miden los pulsos con antenas. Esto puede ser debido a que las señales por debajo de este valor tienen una baja potencia, como para el caso del objeto de ensayo de punta-plano. Para intentar medir estas descargas, se ha subido el nivel de tensión y, aunque aumenta la actividad de DPs, no varía su amplitud y se sigue sin poder medir con antenas.

#### 6.4.4.7. Descargas corona en la punta de un cable de cobre

En la Figura 6.16b se muestra el patrón PRPD de las DPs corona en las puntas del cable de cobre a 9 kV localizadas en un semiciclo de la onda de alterna. Una vez determinado el tipo de DP, se adquieren sus señales en el tiempo, Figura 6.39 y se observa que estos pulsos tienen la menor amplitud de todos los medidos hasta ahora, con valores de mV, un orden de magnitud menor que para todos los demás objetos de ensayo, salvo para el par trenzado, dos órdenes de magnitud mayor que la corona.

Tabla 6.8: Relación señal-ruido en cable de cobre.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	9 kV	0 V	
Monopolo 5 cm $\sim$ 800 MHz	$6,5 \cdot 10^{-8}$	$6,5 \cdot 10^{-7}$	1
Monopolo 10 cm $\sim$ 800 MHz	$3 \cdot 10^{-7}$	$1,6 \cdot 10^{-7}$	1,9
Zigzag $\sim$ 800 MHz	$1,4 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$	9,4
Vivaldi $\sim$ 800 MHz	$5,2 \cdot 10^{-7}$	$3,1 \cdot 10^{-7}$	3,1
Log-periódica $\sim$ 800 MHz	$3,3 \cdot 10^{-5}$	$3,9 \cdot 10^{-5}$	0,8

En la Figura 6.40 se presenta el promedio de potencia, tanto del ruido como de las DPs. Se aprecia que el contenido de potencia de este tipo de DPs está muy localizado para frecuencias menores de 800 MHz y, principalmente, para 300 MHz y 500 MHz. Resultados esperables, a priori, para este tipo de DPs ya que en estudios previos se obtenían contenidos de potencia para frecuencias en las centenas de mega-hercios, (Raja et al., 2002).

Finalmente, se calcula el promedio de potencia por bandas de frecuencia de 100 MHz, y se muestra en la Figura 6.41. Si se hace el análisis del acumulado de potencia hasta 800 MHz, se comprueba que tanto el monopolo de 5 cm como la logarítmico-periódica no son las apropiadas para medir las DPs corona, la primera por estar desadaptada para las frecuencias en las que emiten potencia y, ambas, por recibir una potencia de ruido que oculta la de las DPs, debido a esto tienen una relación señal-ruido del acumulado de potencia en torno a 1. Por otro lado, la mayor relación señal-ruido es para la zigzag, Tabla 6.8, por lo que es la mejor candidata para medir DPs corona y esto se confirma en el estudio de la Figura 6.42. Para todos los tipos de DPs, la zigzag tiene una buena relación señal-ruido hasta 900 MHz, por su respuesta en frecuencia y es la única en la que su SNR supera el 50 % en esta banda, aunque para el resto de descargas, al menos existe otra antena que también tenga una buena respuesta para esta banda.

### 6.4.5. Conclusiones de la selección de antenas

#### 6.4.5.1. Medidas de ruido

Las fuentes de ruido pueden dificultar la adquisición de DPs y ocultar la emisión electromagnética de las mismas en sus bandas de emisión. La logarítmico-periódica, en general, es la que más amplifica las fuentes de ruido por debajo de 2000 MHz por estar adaptada entre 250—2000 MHz. Por otro lado, la zigzag y Vivaldi son las que menos lo hacen por debajo de 200 MHz, por estar adaptadas a frecuencias mayores, la primera, a 530 MHz y la segunda entre 1280—3700 MHz, por lo que puede ser interesante su uso si se pretende mitigar el efecto del ruido a bajas frecuencias. El uso del

monopolo de 5 cm puede ser útil para medidas de emisiones de DPs cercanas a su frecuencia de resonancia en 1300 MHz, debido a que, en principio, para esta frecuencia no hay un ruido electromagnético reconocido. Por último, el monopolo de 10 cm, al estar adaptado en 640 MHz da predominancia a la TV, así como a las señales de GSM y Wi-Fi, puesto que sus siguientes frecuencias de resonancia vienen dadas en: 1730 y 2150 MHz, para las que tiene una respuesta aceptable.

#### **6.4.5.2. Medidas de DPs internas**

Las medidas de DPs internas, tanto en Nomex como en metacrilato, han dado como resultado un aumento de potencia en dos bandas de frecuencia, hasta 900 MHz y entre 1000—1700 MHz. En cuanto a la selección de antenas, se rechaza el uso del monopolo de 5 cm, por no tener una buena respuesta en la primera banda, así como de la zigzag por la misma razón pero en la segunda banda y, por último, de la logarítmico-periódica, por amplificar demasiado la señal de FM y ocultar el pulso de la DP en el dominio del tiempo. Las antenas que mejor respuesta tienen en ambas bandas son la monopolo de 10 cm y la Vivaldi y serán las seleccionadas para medir DPs internas.

#### **6.4.5.3. Medidas de DPs superficiales**

Las DPs superficiales en la lámina de polietileno y en el par trenzado presentan potencia con respecto al ruido en dos bandas de frecuencia, hasta 900 MHz y entre 1000—2100 MHz. Para este tipo de descargas se selecciona la Vivaldi por tener mejor respuesta en ambas bandas, teniendo también la monopolo de 10 cm un muy buen comportamiento para la medida en par trenzado. En cuanto al aislador, las DPs presentan potencia hasta 1700 MHz y todas las antenas se pueden seleccionar para su medida, siendo la relación señal-ruido de la monopolo de 5 cm la menor de todas ellas.

#### **6.4.5.4. Medidas de DPs corona**

Las DPs corona en el cable de cobre presentan un aumento de potencia por debajo de 800 MHz y, principalmente, en dos bandas en torno a 300 MHz y 500 MHz. La antena que tiene una mejor respuesta es la zigzag, por tener su primera frecuencia de resonancia en 530 MHz.

#### **6.4.5.5. Otras conclusiones**

Al realizar los ensayos aquí descritos, se han obtenido algunos resultados adicionales que resulta interesante exponer.

1. La Vivaldi es una buena candidata para la medida de DPs internas y superficiales porque además de estar adaptada para frecuencias por encima de 1500 MHz, presenta una buena respuesta en su medida por debajo de esta frecuencia, al tener un parámetro  $S_{11} = -8$  dB entre 700—1200 MHz y de  $-5$  dB hasta 590 MHz. Por lo que se ha comprobado que valores de  $S_{11} < -5$  dB permiten recibir con una buena relación señal-ruido la emisión de DPs.
2. Cuando se mide el pulso de la señal eléctrica de las DPs con el *PDCheck* con una amplitud menor de 10 mV, entonces, no es posible captar su radiación electromagnética con antenas.
3. Por último, al medir en el tiempo el pulso de la DP y hacer un disparo por nivel en el osciloscopio, la señal electromagnética captada por la antena debe superar los 6—7 mV, dependiendo del nivel de ruido, si no está oculta por el ruido y no es posible capturarla con esta técnica de medida y habría que utilizar un analizador de espectros o técnicas de filtrado de ruido.

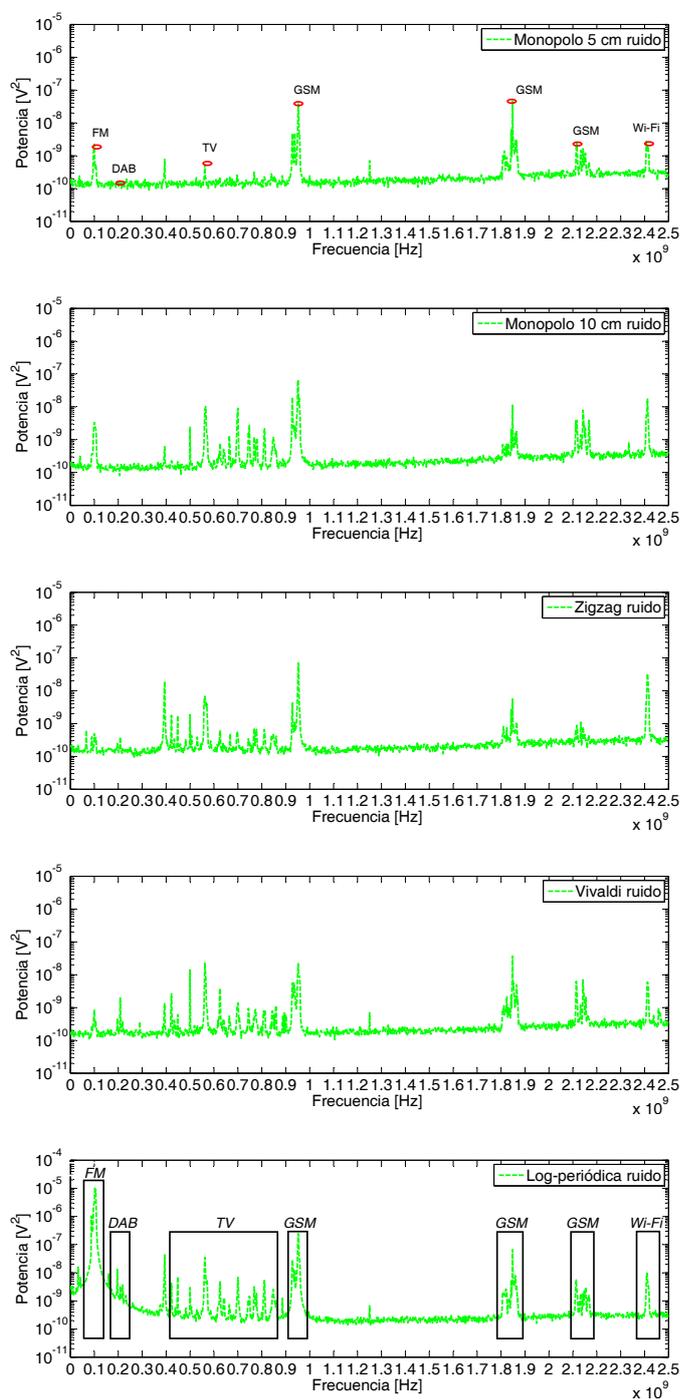
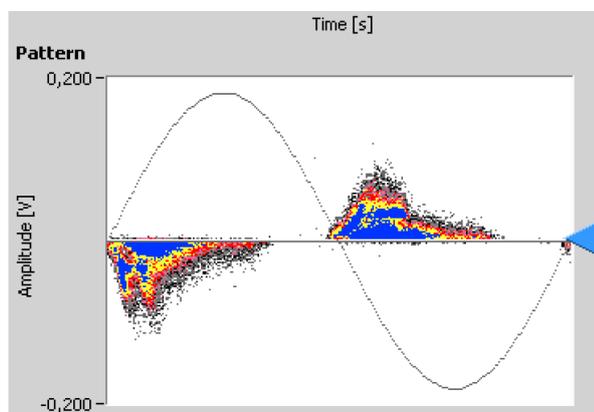
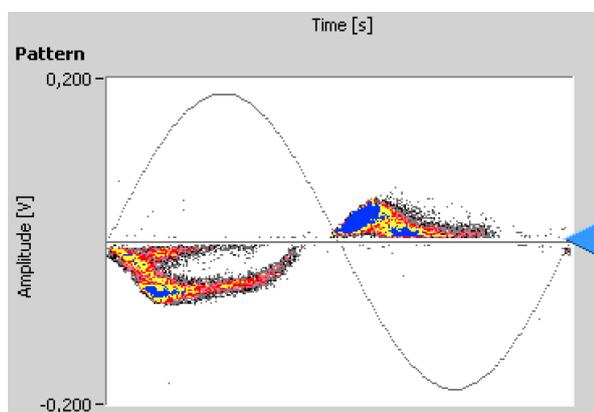


Figura 6.13: Espectro del ruido medido con antenas monopolo y antenas de banda ancha.

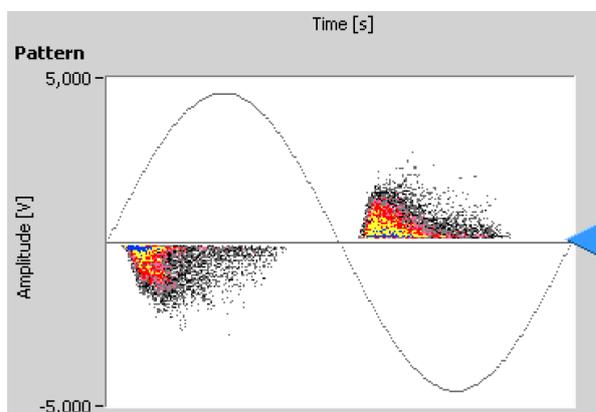


(a) Papel Nomex a 13 kV.

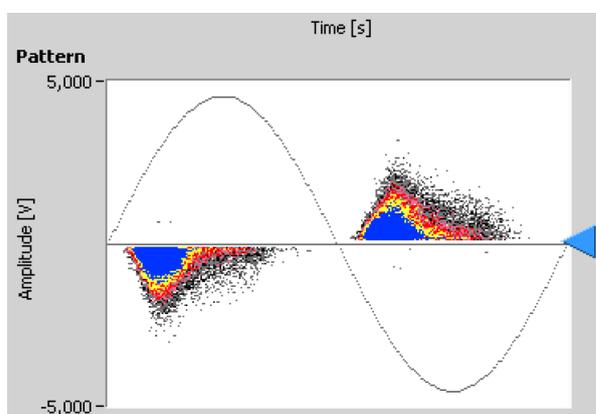


(b) Metacrilato a 14 kV.

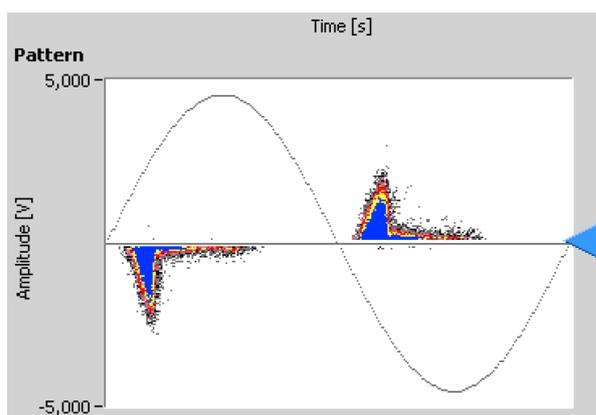
Figura 6.14: Patrón PRPD de DPs internas en a) Nomex y b) Metacrilato.



(a) Lámina de polietileno a 1600 V.

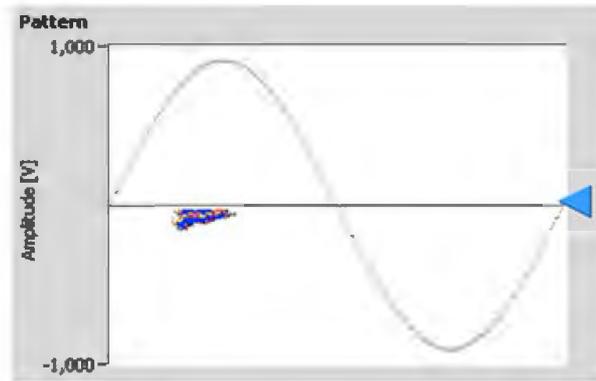


(b) Par trenzado a 760 V.

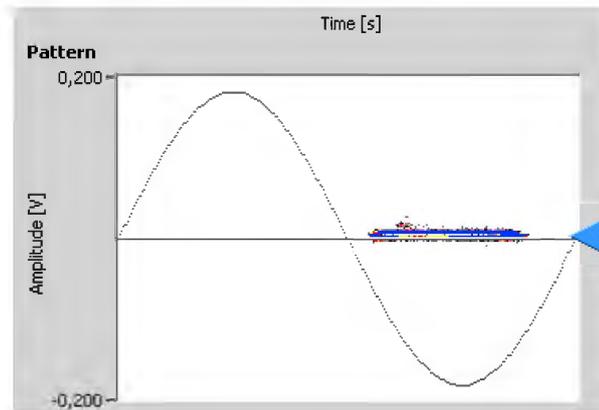


(c) Aislador a 12 kV.

Figura 6.15: Patrón PRPD de DPs superficiales en a) Lámina de polietileno, b) Par trenzado y c) Aislador.

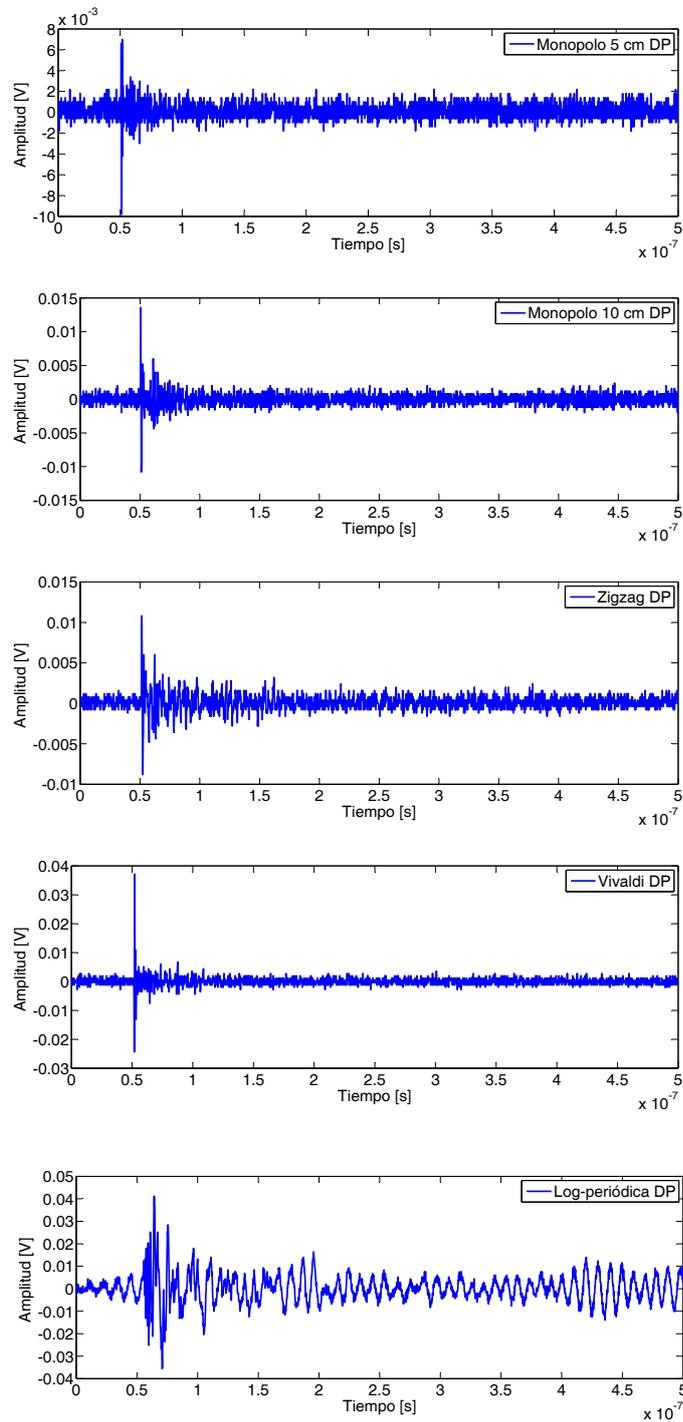


(a) Punta-plano a 8,3 kV.



(b) Cable de cobre a 9 kV.

Figura 6.16: Patrón PRPD de DPs corona en a) Punta-plano y b) Cable de cobre.



(a) Log-periódica.

Figura 6.17: Pulso de DP interna en papel Nomex a 13 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

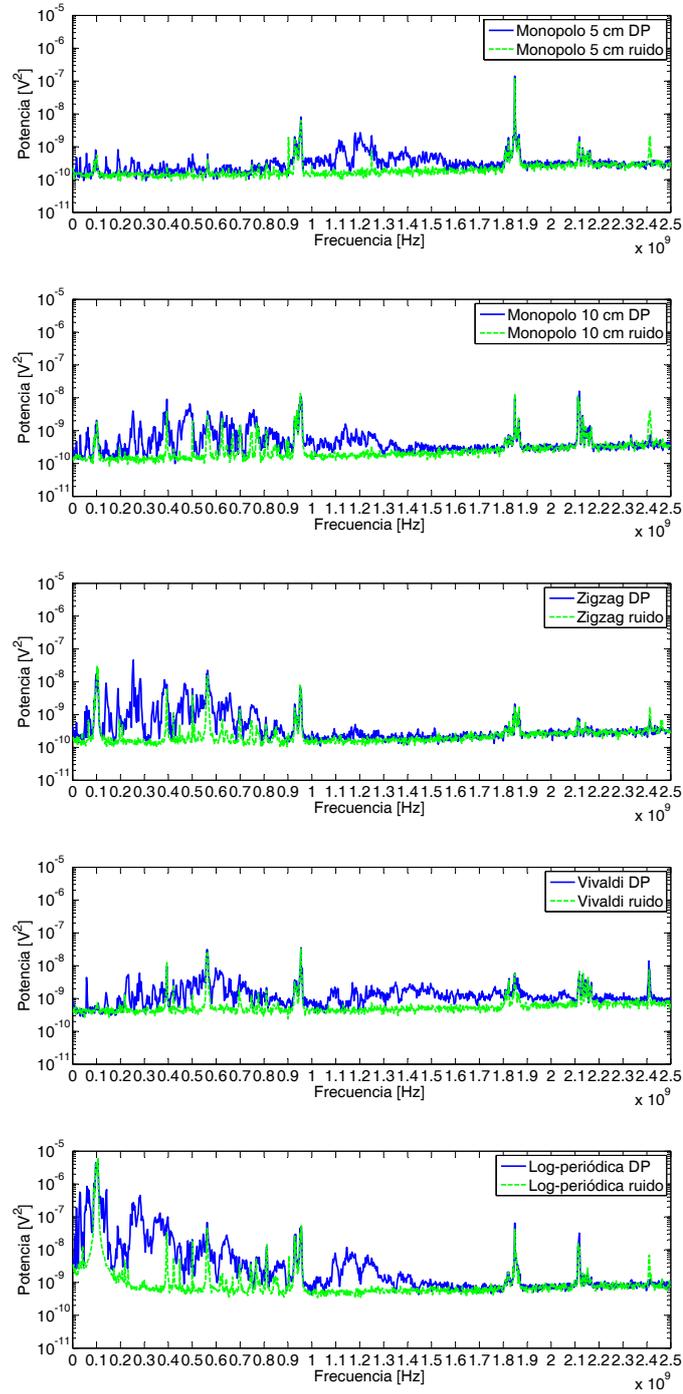


Figura 6.18: Espectro de DPs internas en papel Nomex a 13 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

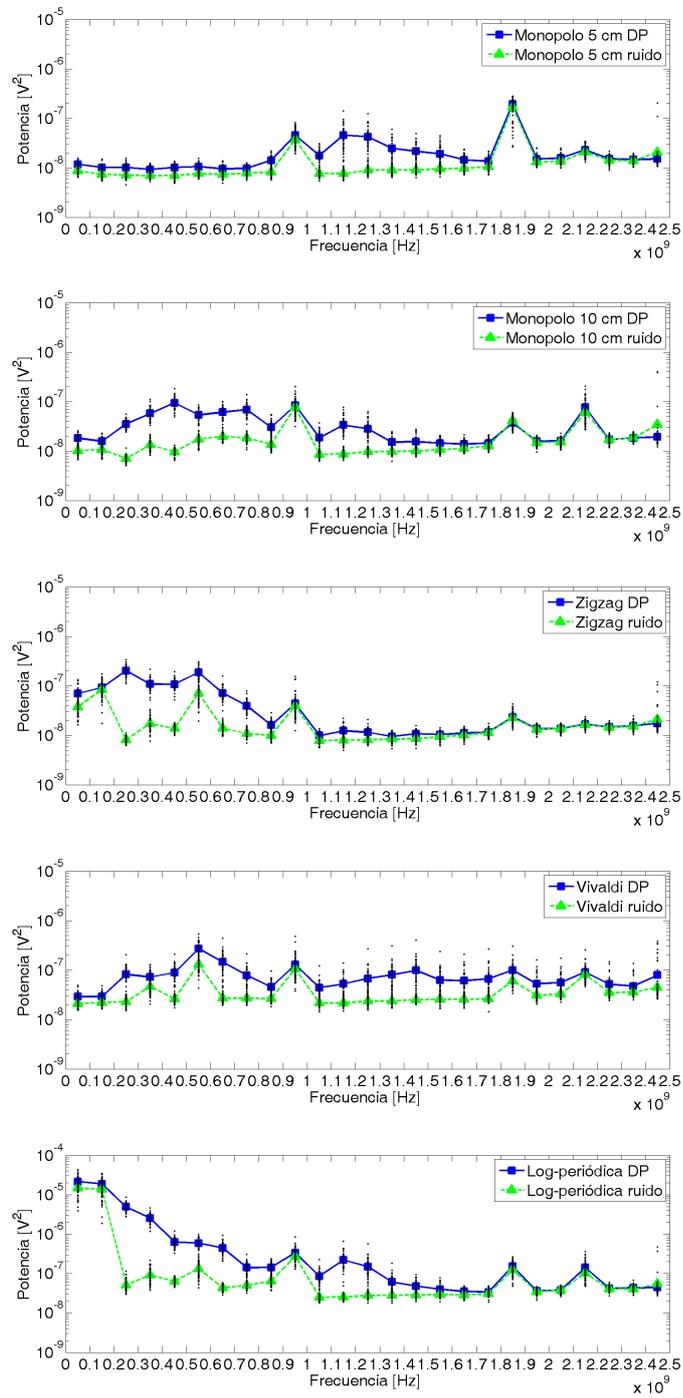


Figura 6.19: Promedio de potencia de DPs internas (■) en papel Nomex a 13 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

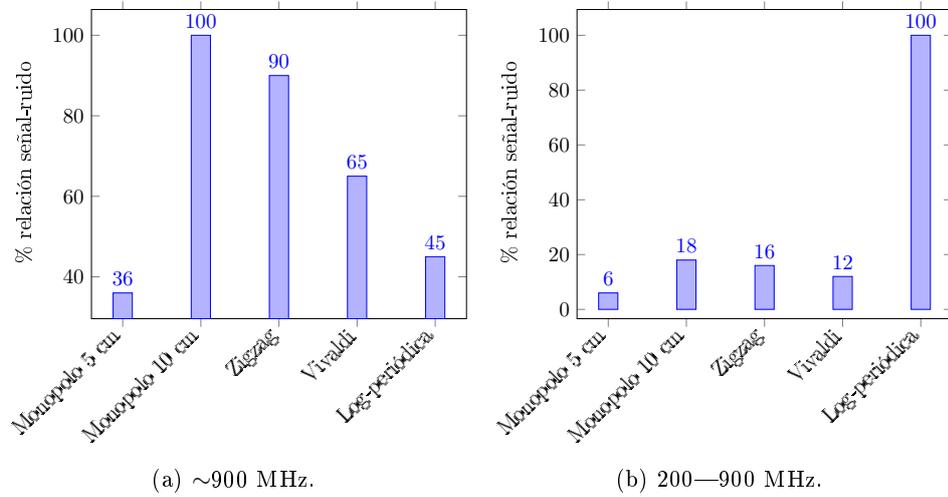


Figura 6.20: Selección de antenas para la medida de DPs internas en Nomex en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas de a)  $\sim 900$  MHz y b) 200—900 MHz normalizadas con la antena que tiene el valor acumulado de potencia mayor, en cada caso.

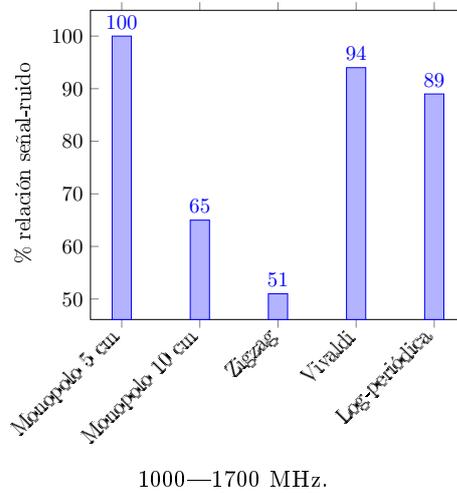


Figura 6.21: Selección de antenas para la medida de DPs internas en Nomex en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de 1000—1700 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor.

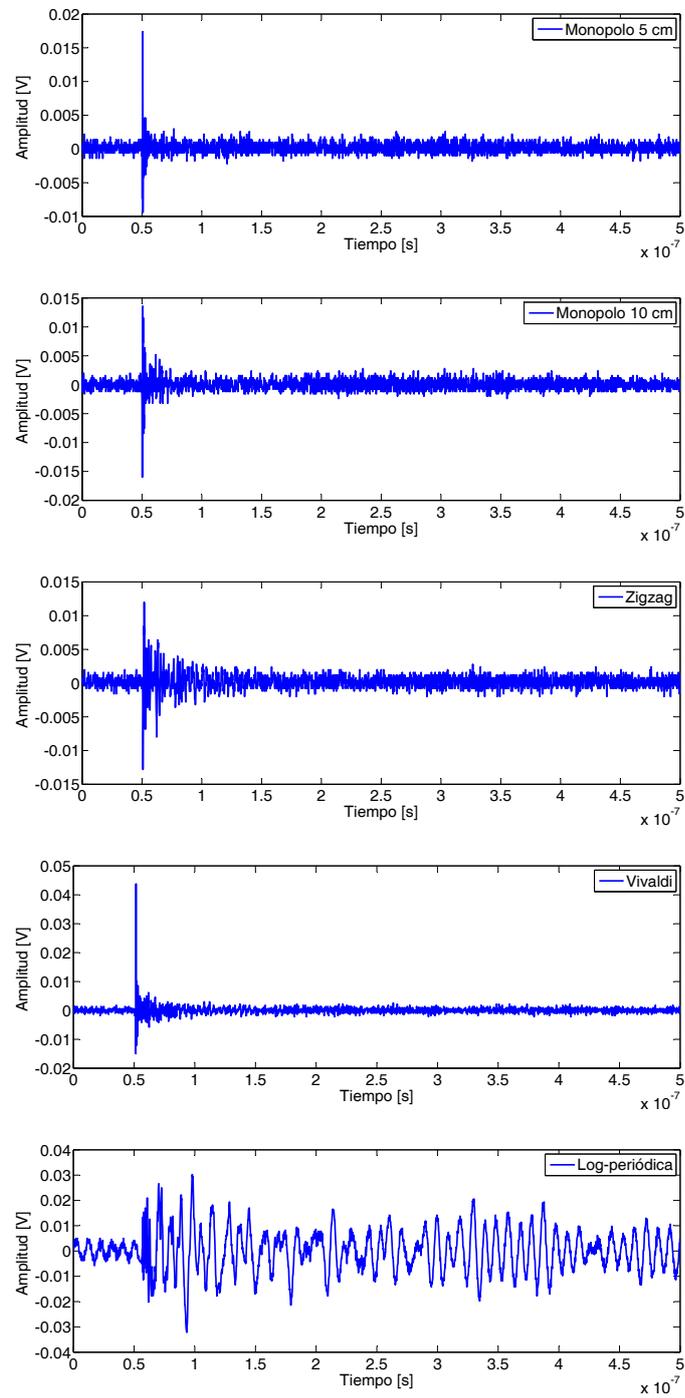


Figura 6.22: Pulso de DP interna en metacrilato a 14 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

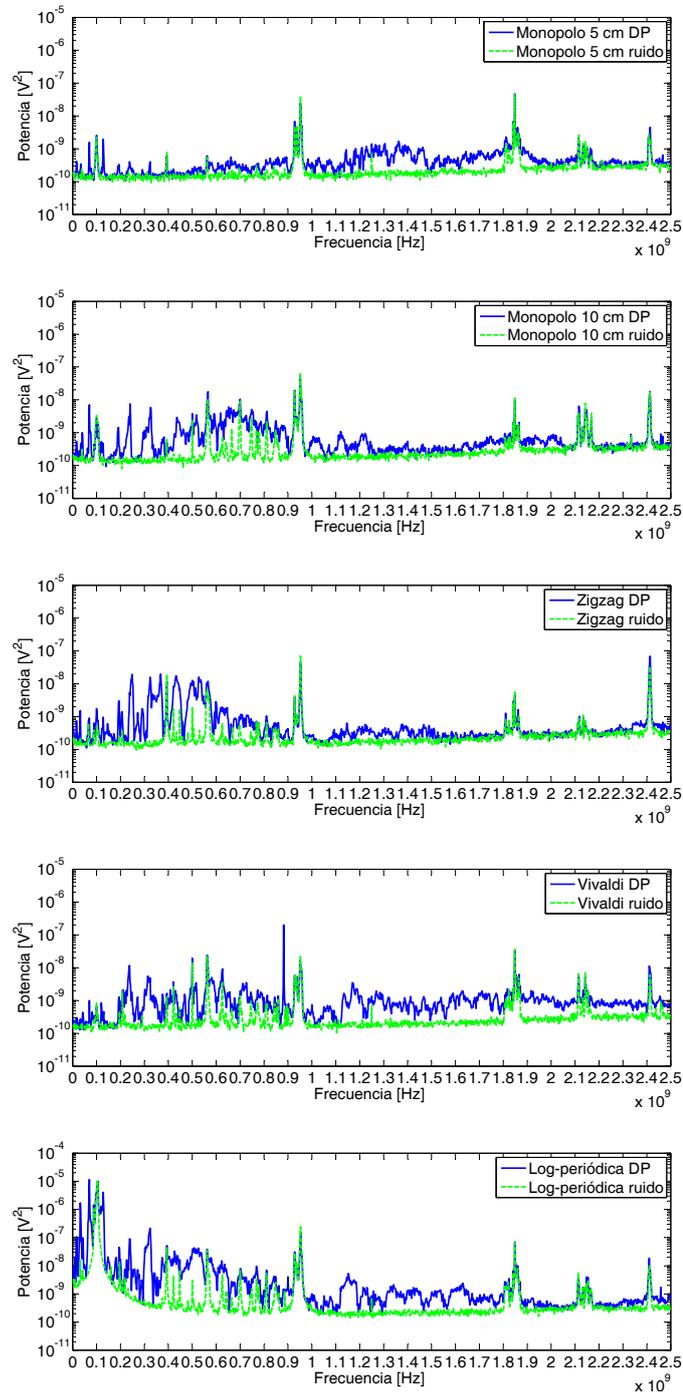


Figura 6.23: Espectro de DPs internas en metacrilato a 14 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

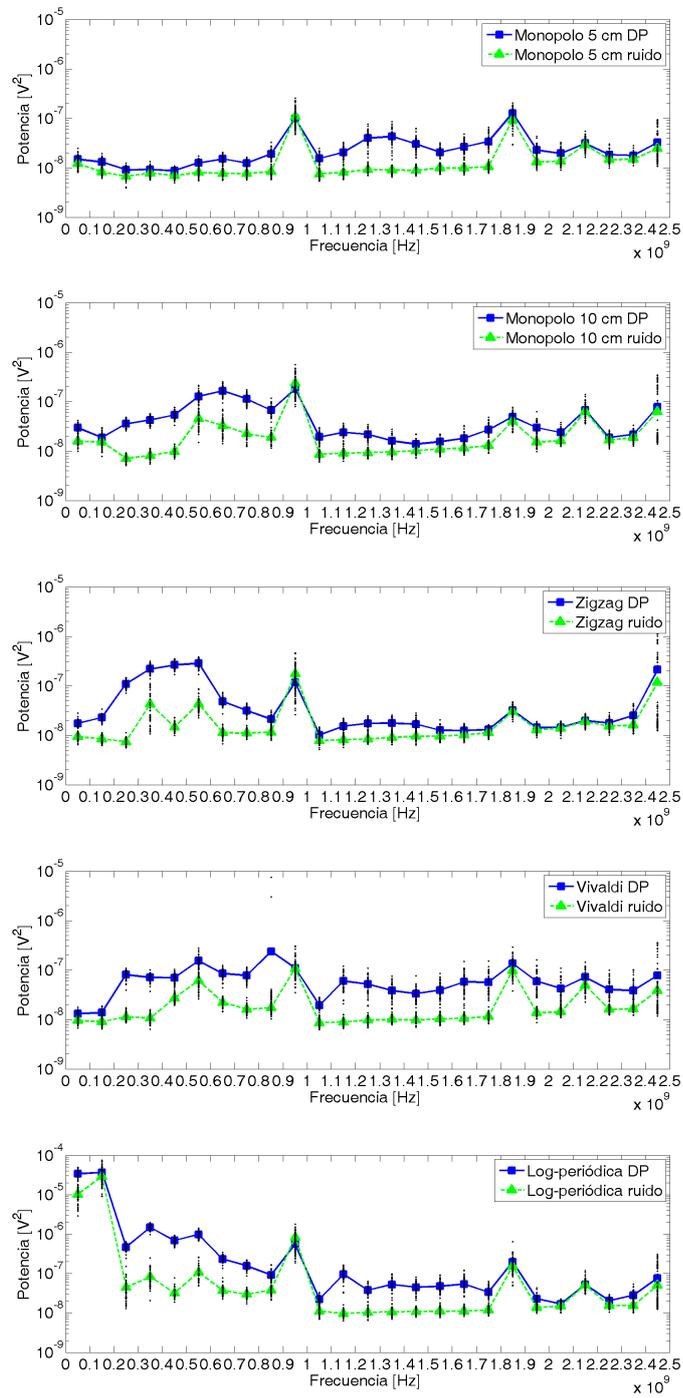


Figura 6.24: Promedio de potencia de DPs internas (■) en metacrilato a 14 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

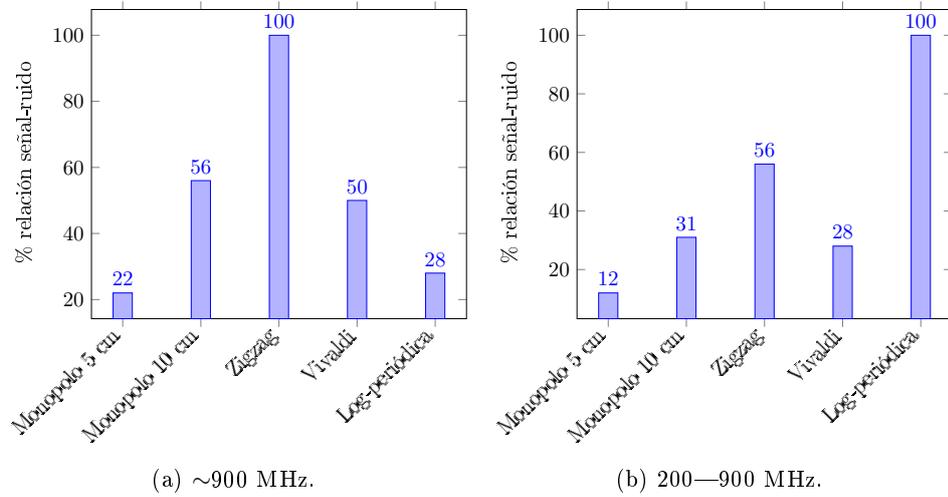


Figura 6.25: Selección de antenas para la medida de DPs internas en metacrilato en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas a)  $\sim 900$  MHz y b) 200—900 MHz normalizadas con la antena que tiene el valor acumulado de potencia mayor, en cada caso.

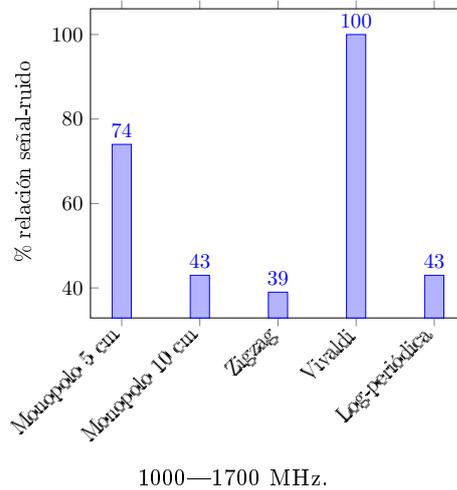


Figura 6.26: Selección de antenas para la medida de DPs internas en metacrilato en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de 1000—1700 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor.

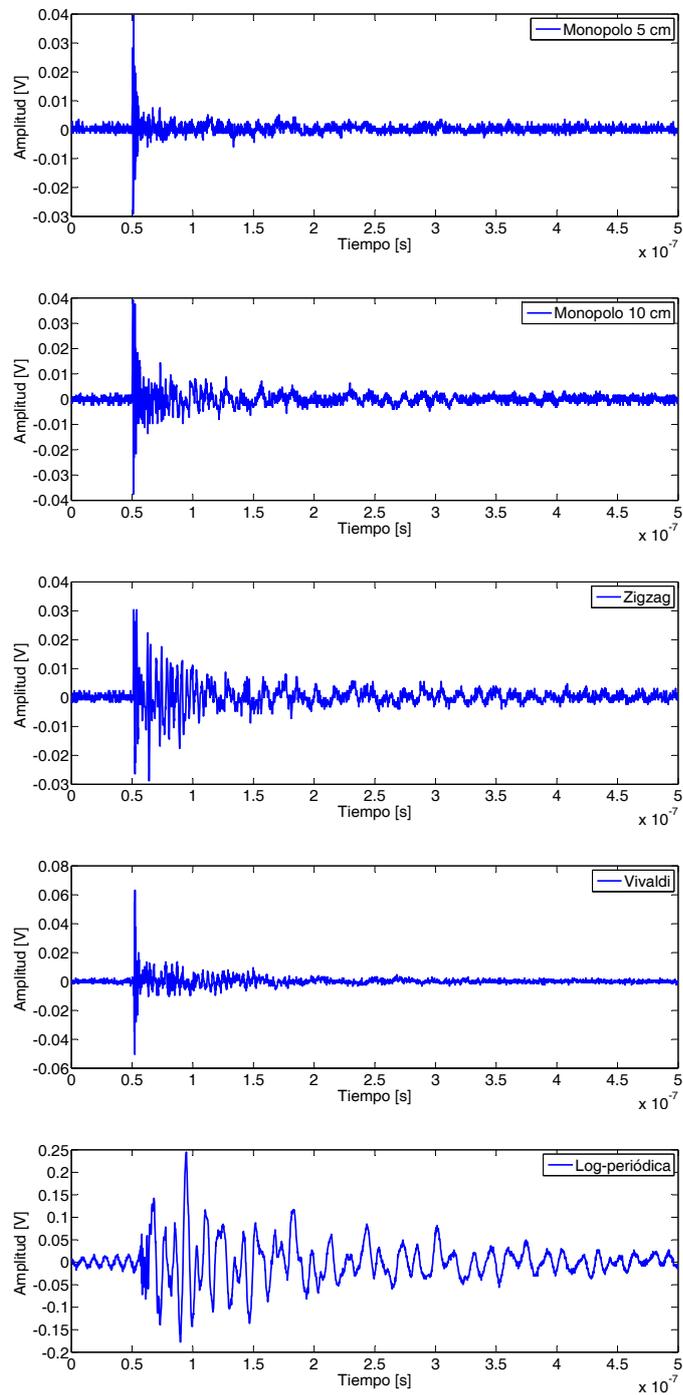


Figura 6.27: Pulso de DP superficial en lámina de polietileno a 1600 V medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

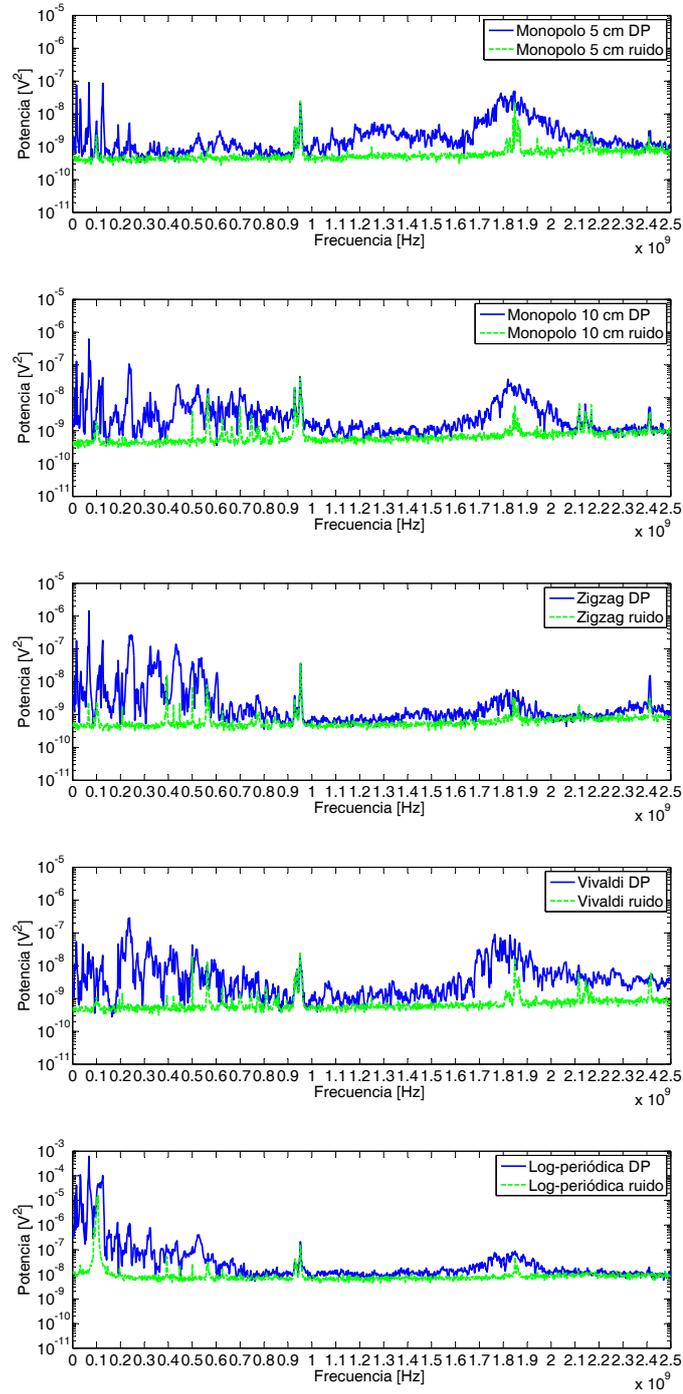


Figura 6.28: Espectro de DPs superficiales en lámina de polietileno a 1600 V y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

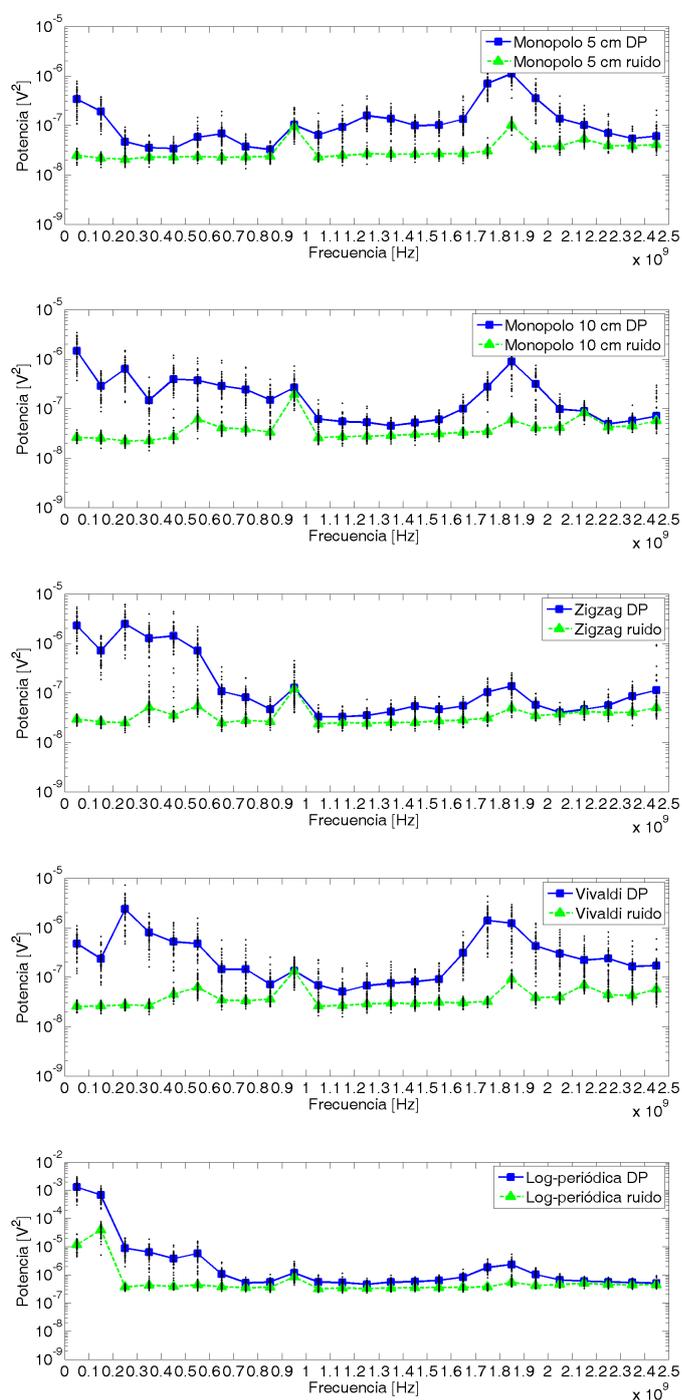


Figura 6.29: Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en lámina de polietileno a 1600 V y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

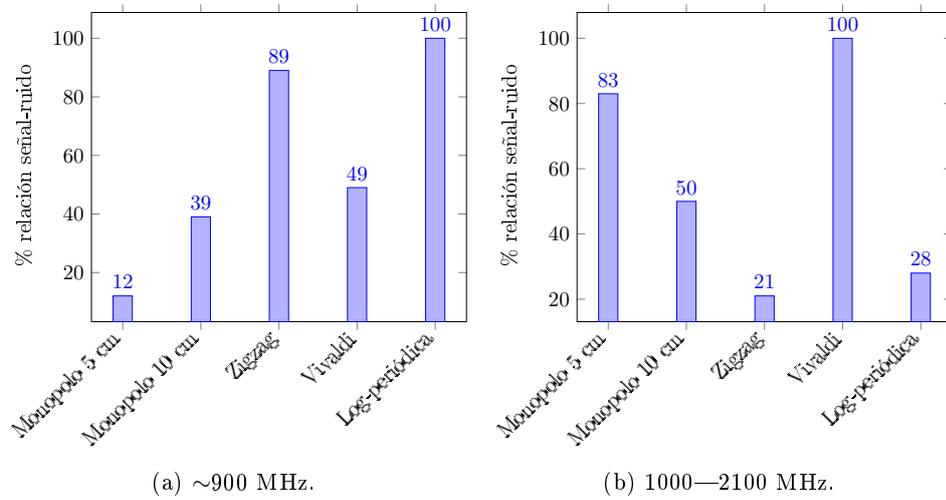


Figura 6.30: Selección de antenas para la medida de DPs superficiales en polietileno en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas de a)  $\sim 900$  MHz y b) 1000—2100 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor, en cada caso.

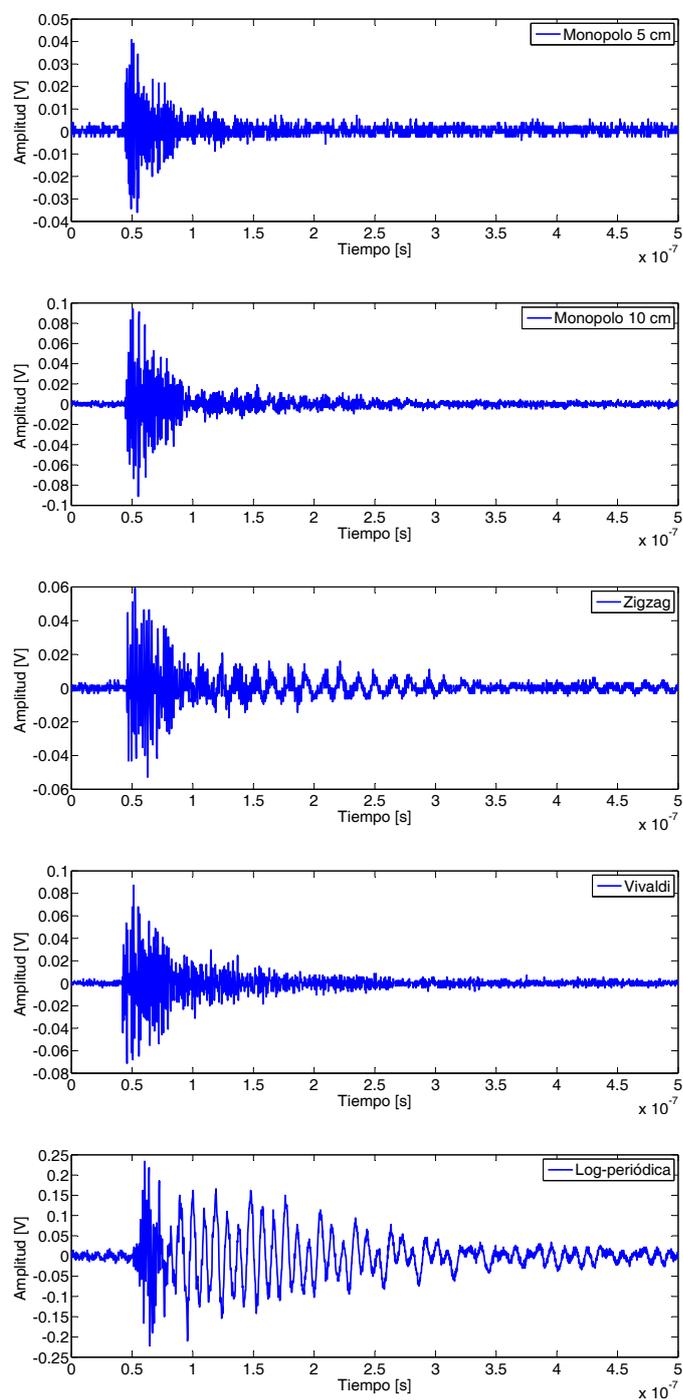


Figura 6.31: Pulso de DP superficial en par trenzado a 760 V medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

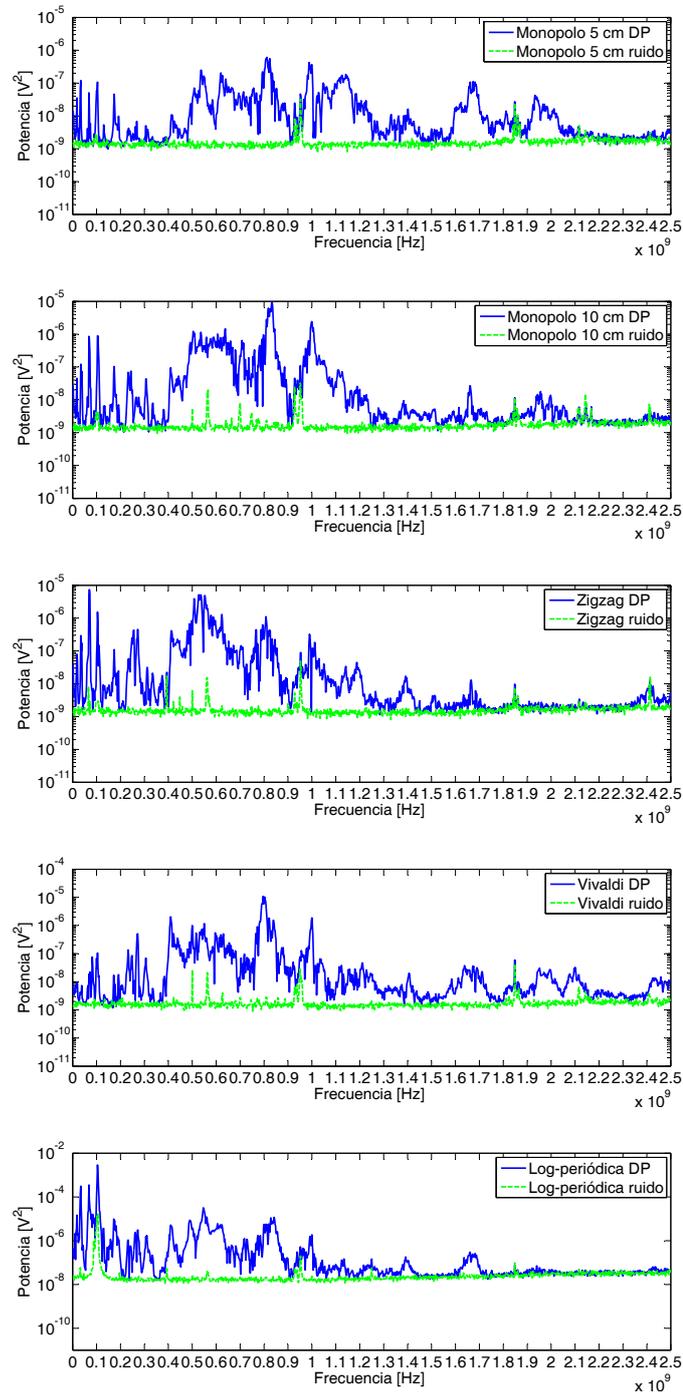


Figura 6.32: Espectro de DPs superficiales en par trenzado a 760 V y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

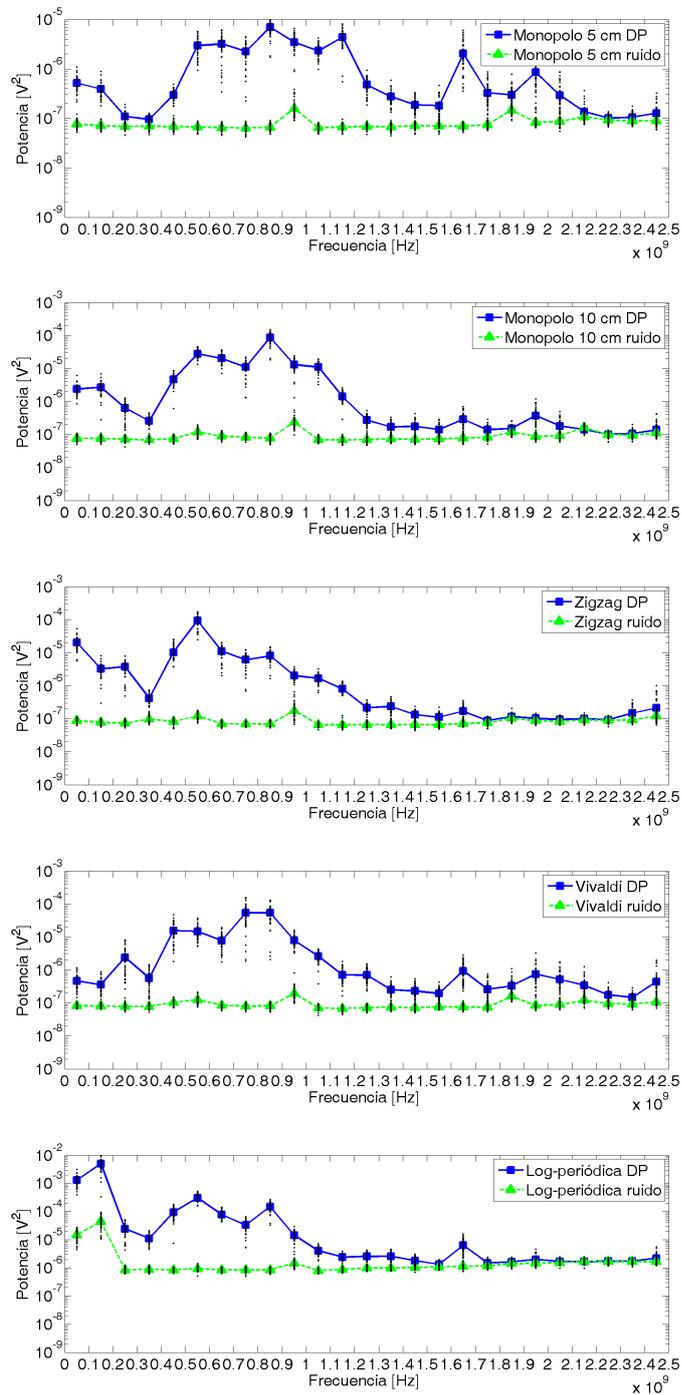


Figura 6.33: Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en par trenzado a 760 V y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

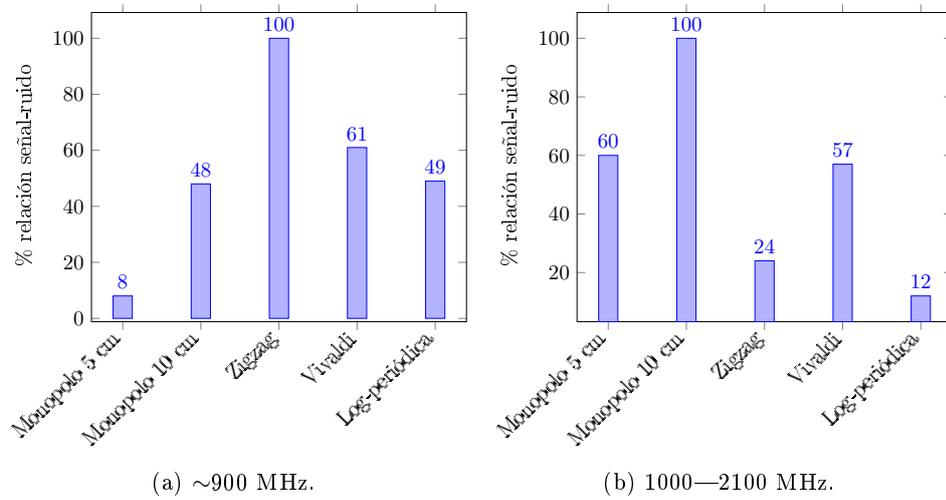


Figura 6.34: Selección de antenas para la medida de DPs superficiales en par trenzado en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en las bandas de a)  $\sim 900$  MHz y b) 1000—2100 MHz normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor, en cada caso.

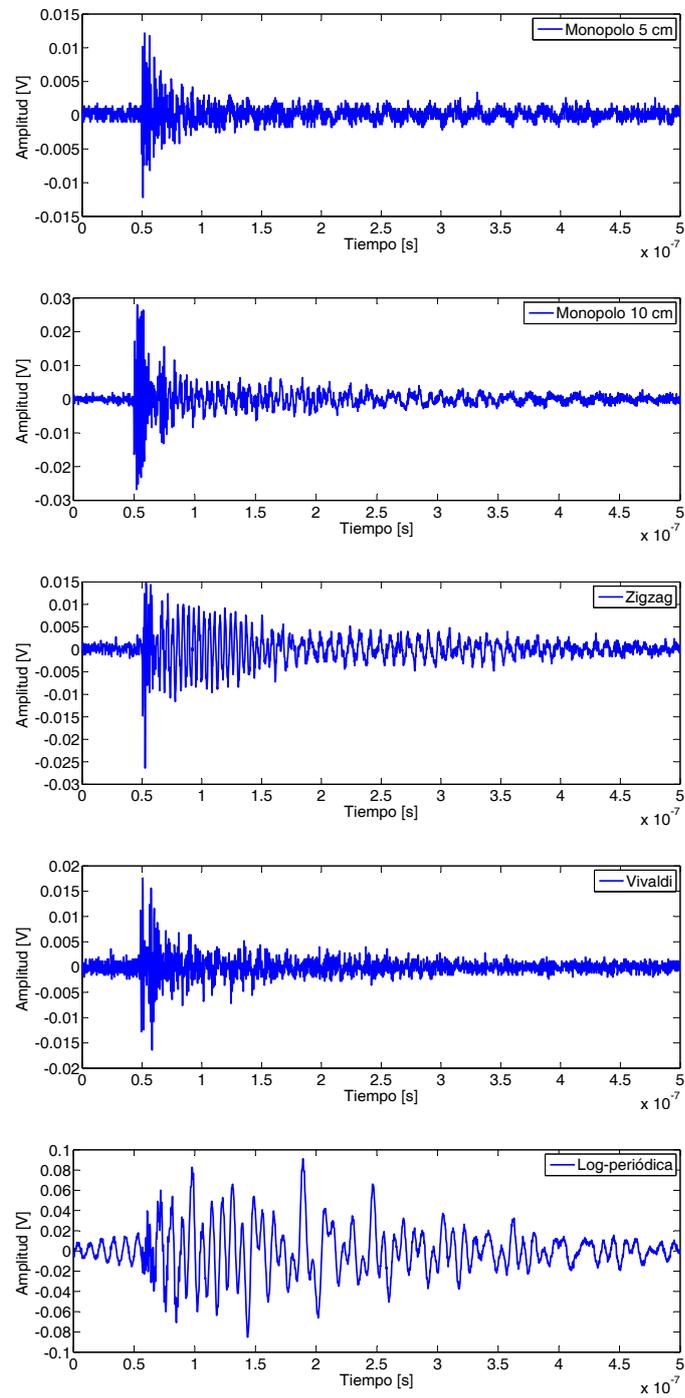


Figura 6.35: Pulso de DP superficial en aislador a 12 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

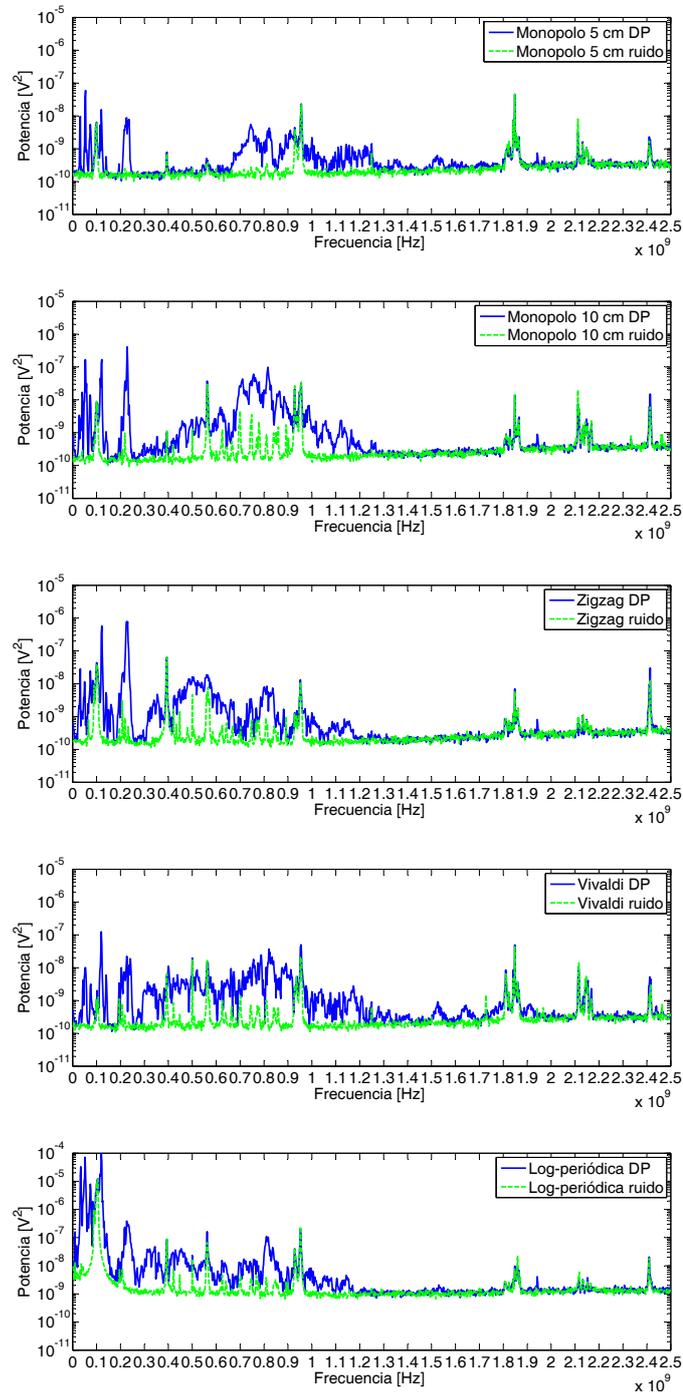


Figura 6.36: Espectro de DPs superficiales en aislador a 12 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

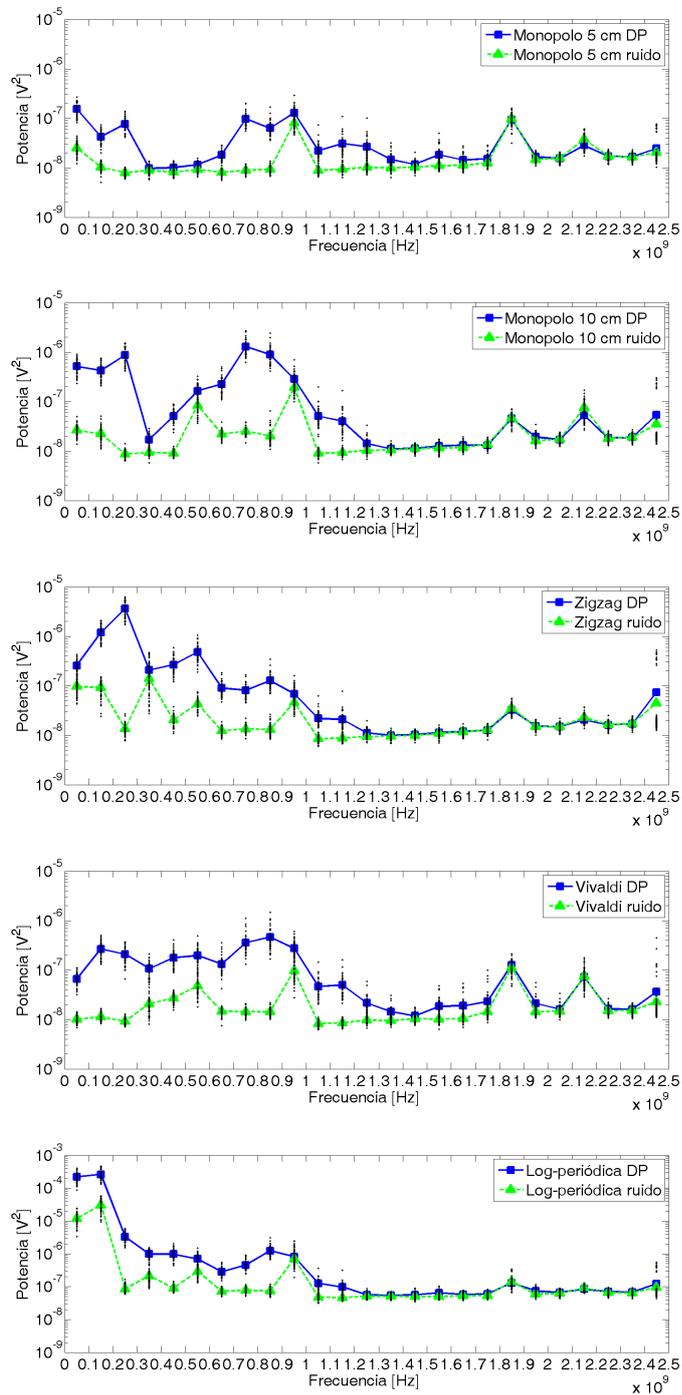


Figura 6.37: Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en aislador a 12 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

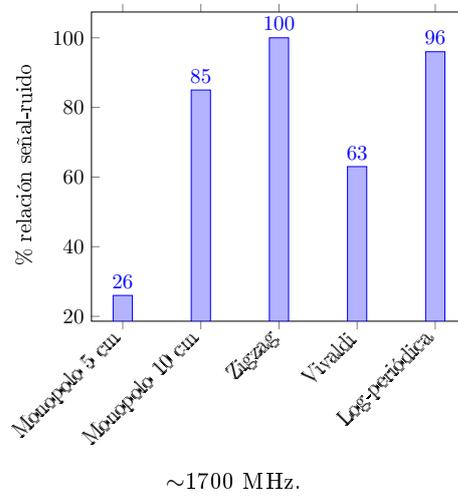


Figura 6.38: Selección de antenas para la medida de DPs superficiales en aislador en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de  $\sim 1700$  normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor.

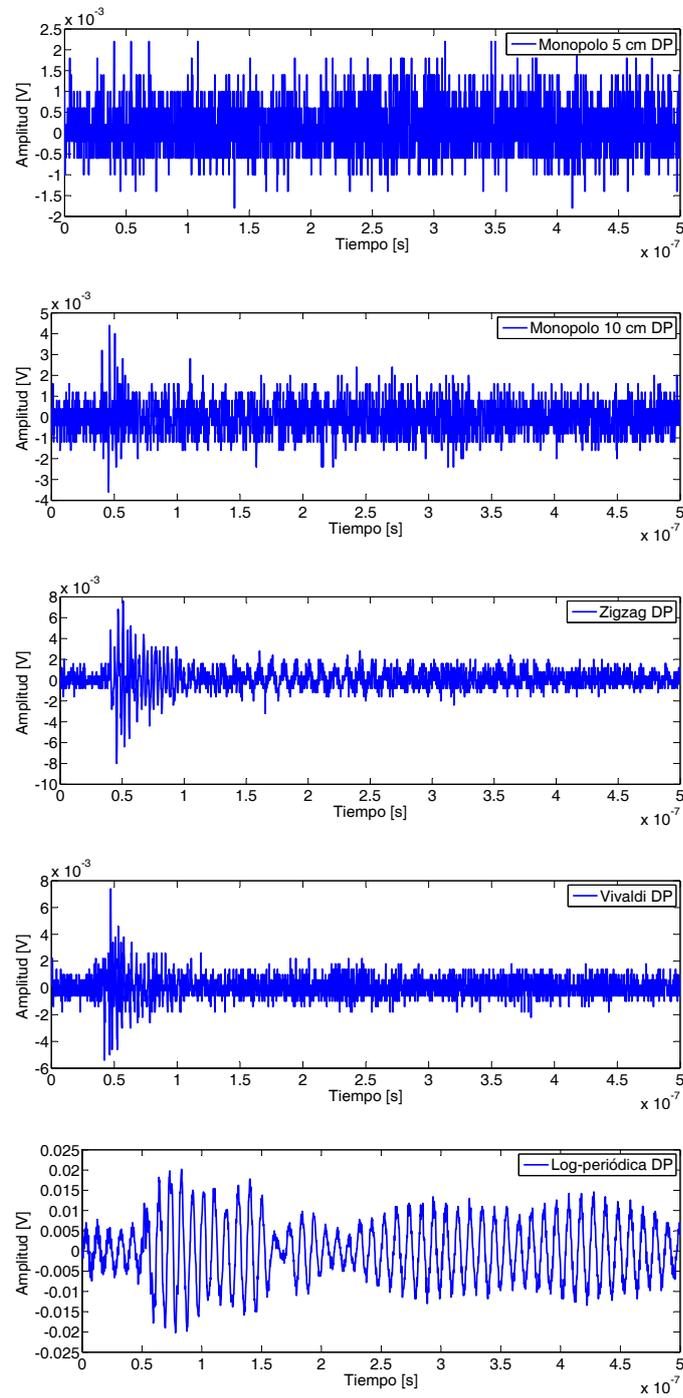


Figura 6.39: Pulso de DP corona en cable de cobre a 9 kV medido con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

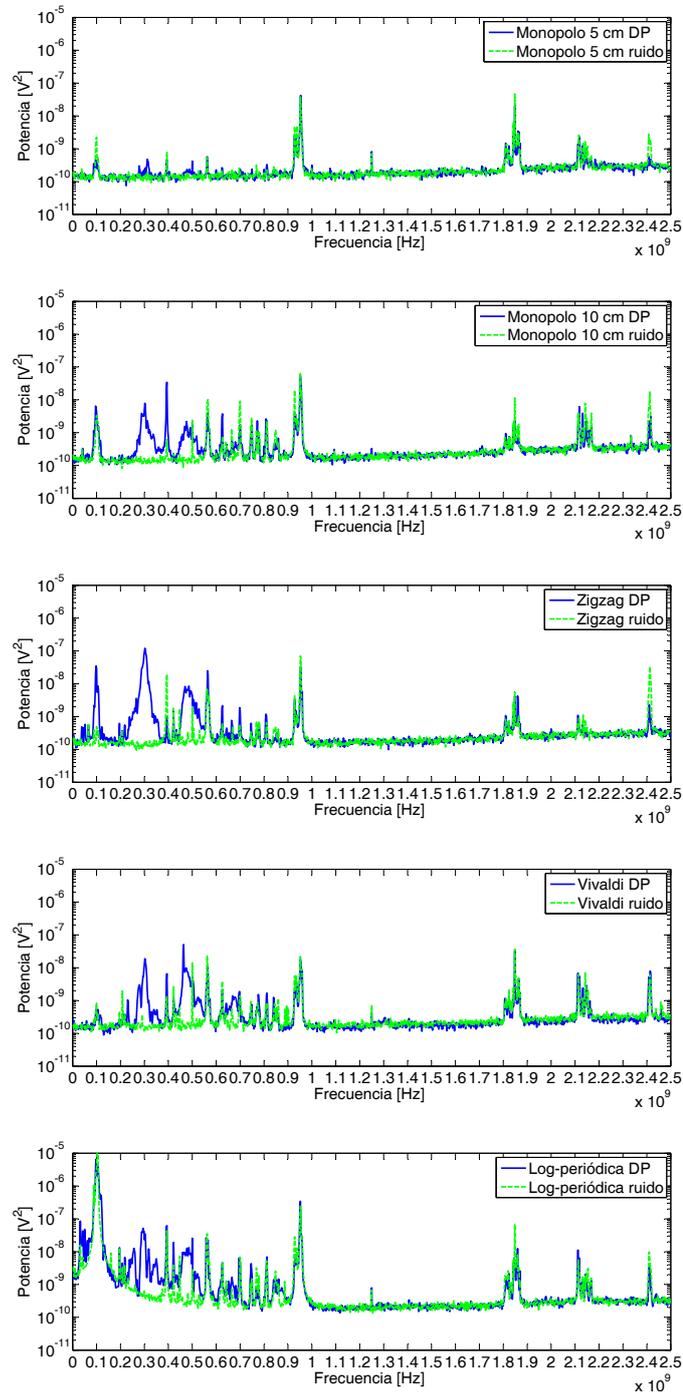


Figura 6.40: Espectro de DPs corona en cable de cobre a 9 kV y ruido medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

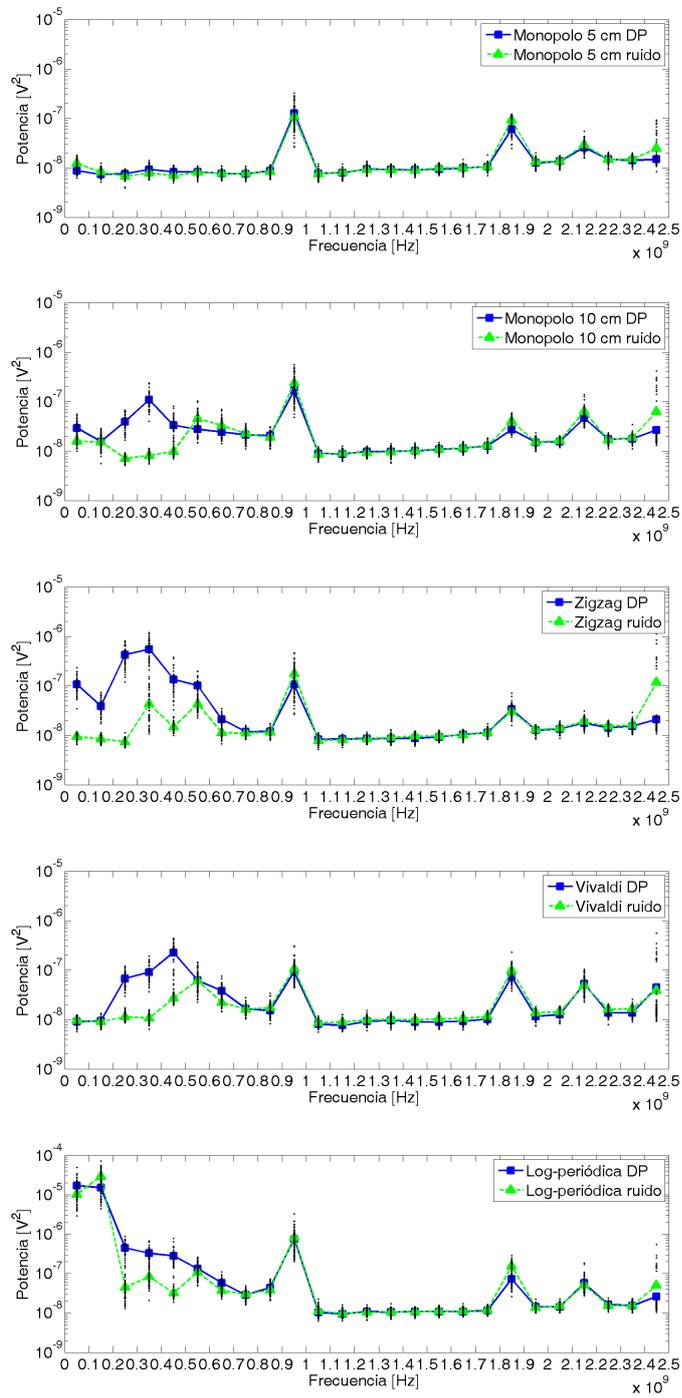


Figura 6.41: Promedio de potencia de DPs corona (■) en cable de cobre a 9 kV y ruido (▲) medidos con las antenas monopolo y con las antenas de banda ancha.

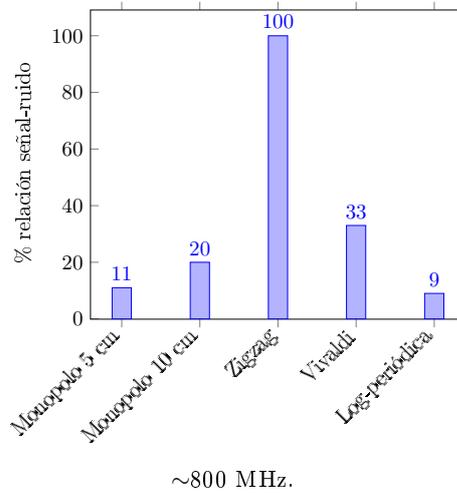


Figura 6.42: Selección de antenas para la medida de DPs corona en cable de cobre en función de la relación señal-ruido obtenida con el acumulado de potencia en la banda de  $\sim 800$  normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor.

## 6.5. Comparación de la adquisición de DPs entre el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 y el PDS-100

En este apartado, se compara la respuesta de un sistema de adquisición que mide en el tiempo, formado por las antenas y el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254, con la de un analizador de espectros comercial PDS-100 que mide en frecuencia. Para ello, al mismo tiempo que se hicieron las medidas del apartado anterior, se empleó el PDS-100 junto con la antena W-889 para la adquisición de DPs, como se ve en la Figura 6.11. Para poder comparar las medidas, una vez realizada la adquisición con este equipo en dBm, se cambia la unidad de potencia a vatios y se normaliza en función del máximo, en cada caso. Los dBm están referidos a mW, por ejemplo, 0 dBm = 1 mW, y si se aumenta 3 dB se dobla la potencia, luego 3 dB son aproximadamente 2 mW. Para convertir la potencia de dBm a vatios se utiliza la siguiente ecuación:

$$P(W) = 1W \cdot 10^{(P(\text{dBm})/10)}/1000 \quad (6.6)$$

En primer lugar, se mide el ruido y se calcula su espectro normalizado como se presenta en la Figura 6.43. De nuevo, todas las figuras se recopilan al final de este apartado debido a su amplio número. En la figura del ruido se pueden observar los contenidos de potencia de las fuentes de FM, DAB, TV y GSM que se obtenían con el osciloscopio por debajo de 1 GHz. En torno a 129 MHz aparece potencia, que no era tan apreciable con el otro sistema de adquisición, de una fuente de ruido propia de usos civiles de servicio

móvil aeronáutico, (CNAF, Feb. 2014), debida a que la primera frecuencia de resonancia de la antena W-889 se da para esta frecuencia.

A continuación, se compararán los espectros obtenidos por el PDS-100 para cada tipo de DP y, además, se estudiará qué ocurre con las mismas descargas adquiridas con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254. Para ello, se normaliza su espectro hasta 1 GHz para las dos antenas que han tenido una mejor respuesta en los estudios previos, la Vivaldi y la monopolo de 10 cm. Los datos aquí obtenidos no son comparables entre sí, por tener las señales distintos niveles de potencia para los dos sistemas de adquisición. Por esta razón, al normalizar los espectros con respecto a su máximo en cada caso, lo que se pretende es comparar cómo se distribuye la potencia de la señal con respecto al ruido según se mida con el PDS-100 o el osciloscopio.

### 6.5.1. DPs internas

En las Figuras 6.44a y 6.44b se presentan los espectros de las DPs internas en Nomex y metacrilato comparadas con el ruido, respectivamente. Para el Nomex, el PDS-100 registra un aumento de potencia entre 250—500 MHz mientras que para el metacrilato la banda es más amplia, de 60—450 MHz.

En la Figura 6.45 se muestra la comparación de los espectros normalizados de las DPs internas en Nomex medidos con el PDS-100 y con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi conectadas al osciloscopio. Para los tres casos, las DPs tienen un contenido de potencia entre 250—450 MHz, especialmente acusado en el PDS-100, pero la envolvente del espectro no se parece entre ellas. Sin embargo, la distribución de la potencia de estas DPs es similar para el monopolo de 10 cm y la Vivaldi, presentando la medida con el osciloscopio un incremento del espectro en toda la banda, principalmente hasta 900 MHz, cosa que no ocurre con el PDS-100. De igual manera, para el metacrilato, Figura 6.46, el osciloscopio presenta un aumento de potencia debido a las DPs en toda la banda que el PDS-100 no muestra, por esta razón, el sistema de adquisición compuesto por el osciloscopio es capaz de obtener un mayor rango de frecuencias en las que las DPs internas emiten potencia y además, se puede llevar el estudio hasta 2,5 GHz, rango en el que las descargas también presentan un aumento de potencia con respecto al ruido.

### 6.5.2. DPs superficiales

En primer lugar, se analizan los resultados obtenidos con el PDS-100. En las Figuras 6.47a, 6.47b y 6.47c se muestran los espectros de las DPs superficiales con respecto al ruido para los objetos de ensayo de la lámina de polietileno, el par trenzado y el aislador, respectivamente. Para todas las descargas superficiales existe un aumento de potencia principal hasta 200 MHz cayendo exponencialmente hasta 550 MHz para la lámina de polietileno

y hasta 450 MHz para el aislador, en el que además hay concentraciones menores de potencia en torno a 700 MHz y 790 MHz. Las DPs en el par trenzado son las que tienen mayor potencia y aunque muestra una caída exponencial, como para las otras DPs, es hasta 350 MHz y, además, tiene potencia en toda la banda.

Para estudiar la respuesta de los dos sistemas de adquisición, en la Figura 6.48 se comparan los espectros normalizados de las DPs superficiales en la lámina de polietileno medidos con el PDS-100 y con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi conectadas al osciloscopio. La distribución de potencia no muestra similitud para los dos sistemas de medida, ya que con el monopolo de 10 cm y la Vivaldi se mide potencia hasta, principalmente, 900 MHz, mientras que con el PDS-100, a partir de 550 MHz no se obtiene una medida distinta al ruido, por lo que estas DPs obtenidas con los dos sistemas de adquisición no son comparables entre sí.

Para el par trenzado, Figura 6.49, las tres representaciones muestran potencia en toda la banda de frecuencia, que se distribuye en dos intervalos diferenciados, hasta 350 MHz y entre 400 MHz—900 MHz, por lo que este tipo de DPs tienen una distribución de potencia similar para los dos sistemas de medida. Esto puede ser debido a que los pulsos de DPs en el par trenzado tienen mucha energía y los dos sistemas de adquisición reciben contenido de potencia en toda la banda de frecuencias.

Por último, las DPs superficiales en el aislador, Figura 6.50, tienen una distribución de potencia similar hasta 450 MHz con acumulaciones de potencia en bandas en torno a 125 MHz y 225 MHz en todos los casos, pero el monopolo de 10 cm y la Vivaldi reciben un alto contenido de potencia entre 450—1000 MHz que no es apreciable con el PDS-100.

En conclusión, la medida de DPs superficiales en la lámina de polietileno no muestra similitud para ambos sistemas de adquisición, mientras que para el aislador sí, al menos hasta 450 MHz y en toda la banda para el par trenzado. Aunque para todas las descargas, con el osciloscopio se obtiene más información de la DP, debido que se mide potencia para un rango mayor de frecuencias y a que la amplitud del pulso de las descargas es mayor que la del ruido y permite su adquisición con este equipo, sino sería necesario utilizar un analizador de espectros.

### 6.5.3. DPs corona

El espectro de las DPs corona en el cable de cobre medido con el PDS-100 se muestra en la Figura 6.51a. Estas descargas muestran un aumento de potencia, únicamente, en 270—315 MHz.

En la Figura 6.52 se comparan los espectros normalizados de las DPs corona medidos con el PDS-100 y con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi. Para el monopolo de 10 cm y la Vivaldi, también hay un aumento de

potencia en torno a 300 MHz, y además existen otras bandas en 400 MHz, 420–550 MHz y 650—700 MHz, en las que la DP provoca un aumento del espectro de potencia y que no aparece para la medida con el PDS-100. Por lo que, el espectro de potencia de las DPs corona es comparable en torno a 300 MHz para ambos sistemas de adquisición y, como se ha dicho anteriormente, el sistema propuesto en este trabajo ofrece información adicional del contenido de potencia de las DPs para frecuencias mayores.

#### **6.5.4. Conclusiones de la utilización del PDS-100**

En general, el sistema de adquisición formado por el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 y las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi da más información para poder identificar el tipo de DP que el analizador de espectros PDS-100 en todos los casos, principalmente, por encima de 500 MHz. Además, el PDS-100 sólo llega a medir hasta 1 GHz, mientras que el osciloscopio permite adquisiciones hasta 2,5 GHz lo que permite un análisis más amplio del espectro y ofrece mayores posibilidades para la caracterización de los diferentes tipos de DPs.

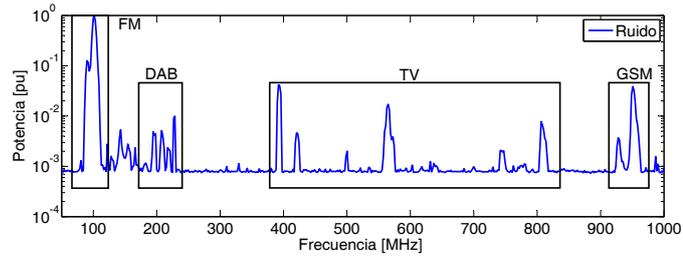
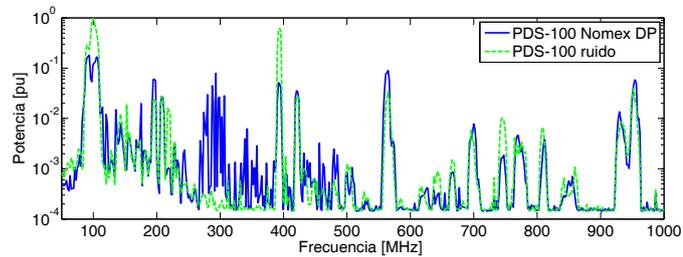
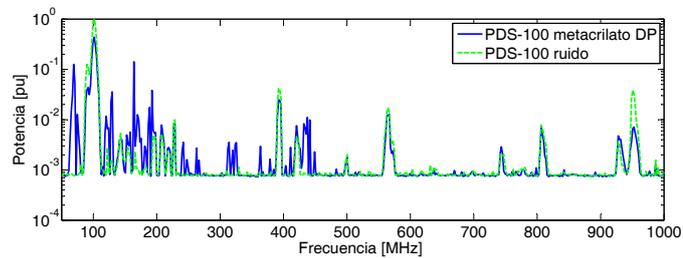


Figura 6.43: Espectro normalizado del ruido medido con el PDS-100 y la antena W-889.



(a): Papel Nomex a 13 kV.



(b): Metacrilato a 14 kV.

Figura 6.44: Espectro normalizado de ruido y DPs internas en a) Nomex y b) Metacrilato medidos con el PDS-100 y la antena W-889.

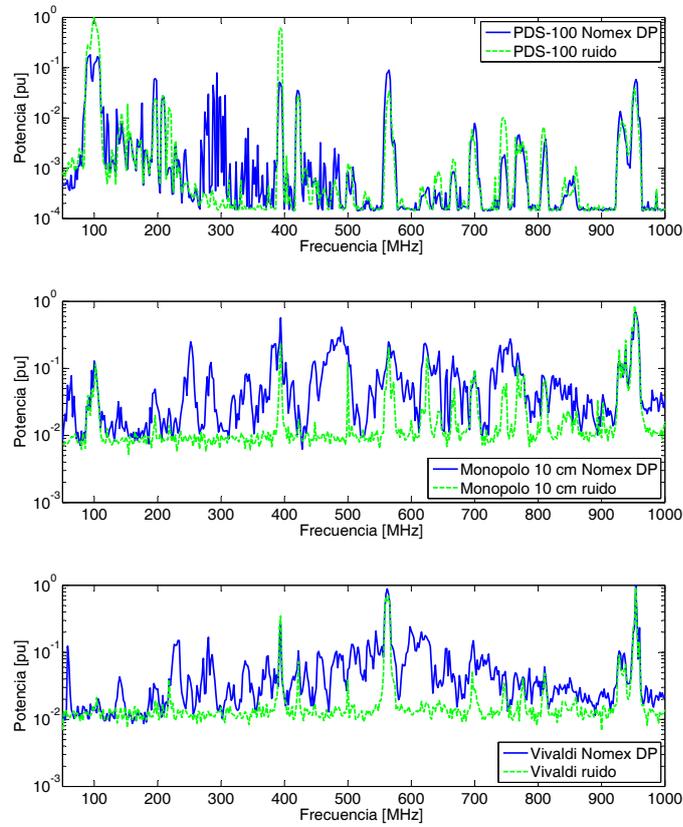


Figura 6.45: Comparación de espectros de DPs internas en papel Nomex medidas a 13 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi.

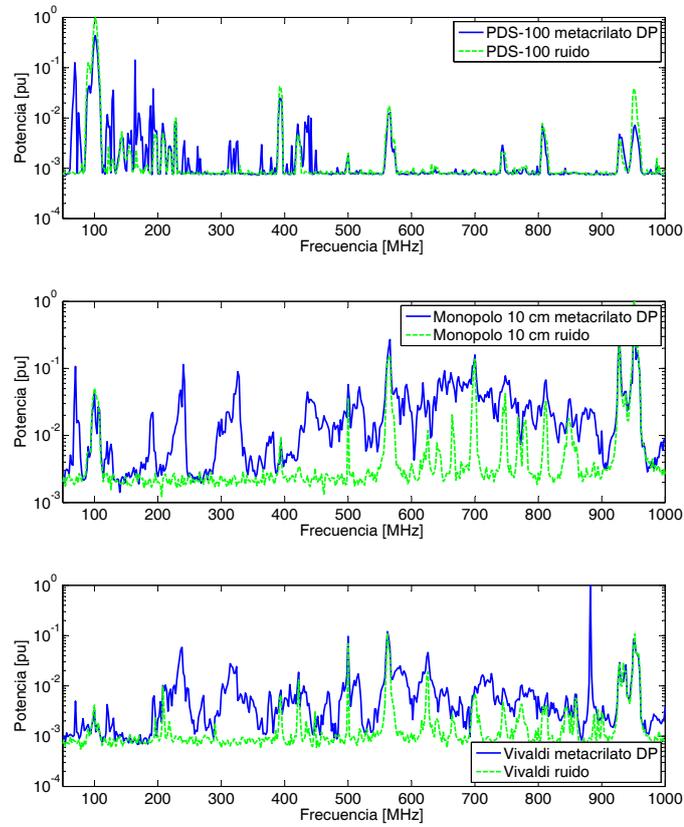
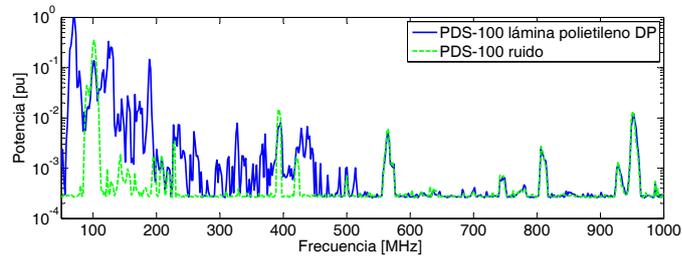
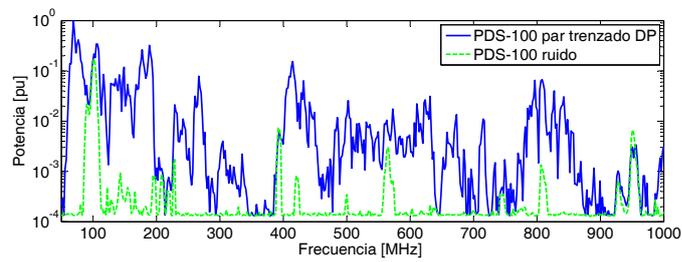


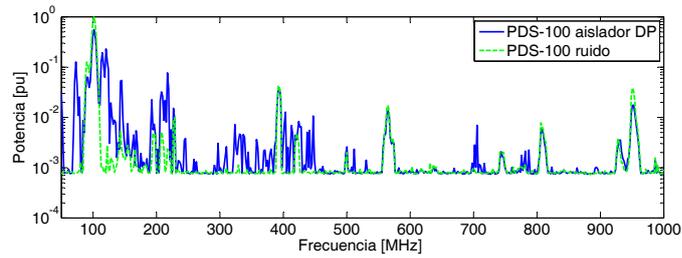
Figura 6.46: Comparación de espectros de DPs internas en metacrilato medidas a 14 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi.



(a): Lámina de polietileno a 1600 V.



(b): Par trenzado a 760 V.



(c): Aislador a 12 kV.

Figura 6.47: Espectro normalizado de ruido y DPs superficiales en a) Lámina de polietileno, b) Par trenzado y c) Aislador medidos con el PDS-100 y la antena W-889.

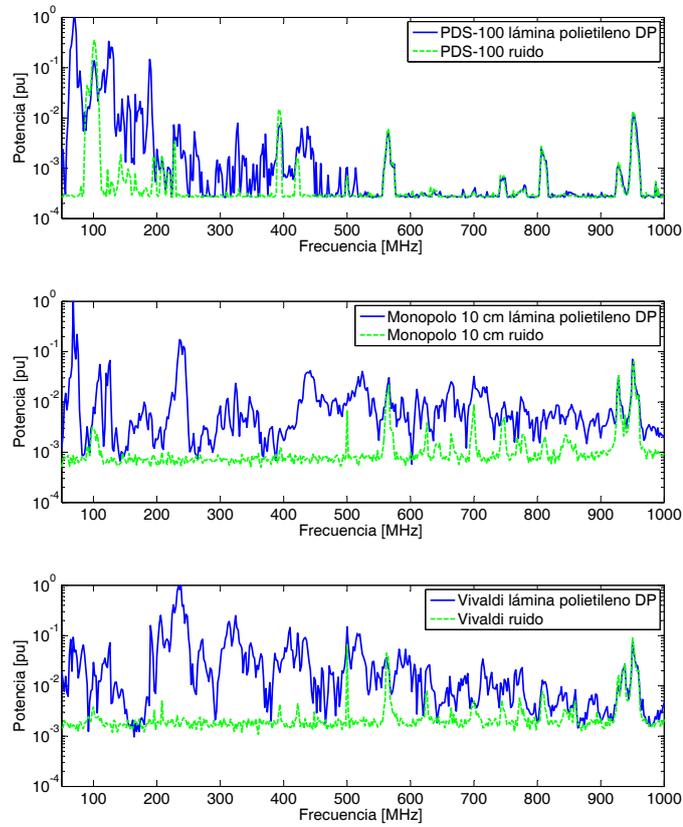


Figura 6.48: Comparación de espectros de DPs superficiales en lámina de polietileno medidas a 1600 V y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi.

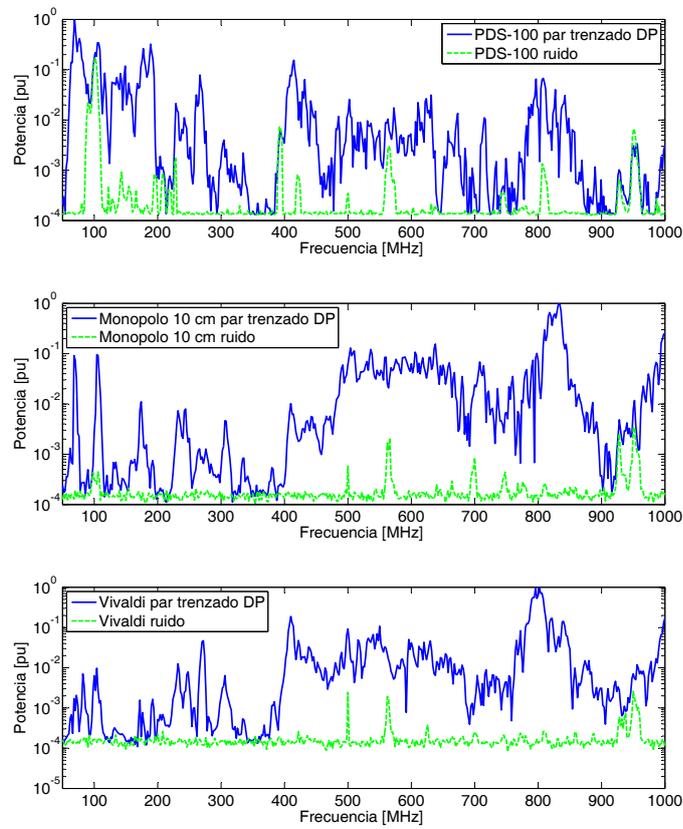


Figura 6.49: Comparación de espectros de DPs superficiales en par trenzado medidas a 760 V y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi.

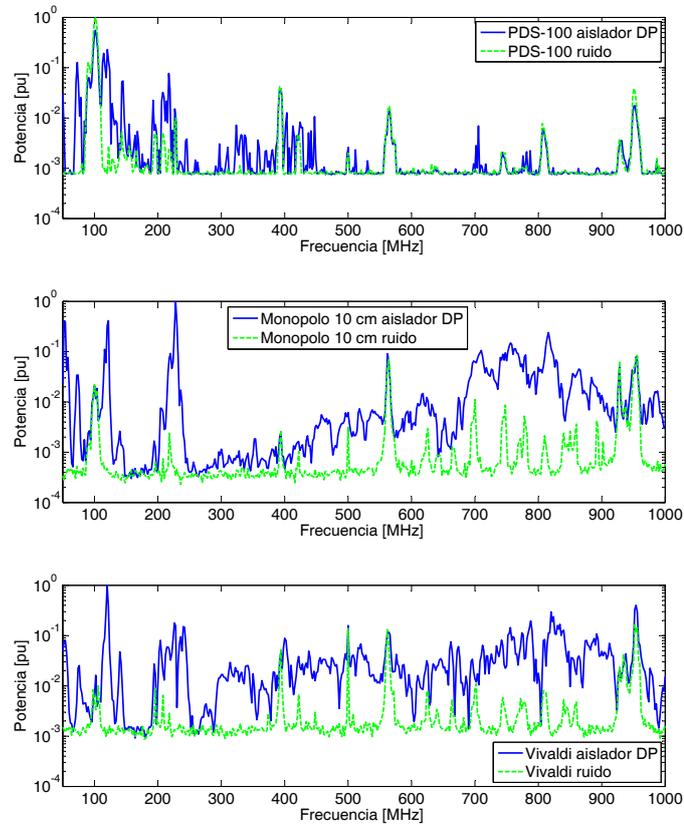
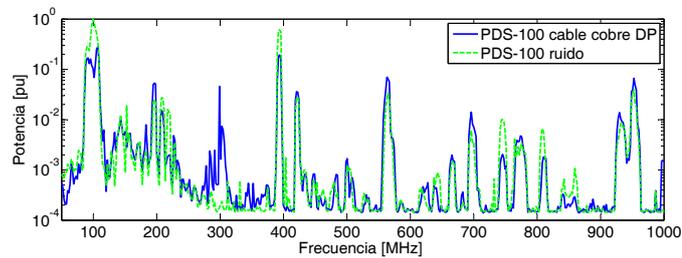


Figura 6.50: Comparación de espectros de DPs superficiales en aislador medidas a 12 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi.



(a): Cable de cobre a 9 kV.

Figura 6.51: Espectro normalizado de ruido y DPs corona en a) Cable de cobre medidos con el PDS-100 y la antena W-889.

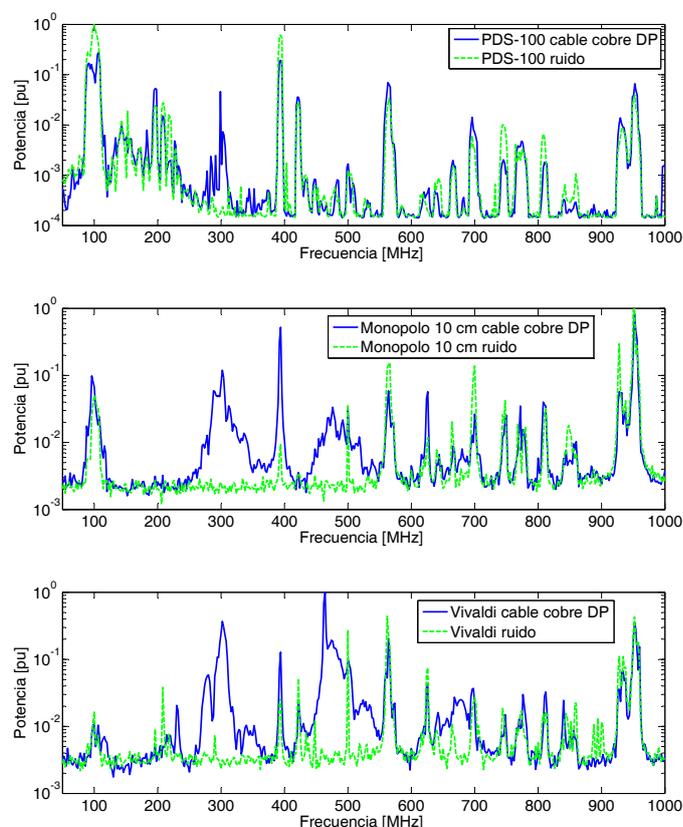


Figura 6.52: Comparación de espectros de DPs corona en cable de cobre medidas a 9 kV y ruido con el PDS-100 y la antena W-889 y con el osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 con las antenas monopolo de 10 cm y Vivaldi.

## 6.6. Influencia de la distancia en la medida de DPs con antenas

En este apartado se estudia la influencia de la distancia de las antenas en la medida de DPs cuando se mide con cuatro monopolos de 10 cm en diferentes posiciones. Para este estudio se utiliza el par trenzado por ofrecer descargas de gran potencia. En la Figura 6.53 se ve la disposición de los monopolos, en donde la antena del canal 4 (Ch4) está al doble de distancia del monopolo del canal 2 (Ch2), estando las antenas de los canales 1 (Ch1), 2 (Ch2) y 3 (Ch3) a la misma distancia del objeto de ensayo, 100 cm. Sobre el par trenzado, se ha marcado con un 1 el punto a tensión y con 2 la tierra.

En la Figura 6.54 se muestran los pulsos en el tiempo medidos con los monopolos de 10 cm, cuyos tiempos de llegada son 49 ns para el Ch1, 48 ns para los Ch2 y Ch3 y 52 ns para el Ch4, lo que hace indicar que la fuente

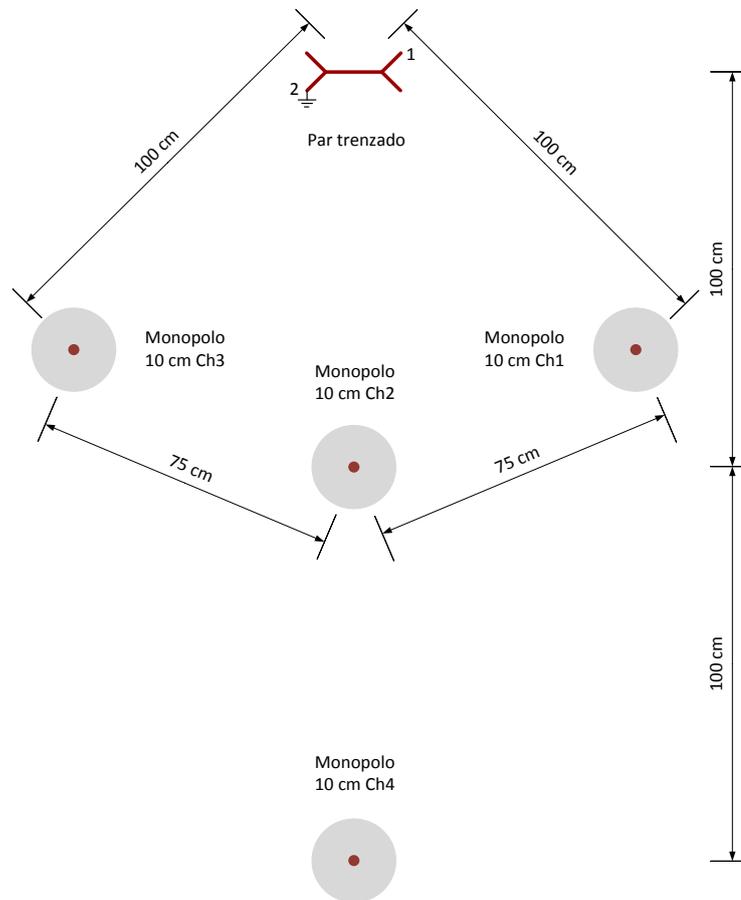


Figura 6.53: Disposición de las 4 antenas monopolo con plano de tierra para medir la influencia de la distancia a la fuente de DPs en función de la posición de la antena.

de DPs está a la misma distancia de los monopolos Ch2, Ch3 y, por tanto, estará situada entre el centro del par trenzado y su extremo cercano a la conexión a tierra. Para poder diferenciar su contenido de potencia, se realiza el cálculo de su espectro y se presenta en la Figura 6.55 para cada antena. En esta figura se encuentran dos incrementos de potencia diferenciados, el más importante se produce hasta aproximadamente 1500 MHz, con su máximo en torno a 800 MHz, y el segundo entre 1500—1800 MHz con su máximo en 1660 MHz.

Para completar el estudio, se procede a calcular el acumulado de potencia en bandas de 100 MHz para todas las antenas y se presenta en la Figura 6.56. El monopolo Ch4 es el que menor potencia capta de las DPs, aproximadamente, 2,5 veces menos que las otras tres antenas en el intervalo 700—900 MHz y entre 3,1—1,6 puntos menos en el intervalo 1600—1800 MHz. Para

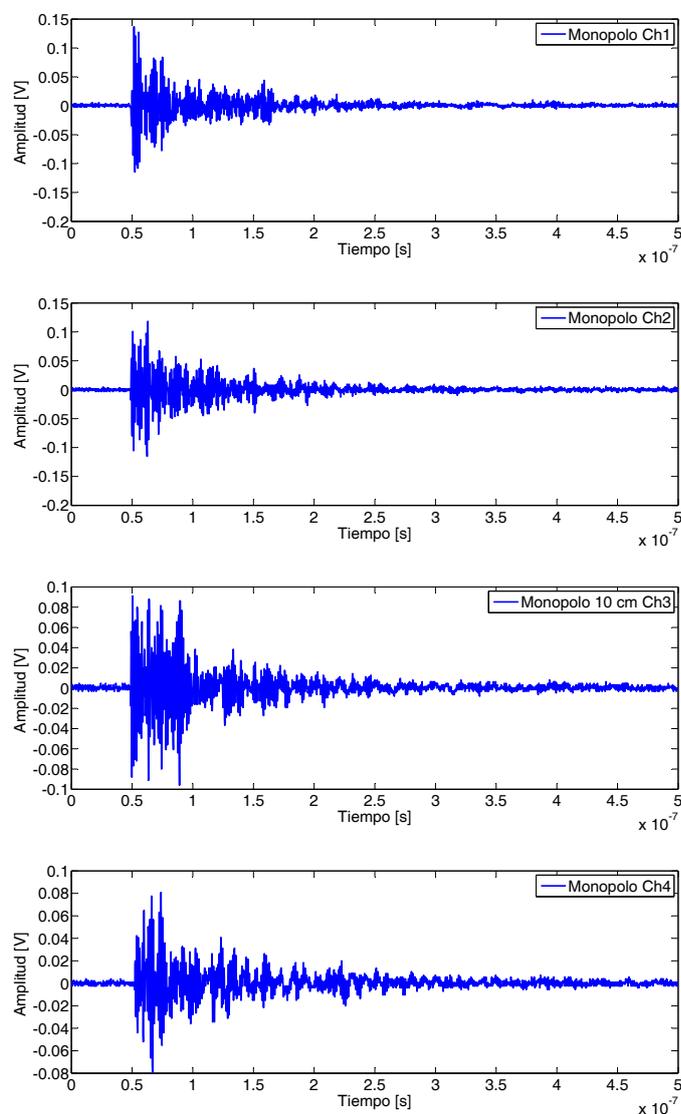


Figura 6.54: Pulso de DP superficial en par trenzado a 760 V captado por cuatro monopolos de 10 cm situados en distintas posiciones.

profundizar en este estudio, se presentan los valores del acumulado de potencia y la relación señal-ruido para cada una de las antenas en la Tabla 6.9. Hasta 1500 MHz, el monopolo del Ch1 tiene una relación de 130, mientras que los monopolos de los Ch2 y Ch3 presentan un valor cercano a 95, por lo que para este rango de frecuencias, el monopolo que mejor capta la emisión de las DPs es el del Ch1 y el que menos recibe es el del Ch4 por estar más alejado. La razón por la que el monopolo del Ch1 obtiene mayor potencia estando a la misma distancia que los del Ch2 y Ch3, puede ser debida al

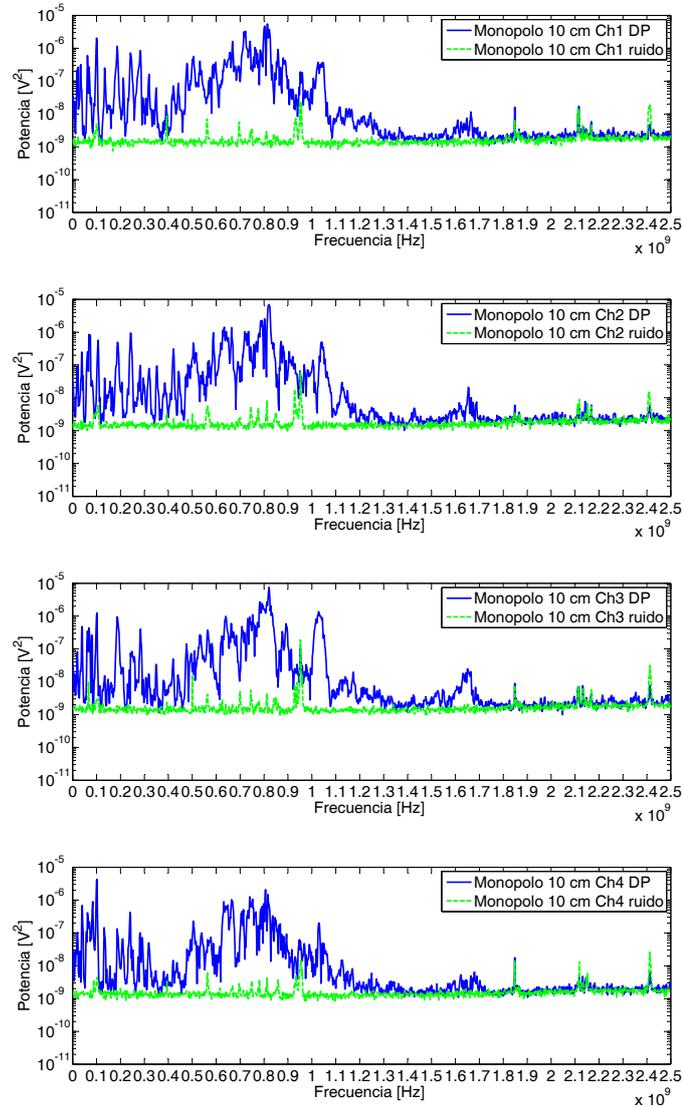


Figura 6.55: Espectro de DPs superficiales en par trenzado a 760 V captado por cuatro monopolos de 10 cm situados en distintas posiciones.

diagrama de radiación de la DP que, para este rango de frecuencias, podría tener su máximo apuntando hacia la antena del Ch1 y ser más achatado hacia las direcciones de las otras dos antenas.

En el intervalo de 1500—1800 MHz, ninguno de los monopolos recibe tanta potencia como en el primer intervalo y el monopolo del Ch3 es el que mayor relación señal-ruido tiene 2,9, mientras que los monopolos del Ch2, Ch1 y Ch4 presentan valores menores comprendidos entre 2—1,5. Puesto que el diagrama de radiación puede cambiar para cada frecuencia, es probable

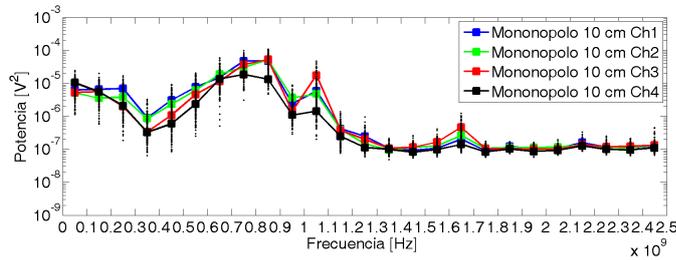


Figura 6.56: Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en par trenzado a 760 V captadas por cuatro monopolos de 10 cm en distintas posiciones.

Tabla 6.9: Relación señal-ruido para el estudio de la distancia en el par trenzado medido con cuatro monopolos de 10 cm simultáneamente.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		
	760 V	0 V	Relación
Monopolo 10 cm Ch1~1500 MHz	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$	130
Monopolo 10 cm Ch1 1500—1800 MHz	$4,9 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-7}$	1,7
Monopolo 10 cm Ch2~1500 MHz	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-6}$	98
Monopolo 10 cm Ch2 1500—1800 MHz	$6,1 \cdot 10^{-7}$	$3,1 \cdot 10^{-7}$	2
Monopolo 10 cm Ch3~1500 MHz	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	93
Monopolo 10 cm Ch3 1500—1800 MHz	$8,4 \cdot 10^{-7}$	$2,9 \cdot 10^{-7}$	2,9
Monopolo 10 cm Ch4~1500 MHz	$7 \cdot 10^{-5}$	$1,1 \cdot 10^{-6}$	62
Monopolo 10 cm Ch4 1500—1800 MHz	$4 \cdot 10^{-7}$	$2,7 \cdot 10^{-7}$	1,5

que, para este rango, el máximo del diagrama de radiación varíe con respecto al del primer intervalo y tenga un valor mayor apuntando hacia el Ch3 que para el resto de antenas.

Finalmente, se presenta una comparación del acumulado de potencia de las DPs recibido por los monopolos y normalizado con el mayor máximo en el intervalo más significativo, que va hasta 1500 MHz, Figura 6.57. Se obtiene el mismo resultado, que la antena que más potencia recibe es la del Ch1, mientras que las del Ch2 y Ch3 tienen una muy buena respuesta, siendo el monopolo del Ch4 el que menos radiación recibe.

### 6.6.1. Conclusiones al estudio de la influencia de la distancia en la medida de DPs con antenas

En la adquisición de DPs en RF, no sólo influyen las características de la antena sino también las de las DPs. En este sentido, a medida que nos alejamos de la fuente, la potencia recibida disminuye. Para obtener la máxima potencia posible de las DPs hay que buscar un compromiso entre distancia

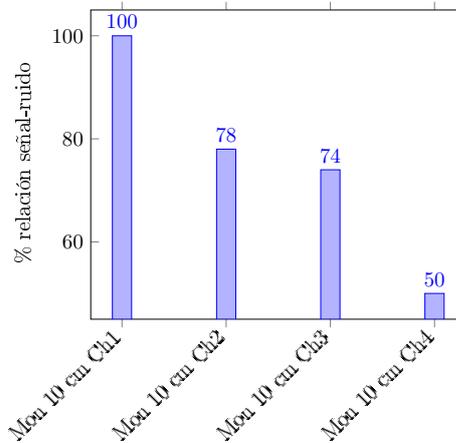


Figura 6.57: Comparación del acumulado de potencia de DPs superficiales en par trenzado medidas con cuatro monopolos de 10 cm en diferentes posiciones en la banda de  $\sim 1500$  MHz. Potencia normalizada con la antena que tiene un valor acumulado de potencia mayor

a la fuente y la polarización de la DP y la antena para que los máximos de sus diagramas de radiación estén enfrentados. Para ello, hay que rotar las antenas y realizar varias medidas previas para determinar la localización óptima en la que situar los sensores para su medida.

## 6.7. Efecto del blindaje de un transformador

En esta sección se estudiará el efecto del blindaje del modelo del tanque del transformador, descrito en el Apartado 5.2, en la propagación de las ondas electromagnéticas producidas por las DPs.

### 6.7.1. Antenas para la medición de DPs

Para el estudio del efecto del tanque del transformador en la propagación en RF de las DPs se realizan tres tipos de ensayo. En el primero, se sitúa el objeto de papel Nomex dentro del tanque, garantizando que la actividad de DPs internas se produce dentro del tanque. El segundo ensayo, consiste en la generación de DPs superficiales con el par trenzado dentro del tanque. Por último, se miden las DPs superficiales en un aislador situado sobre el tanque. Para estos ensayos se emplean dos antenas, una dentro y otra fuera del tanque, para determinar la influencia del blindaje en la propagación de las DPs tanto dentro como fuera.

Atendiendo a los resultados del Apartado 6.4 de selección de antenas, la monopolo de 10 cm y la Vivaldi son las que se pueden utilizar para medir las DPs en los tres objetos de ensayo empleados. Por motivos geométricos, no se

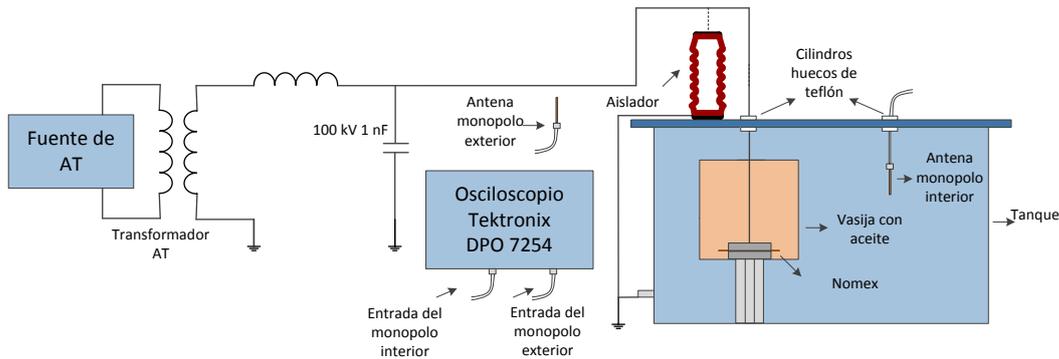


Figura 6.58: Disposición del montaje utilizado para medir DPs internas y superficiales con dos antenas.

selecciona a la Vivaldi, por ocupar un mayor espacio dentro del tanque. Con el objeto de tener el mismo tipo de sensor dentro y fuera, se utilizarán dos monopolos de 10 cm y en la Figura 6.58 se presenta una vista simplificada del montaje realizado.

La antena en el interior del tanque se sitúa a 30 cm del objeto de ensayo y la segunda se emplaza fuera del tanque a la misma distancia, para tener el mismo tiempo de retardo entre los pulsos. Cuando se utiliza el aislador, se coloca sobre el tanque y equidistante a la antena de fuera, que está también situada a 30 cm, para ser consistente con el experimento anterior. En la Figura 6.59 se presenta como ejemplo una foto de la disposición de las antenas, que es la misma para todos los experimentos, y el tanque para las medidas con el aislador. Como se ve, ambas antenas se sustentan por un trípode que impide que se muevan y se sitúan a 30 cm del objeto de ensayo en cada caso.

### 6.7.2. Medidas para la determinación del efecto del blindaje del tanque

Para facilitar la lectura de este apartado, todas las figuras obtenidas a partir de las medidas de DPs en el tanque, se recopilan al final de esta sección.

#### 6.7.2.1. DPs internas en Nomex dentro del tanque

En la Figura 6.60 se presentan las señales en el tiempo de las DPs internas en Nomex dentro del tanque. El pulso recibido por la antena de dentro tiene más componentes de alta frecuencia que el de fuera. En la Figura 6.61 se muestra el espectro del ruido con respecto al de las DPs obtenidas con ambas antenas. Dentro del tanque, Figura 6.61a, aparece potencia en toda la banda de frecuencias, mientras que para las medidas con el objeto de ensayo de Nomex del Apartado 6.4 fuera del tanque, sólo se captaba potencia hasta 1,7 GHz, según se puede ver en la Figura 6.18. Esto es debido a que los

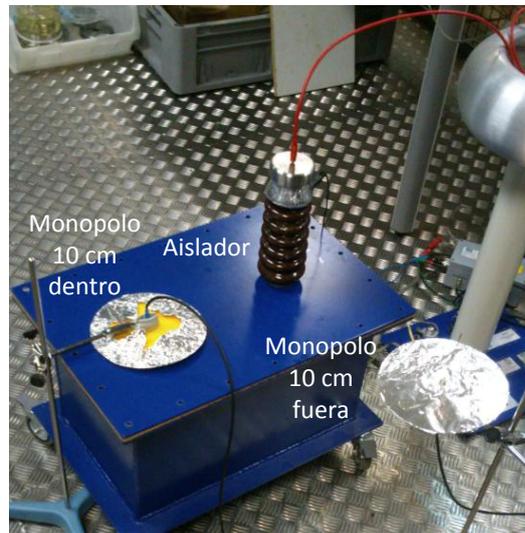


Figura 6.59: Disposición de las antenas monopolo de 10 cm con plano de tierra para medir DP's superficiales en el aislador a 12 kV, dentro y fuera del tanque.

pulsos de las DP's tienen potencia en un amplio rango de frecuencias y excita los modos de resonancia del tanque, calculados en el Apartado 5.2, en toda la banda medida. Además, se puede ver que en la selección de antenas cuando se medía en Nomex, Figura 6.18, el acumulado de potencia hasta 2500 MHz toma un valor de  $9 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$ , mientras que cuando se mide dentro del tanque es de  $7 \cdot 10^{-2} \text{ V}^2$ . Esto puede ser debido a que la antena dentro de la cavidad está a 30 cm mientras que las medidas de selección de antenas se hicieron a 1,5 m, y sobre todo, a que la mayor parte de la potencia emitida por la DP es captada por la antena cuando el objeto de ensayo está dentro, ya que es capaz de recibir la emisión directa, los rebotes y los modos de resonancia de la cuba, por esta misma razón, se pierde potencia en la emisión cuando el objeto no está en un recinto cerrado. Por debajo de la frecuencia del primer modo de resonancia  $\text{TE}_{011}$ ,  $\text{TE}_{101} = 560 \text{ MHz}$ , hay un aumento de potencia, principalmente, a 450 MHz. Todas estas componentes del espectro son debidas a las características propias del tipo de DP's internas estudiadas, que en su emisión directa radian a estas frecuencias. Sobre la Figura 6.61, como ejemplo, se marcan los dos primeros modos de resonancia del tanque que confirman que este tipo de pulso los excita, tal y como se esperaba.

Para el espectro de potencia con la antena fuera del tanque, Figura 6.61b, se puede comprobar que no se recibe potencia de las DP's por encima de 1,2 GHz, por lo que el tanque actúa como un filtro paso-bajo. Además, el contenido de potencia a 450 MHz también se recibe fuera y, principalmente, hasta 400 MHz. De hecho, fuera del tanque se recibe más potencia por debajo

Tabla 6.10: Acumulado de potencia y relación señal-ruido para DPs internas en Nomex dentro del tanque cuando se mide con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	13 kV	0 V	
Monopolo 10 cm dentro $\sim 300$ MHz	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	2,6
Monopolo 10 cm fuera $\sim 300$ MHz	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$6,3 \cdot 10^{-6}$	214,3
Monopolo 10 cm dentro 300—1200 MHz	$6,6 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-4}$	166,5
Monopolo 10 cm fuera 300—1200 MHz	$8,3 \cdot 10^{-4}$	$2,3 \cdot 10^{-5}$	35,5
Monopolo 10 cm dentro 1200—2500 MHz	$4,4 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	6,8
Monopolo 10 cm fuera 1200—2500 MHz	$5,4 \cdot 10^{-5}$	$4,9 \cdot 10^{-6}$	1,1

de 400 MHz que dentro, esto puede ser debido a que el cable de tierra del tanque puede actuar como una antena que por su longitud radia en estos rangos de frecuencia cuando las DPs salen de la cavidad. Por último, se marcan los dos primeros modos de resonancia,  $TE_{011}$ ,  $TE_{101} = 560$  MHz y  $TM_{110} = 655$  MHz sobre la Figura 6.61b comprobándose que se pueden medir desde fuera del tanque bajo estas circunstancias.

En la Figura 6.62 se muestra el promedio de potencia en bandas de 100 MHz de las DPs en Nomex dentro del tanque y ruido medidos dentro y fuera. A partir de esta figura haremos un análisis en tres bandas: hasta 300 MHz; desde 300 MHz a 1200 MHz, en donde están los primeros modos de resonancia y; de 1200—2500 MHz, donde no se recibe radiación de las DPs desde fuera. Para ello, se presenta la Tabla 6.10 con el acumulado de potencia medido con los monopolos de 10 cm dentro y fuera para cada una de las tres bandas con su relación señal-ruido. Dentro del tanque, la mayor parte de la potencia se recibe en la banda de 300—1200 MHz, siendo despreciable el contenido de potencia para las otras dos bandas. Sin embargo, en la primera banda es donde más potencia hay fuera y, lo que es más importante, en la banda de 300—1200 MHz se obtiene una relación señal-ruido de 35,5, lo que permite concluir que es posible medir las DPs de tipo internas dentro del tanque, con una antena monopolo de 10 cm desde fuera con una buena relación señal-ruido.

### 6.7.2.2. DPs superficiales en par trenzado dentro del tanque

La Figura 6.63 muestra el pulso en el tiempo de las DPs superficiales en el par trenzado dentro del tanque. La señal captada por la antena de dentro tiene más componentes de alta frecuencia que la de fuera. En la Figura 6.64 se muestra el espectro del ruido con respecto al de las DPs obtenido con ambas antenas. Dentro del tanque, Figura 6.64a, la potencia está concentrada, principalmente, entre 500—1100 MHz. Para estas frecuencias se encuentran

los primeros modos de resonancia, marcados sobre la figura. Hasta 100 MHz y por encima de 1100 MHz, se pueden ver contenidos de potencia localizadas entre 1100—1400 MHz, 1500—1800 MHz y a 2100 MHz, este contenido de potencia es propio de este tipo de descarga, tal y como se puede ver en el Apartado 6.4 de selección de antenas para la medida de DPs, concretamente, en la Figura 6.32 del espectro de potencia del par trenzado obtenido con el monopolo de 10 cm. Fuera del tanque no se incrementa la potencia del espectro de la DP por encima de 1,2 GHz, recibándose únicamente la GSM y la Wi-Fi en 2,1 GHz y 2,4 GHz, respectivamente. Se observa un aumento de potencia en el intervalo de 500—1100 MHz debido a la actividad de DPs dentro del tanque, y se marcan sus primeros modos de resonancia sobre la Figura 6.64b. Hasta 150 MHz hay un aumento de potencia de las DPs con un nivel máximo de potencia igual que dentro, tomando valores de  $10^{-5} V^2$ , sin embargo, entre 150—500 MHz aparece potencia fuera debido a las DPs que no se ve dentro. Esto es debido a que la escala de dentro es mayor que la de fuera, y por tener las DPs en el tanque un contenido de potencia elevado, su umbral de potencia está situado por encima de  $10^{-6} V^2$ , mientras que fuera el pico de potencia máximo para 150—500 MHz toma valores por debajo de este nivel.

En la Figura 6.65 se muestra el promedio de potencia en bandas de 100 MHz de las DPs en el par trenzado dentro del tanque y ruido medidos dentro y fuera. A partir de esta figura se hace un estudio para las tres bandas más significativas: hasta 500 MHz, en donde se ve potencia de las DPs fuera y no se aprecia dentro; desde 500 MHz a 1200 MHz; y de 1200—2500 MHz. Para ello, se presenta la Tabla 6.11 con el acumulado de potencia medido con los monopolos de 10 cm dentro y fuera para cada una de las tres bandas y su relación señal-ruido. Dentro del tanque, la mayor parte de la potencia se recibe en la banda de 500—1200 MHz, siendo despreciable el contenido de potencia para las otras dos bandas. Fuera, el contenido de la primera banda es el que presenta una mayor relación señal-ruido, esto puede ser debido a que esta potencia sale hacia fuera, probablemente, radiada por el cable de tierra del tanque. La segunda banda se recibe con una relación señal-ruido de 29,1, por lo que es posible medir el contenido de potencia de las primeras resonancias del tanque excitadas por este tipo de DPs desde fuera y con una buena relación señal-ruido. De esta manera, discriminar el tipo de bandas en el que hay un aumento de potencia permite discernir si hay descargas o no en el interior del tanque. A partir de 1,2 GHz el tanque no permite salir la radiación hacia fuera.

### 6.7.2.3. DPs superficiales en aislador sobre el tanque

En la Figura 6.66 se presentan las señales en el tiempo de las DPs superficiales en el aislador sobre el tanque. A priori, no se aprecian grandes diferencias entre los pulsos. En la Figura 6.67 se presenta el espectro de las

Tabla 6.11: Acumulado de potencia y relación señal-ruido para DPs superficiales en par trenzado dentro del tanque cuando se mide con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	760 V	0 V	
Monopolo 10 cm dentro $\sim 500$ MHz	$2,6 \cdot 10^{-4}$	$2,1 \cdot 10^{-4}$	1,2
Monopolo 10 cm fuera $\sim 500$ MHz	$1,7 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-7}$	186,3
Monopolo 10 cm dentro 500—1200 MHz	$5,1 \cdot 10^{-2}$	$3,2 \cdot 10^{-4}$	158,6
Monopolo 10 cm fuera 500—1200 MHz	$2,1 \cdot 10^{-5}$	$7,3 \cdot 10^{-7}$	29,1
Monopolo 10 cm dentro 1200—2500 MHz	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$6,9 \cdot 10^{-4}$	1,7
Monopolo 10 cm fuera 1200—2500 MHz	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$	1,3

DPs y el ruido medido por ambos monopolos. Este tipo de DPs tienen una distribución en frecuencia con un contenido amplio de potencia hasta 300 MHz y entre 300—1200 MHz, Figura 6.67b, y en esta segunda banda es precisamente en donde se encuentran los primeros modos de resonancia del tanque. Cabría esperar que las señales externas al tanque no se midieran dentro, pero no sucede así, y se mide una distribución de potencia similar a la de fuera Figura 6.67a. Dentro se observan las resonancias del tanque y se amplifica el contenido de potencia para valores por encima de 1200 MHz. Por debajo de 300 MHz la potencia de dentro se amplifica muy notablemente con respecto a la de fuera. Esto puede ser debido a que como la antena está situada en el agujero de la cavidad y el aislador encima del tanque, se puede recibir el pulso de la señal de manera directa y a que el nivel de ruido recibido dentro, tiene un orden de magnitud menor que el recibido fuera, lo que aumenta el SNR. En las condiciones de medida empleadas y sin un aislamiento electromagnético pormenorizado del tanque, debido a la necesidad de introducir en su interior los sensores y los objetos de ensayo para cada caso, se han obtenido incrementos de potencia a través del blindaje por debajo de 1,2 GHz.

La Figura 6.68 muestra el promedio de potencia en bandas de 100 MHz de las DPs en el aislador sobre el tanque y ruido medidos dentro y fuera. Se analizarán tres bandas: hasta 300 MHz, en donde decae la potencia de las DPs; desde 300 MHz a 1200 MHz, en donde se encuentran las primeras resonancias; y de 1200—2500 MHz en la que las DPs tienen baja potencia. En este sentido, se presenta la Tabla 6.12 con el acumulado de potencia y su relación señal-ruido para las dos antenas en cada intervalo. Dentro del tanque, la mayor parte de la potencia se recibe hasta 300 MHz, y cabe destacar que el tanque amplifica el valor de la potencia en esta banda y además, puesto que se recibe menos señal de FM su relación señal-ruido es mucho mayor que fuera. En la banda de 300—1200 MHz el SNR tiene el

Tabla 6.12: Acumulado de potencia y relación señal-ruido para DPs superficiales en aislador sobre el tanque cuando se mide con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

Antena	Potencia ( $V^2$ )		Relación
	12 kV	0 V	
Monopolo 10 cm dentro $\sim 300$ MHz	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,1 \cdot 10^{-8}$	171,5
Monopolo 10 cm fuera $\sim 300$ MHz	$4,8 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-7}$	16
Monopolo 10 cm dentro 300—1200 MHz	$2,9 \cdot 10^{-6}$	$1,1 \cdot 10^{-7}$	27,1
Monopolo 10 cm fuera 300—1200 MHz	$6,7 \cdot 10^{-6}$	$2,1 \cdot 10^{-7}$	32,3
Monopolo 10 cm dentro 1200—2500 MHz	$6,2 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-7}$	2,2
Monopolo 10 cm fuera 1200—2500 MHz	$4,2 \cdot 10^{-7}$	$2,4 \cdot 10^{-7}$	1,7

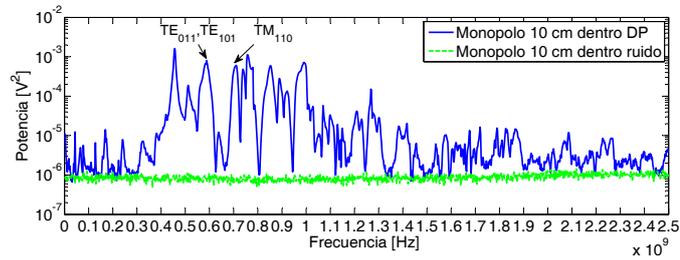
mismo orden de magnitud tanto dentro como fuera, sin embargo, es mayor la potencia de la DP recibida desde fuera. Por último, el contenido de potencia en el último intervalo es aproximadamente igual tanto dentro como fuera. Estos resultados dan a entender que, atendiendo únicamente al espectro de potencia de las descargas, posibles DPs externas a la cavidad en la que está el equipo, podrían dar lugar a falsos positivos en la evaluación del estado de su aislamiento y habría que identificar cada tipo de DP llevando los pulsos a un diagrama PRPD.

### 6.7.3. Conclusiones de las medidas en el tanque

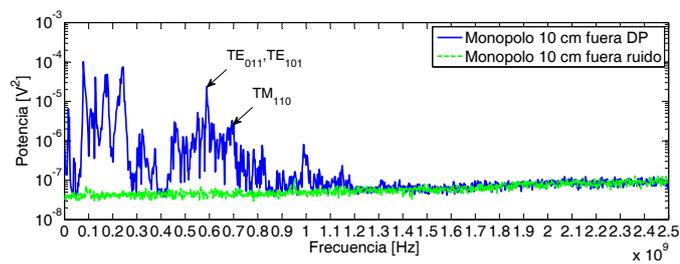
Las medidas de DPs realizadas dentro del modelo de un tanque de transformador muestran que el espectro de las señales recibidas vienen influidas por varios factores. El primero es la cavidad, que dependiendo de sus dimensiones permitirá unos determinados modos de resonancia que tendrán potencia para unas determinadas frecuencias. El segundo, es la respuesta en frecuencia de la antena utilizada. El tercero depende del tipo de DP, de esta manera, las internas en Nomex y las superficiales en el aislador tienen potencia hasta 1700 MHz, mientras que el par trenzado llega a 2100 MHz. Cuando la emisión sale hacia fuera, el tanque se comporta como un filtro paso-bajo con una frecuencia de corte en torno a 1,2 GHz, por lo que, la antena situada fuera no es capaz de recibir potencia de la DP por encima de esta frecuencia. Además, se ha comprobado que puede aparecer un contenido de potencia mayor fuera que dentro, por debajo de 300 MHz, y esto se atribuye a que el cable por el que la DP va a tierra pudiera comportarse como una antena que, por su longitud, amplifique la radiación de la DP por debajo de 300 MHz. Cuando se sitúa el objeto de ensayo fuera del tanque, se miden componentes de potencia mayores dentro que fuera, por debajo de 300 MHz, esto pudiera ser debido a las condiciones del aislamiento electromagnético insuficiente del modelo del tanque. De igual manera, se excitan los modos de resonancia del

---

tanque y el acumulado de la potencia tiene el mismo orden de magnitud tanto dentro como fuera entre 500—1200 MHz. Esto hace pensar que los orificios de la cavidad no limitan toda la potencia por debajo de los 5,9 GHz calculados y es posible medir el pulso directamente desde dentro cuando el aislador está sobre el tanque. Por último, este análisis en frecuencia puede permitir discernir si hay descargas o no, y es necesario llevar los pulsos en el tiempo a un diagrama PRPD, para permitir identificar si el tipo de DP se está produciendo en el equipo o en otro lugar, y llevar a cabo una correcta evaluación del sistema de aislamiento.



(a): Nomex en tanque. Monopolo de 10 cm dentro.



(b): Nomex en tanque. Monopolo de 10 cm fuera.

Figura 6.61: Espectro de DPs internas en papel Nomex a 13 kV dentro del tanque y ruido medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

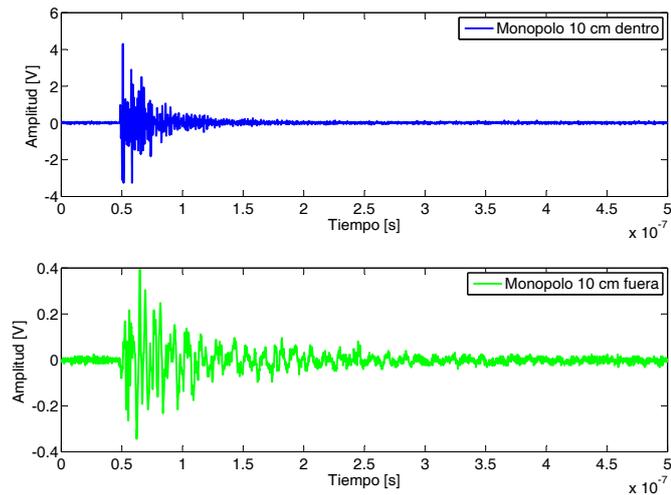


Figura 6.60: Pulso de DP interna en papel Nomex a 13 kV dentro del tanque medido con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

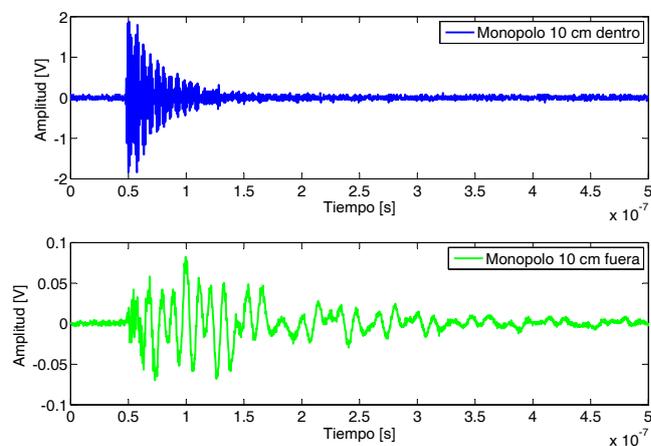
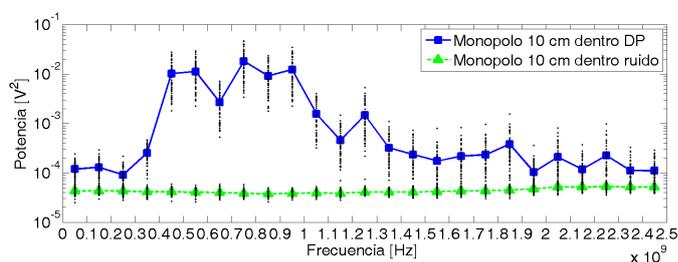
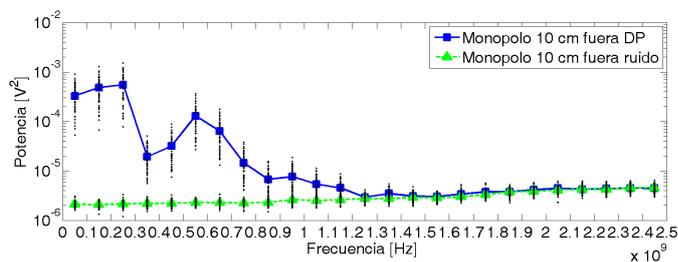


Figura 6.63: Pulso de DP superficial en par trenzado a 760 V dentro del tanque medido con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

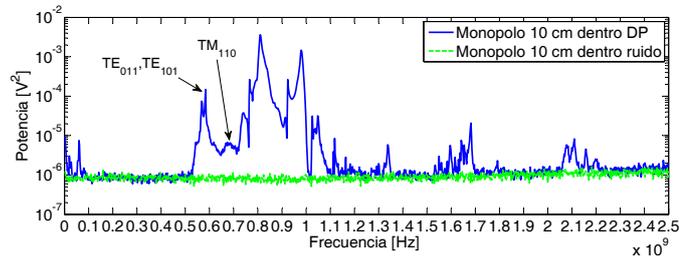


(a): Nomex en tanque. Monopolo de 10 cm dentro.

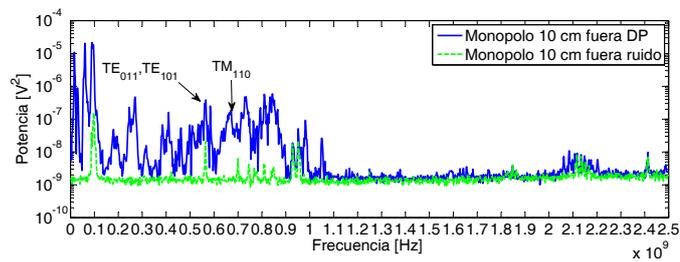


(b): Nomex en tanque. Monopolo de 10 cm fuera.

Figura 6.62: Promedio de potencia de DPs internas (■) en papel Nomex a 13 kV dentro del tanque y ruido (▲) medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

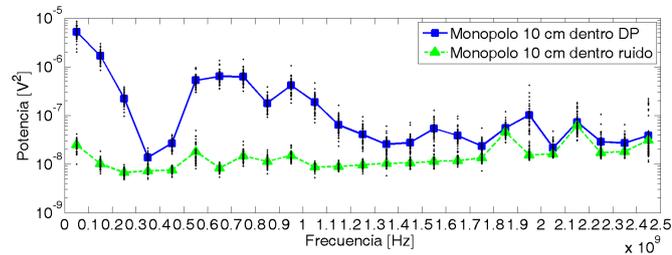


(a): Par trenzado en tanque. Monopolo de 10 cm dentro.

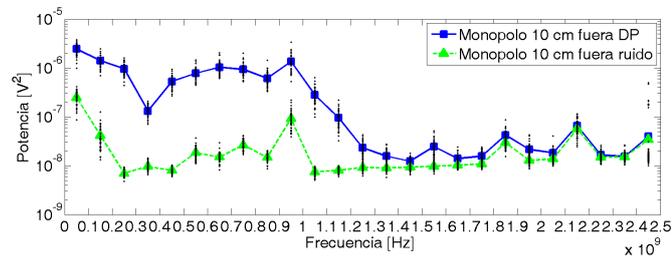


(b): Par trenzado en tanque. Monopolo de 10 cm fuera.

Figura 6.64: Espectro de DPs superficiales en par trenzado a 760 V dentro del tanque y ruido medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

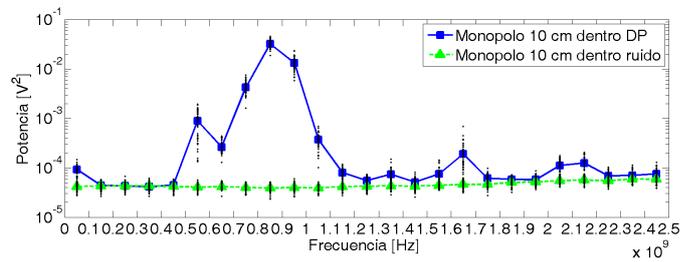


(a): Aislador sobre el tanque. Monopolo de 10 cm dentro.

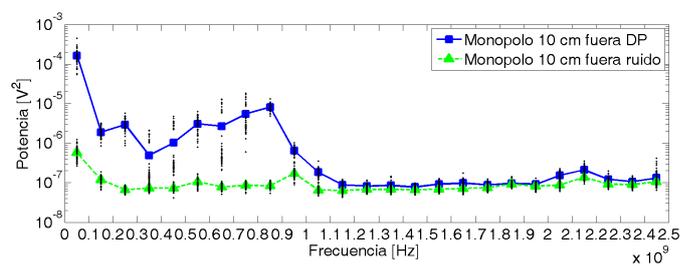


(b): Aislador sobre el tanque. Monopolo de 10 cm fuera.

Figura 6.68: Promedio de potencia de DPs superficiales (■) en aislador a 12 kV sobre el tanque y ruido (▲) medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.



(a): Par trenzado en tanque. Monopolo de 10 cm dentro.



(b): Par trenzado en tanque. Monopolo de 10 cm fuera.

Figura 6.65: Promedio de potencia de DP superficiales (■) en par trenzado a 760 V dentro del tanque y ruido (▲) medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

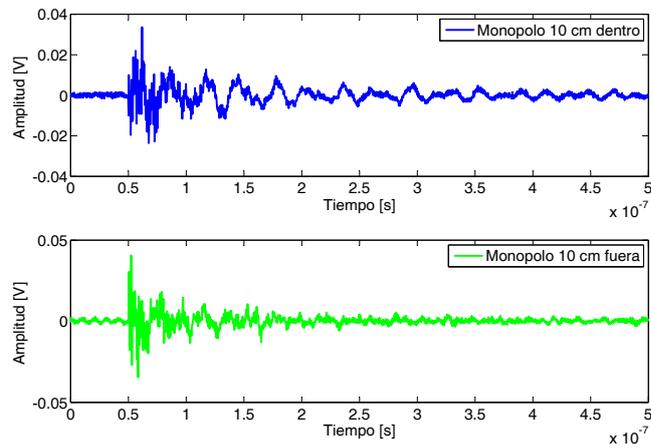
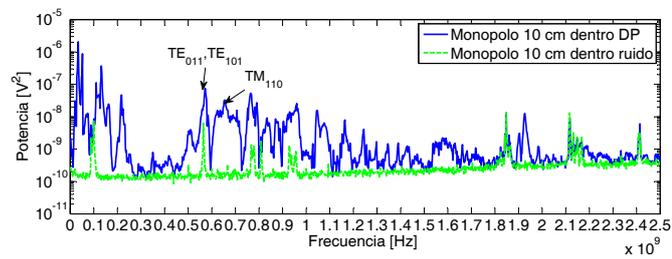
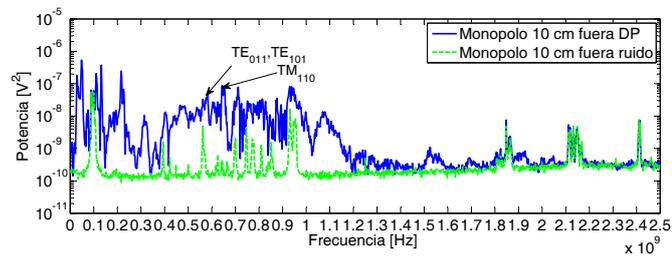


Figura 6.66: Pulso de DP superficial en aislador a 12 kV fuera del tanque medido con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.



(a): Aislador sobre el tanque. Monopolo de 10 cm dentro.



(b): Aislador sobre el tanque. Monopolo de 10 cm fuera.

Figura 6.67: Espectro de DPs superficiales en aislador a 12 kV sobre el tanque y ruido medidos con dos monopolos de 10 cm, dentro y fuera.

## Capítulo 7

# Conclusiones, trabajos futuros y aportaciones

*La realización de una tesis es un trabajo  
en equipo y para trabajar correctamente  
en equipo hay que conseguir que los  
momentos de tensión no sean lo  
corriente.*

**RESUMEN:** La medida de DPs en RF es una solución que permite una evaluación del aislamiento de un equipo sin conexión eléctrica, por lo que se pueden llevar a cabo campañas de medida cuando está en servicio. Para interpretar las señales que captan los sistemas de monitorización en tiempo real, así como, para modelar la onda y analizar su comportamiento se ha de conocer la función que representa al pulso de la DP. Una de las funciones más utilizadas es la Gaussiana y, puesto que el campo eléctrico depende de su derivada, a partir de su espectro se pueden determinar los rangos de frecuencia en los que se puede medir su radiación. Para ello, pueden utilizarse antenas como sensores. La característica de reflexión y el diagrama de radiación son dos de los parámetros más importantes en una antena que, además, permiten seleccionar cuales son las más idóneas para la medida de DPs. Estos sensores se pueden conectar a un osciloscopio o tarjeta de adquisición para medir los pulsos, o bien a un analizador de espectros, para recibirlos en frecuencia. Por último, el tanque de un transformador puede comportarse como una cavidad resonante, siendo posible excitar sus modos de resonancia con la actividad de DPs y afecta, directamente, a su propagación electromagnética y a su medida en RF tanto dentro como fuera del mismo.

## 7.1. Conclusiones

La medida electromagnética de DPs se puede llevar a cabo fácilmente con antenas resonantes económicas y sencillas, sin filtro ni amplificador conectadas a un osciloscopio o una tarjeta de adquisición. Aunque en estas condiciones, si el pulso tiene baja amplitud queda oculto por el ruido y no es posible adquirirlo correctamente, haciendo necesario el uso de un analizador de espectros con el que se mida en frecuencia. Si se quiere obtener mayor información de las señales adquiridas, el osciloscopio o tarjeta de adquisición necesarios para registrar las señales en el tiempo son caros por necesitar altas frecuencias de muestreo del orden de gigamuestras.

La distancia entre la antena y la fuente de DPs es crítica para una correcta adquisición de los pulsos. Se ha comprobado que cuando se mide sin filtro ni amplificador, se ha de disponer en torno a 1—2 m, ya que a mayores distancias la amplitud de la señal se ve ampliamente reducida, llegándose a extinguir para distancias mayores de 15 m. Cuando se utilizan monopolos se les debe colocar un plano de tierra, que mejora su respuesta, y disponerse perpendicular al suelo y a la misma altura de la fuente. Si se emplea una antena directiva como la Vivaldi, se debe buscar la mayor amplitud del pulso apuntando el máximo de su diagrama de radiación hacia la fuente de DPs. En emplazamientos con presencia de lámparas como fluorescentes, su parpadeo y encendido pueden ocasionar descargas que se pueden confundir con las DPs, aunque son de más larga duración y de mayor amplitud que las DPs.

La principal limitación de esta técnica de medida es que no tienen referencia de la señal de red, por lo que no se puede sincronizar con la onda de tensión, ni obtener el patrón PRPD que nos permita identificar el tipo de DPs adquirido. Para identificar la fuente de descarga, ha sido necesario utilizar un sistema de adquisición convencional que mediante un patrón PRPD nos asegura tener DPs de un mismo tipo.

El contenido de potencia en frecuencia de las DPs podría dar lugar a identificar el tipo de descarga atendiendo a su distribución. Las DPs corona son las más fácilmente distinguibles por tener su contenido de potencia para frecuencias más bajas en torno a 200—600 MHz. Las descargas internas estudiadas elevan su potencia hasta 1700 MHz mientras que las DPs superficiales tienen una distribución más variable, dependiendo del objeto de ensayo, y pueden llegar hasta 2100 MHz, por lo que su identificación es más compleja. Los resultados obtenidos en esta tesis doctoral abren posibilidades a poder caracterizar los pulsos y habría que desarrollar técnicas que permitan su clasificación.

El estudio de la influencia de la disposición de las antenas en la medida de las DPs tenía como intención analizar la polarización de las DPs. Para ello, se dispuso una lámina de cobre sobre el aislador para garantizar que las descargas se producían en esta banda metálica y estudiar el efecto de

la disposición de las antenas en su adquisición. Sin embargo, aparecían DPs internas, en lugar de superficiales, probablemente en el pegamento entre la lámina y la cerámica, lo que desvirtuaba el experimento. Por esta razón se varió, y se empleó el par trenzado para garantizar una actividad continuada de DPs que sirviese como estudio previo de la influencia del diagrama de radiación de las DPs en su medida con antenas.

Por último, se han conseguido medir los modos de resonancia del modelo del tanque del transformador en presencia de DPs en su interior, efecto que no es habitualmente considerado en la medida en RF en equipos reales. Estos modos también se han medido desde fuera, lo que podría permitir discernir si hay actividad de DPs sin necesidad de instalar un sensor dentro de la cavidad. Sin embargo, en este modelo no se ha incluido el núcleo ferromagnético ni el bobinado propio de un transformador por limitaciones de espacio, lo que podría afectar y modificar los resultados aquí obtenidos. Tampoco se han llevado a cabo campañas de medidas en transformadores reales por falta de propuestas a realizarlo.

## 7.2. Trabajos futuros

Los resultados obtenidos en este trabajo son un punto de partida para recorrer múltiples caminos de investigación que se abren:

1. Se mejorarán las medidas utilizando amplificadores y filtros con el mismo sistema de adquisición para caracterizar los tipos de fuentes mediante su distribución de potencia en frecuencia. Para ello, habrá que rechazar el ruido y los rebotes de la señal. Una vez identificadas, se utilizarán sistemas de captación portátiles y más baratos que obtengan la envolvente de la señal para, posteriormente, pretender clasificar los tipos de pulsos con menor información y de manera más económica.
2. La utilización de cuatro antenas permitirá localizar las fuentes de DPs mediante triangulación haciendo uso del tiempo de vuelo de las señales. Además, se profundizará en el estudio de la polarización de las DPs llevando a cabo múltiples medidas con un objeto de ensayo para determinar cómo influye el diagrama de radiación de las descargas en la recepción de las antenas y si es posible se harán campañas, en este sentido, de medida en subestaciones.
3. Se dispondrá un núcleo de hierro con su bobinado que quepa dentro del modelo del tanque y se estudiará el efecto que tiene sobre la propagación electromagnética de las DPs tanto dentro como fuera de la cavidad, esperando obtener resultados distintos a los aquí obtenidos. Para ampliar este estudio, se pretende realizar medidas, si es posible, en transformadores reales.

### 7.3. Publicaciones y proyectos de investigación

#### 7.3.1. Artículos en revistas indexadas en el JCR

Robles, G., Albarracín Sánchez, R. y Martínez-Tarifa, J. Shielding effect of power transformers tanks in the ultra-high-frequency detection of partial discharges. *Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE Transactions on, 2013.

Robles, G., Sánchez-Fernández, M., Albarracín Sánchez, R., Rojas-Moreno, M., Rajo-Iglesias, E. y Martínez-Tarifa, J. Antenna parametrization for the detection of partial discharges. *Instrumentation and Measurement*, IEEE Transactions on, vol. 62(5), páginas 932-941, 2013. ISSN 0018-9456.

##### 7.3.1.1. En revisión

Rojas-Moreno, M., Robles, G., Albarracín, R., Martínez-Tarifa, J. y Ardila-Rey, J. Study of a Rogowski coil as a versatile sensor for measuring high-frequency current pulses. *IET Science, Measurement and Technology*, enviado en agosto de 2013.

#### 7.3.2. Libros

Se está escribiendo un capítulo del libro titulado *Handbook of Antenna Technologies* de la editorial *Springer* sobre la medida de descargas parciales con antenas.

#### 7.3.3. Artículos en congresos

Robles, G., Albarracín Sánchez, R., Rojas-Moreno, M., Rajo-Iglesias, E., Sánchez-Fernández, M., Martínez-Tarifa, J. y Ardila-Rey, J. On the use of Vivaldi antennas in the detection of partial discharges. En 11th IEEE International Conference on Solid Dielectrics, 2013.

Martínez-Tarifa, J., Ardila-Rey, J., Mejino, M., Albarracín Sánchez, R., Rojas-Moreno, M. y Robles, G. Chromatic classification of RF signals for partial discharges and noise characterization. En 11th IEEE International Conference on Solid Dielectrics, 2013.

Robles, G., Martínez-Tarifa, J., Rojas-Moreno, M., Albarracín, R. y Ardila-Rey, J. Antenna selection and frequency response study for uhf detection of partial discharges. En *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2012 IEEE International, páginas 1496-1499, 2012. ISSN 1091-5281.

Ardila-Rey, J., Martínez-Tarifa, J., Robles, G., Rojas-Moreno, M. y Albarracín, R. A partial discharges acquisition and statistical analysis softwa-

re. En Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2012 IEEE International, páginas 1670-1675, 2012.

#### **7.3.3.1. Otros**

Albarracín, R. y Alonso, M. Photovoltaic reactive power limits. En Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2013 12th International Conference on, 2013.

Alonso, M., Amarís, H., Álvarez Ortega, C. y Albarracín, R. Optimal management of FACTS units for voltage stability enhancement in power networks with high wind energy penetration. Stockholm, Sweden, 2011. ISBN 978-1-61839-227-5.

Alonso, M., Amarís, H., Álvarez, C. y Albarracín, R. Reactive power planning in distribution networks with distributed generation. En 7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2010), páginas 1-7, 2010.

Albarracín, R. y Amarís, H. Power quality in distribution power networks with photovoltaic energy sources. En Proceedings of International Conference on Environment and Electrical Engineering, páginas 10-13, 2009.

#### **7.3.4. Proyectos de investigación**

ENE2009-13883-C02-02. SEIRES. "Strategies for Efficient Integration of Renewable Energy Sources". Estrategias para la integración eficiente de las energías renovables. Ministerio de Ciencia e Innovación. Período: enero 2010 a diciembre 2012.



## Apéndice A

# Post-proceso de las señales registradas

**RESUMEN:** El análisis espectral es un proceso de identificación de las componentes de frecuencia que representa una señal. Para datos discretos, el análisis espectral, se basa en la transformada discreta de Fourier, *Discrete Fourier Transform* (DFT). El teorema de Parseval dice que se puede calcular la potencia, o la energía, de una señal tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Por lo que, a partir del cálculo de la DFT de una señal se puede calcular su potencia. En este apéndice se presenta cómo se han realizado los cálculos de potencia y las representaciones gráficas procesadas con *Matlab*, para señales discretas adquiridas con un osciloscopio digital.

### A.1. Post-proceso de las señales registradas

#### A.1.1. Adquisición de señales con el osciloscopio

El osciloscopio *Tektronix* DPO 7254 adquiere las señales requeridas con un ancho de banda de 2,5 GHz y a una frecuencia de muestreo seleccionada de 5 GS/s. Permite capturar múltiples eventos con una buena resolución, de 5000 puntos, para señales con una ventana de tiempo de 1  $\mu$ s, en estas condiciones de adquisición.

*FastFrame Segmented Memory* es la herramienta que permite adquirir múltiples señales con este equipo, (Tektronix, 2010). Sus ventajas son: que la alta tasa de adquisición de pulsos aumenta la probabilidad de la captura de señales poco frecuentes; se mantiene el detalle de la forma de onda por utilizarse frecuencias de muestreo altas; se capturan pulsos sin tiempo muerto entre ellos; y se pueden revisar los eventos obtenidos para comprobar si hay algún pulso atípico.

### A.1.2. Teorema de Parseval

El teorema de Parseval establece que la suma, o integral, de los cuadrados de las amplitudes de una señal periódica  $x(t)$  es igual a la suma, o integral, de sus componentes armónicas,  $X(f)$ , en el dominio de la frecuencia, (Oppenheim et al., 1999).

El teorema de Parseval, en el dominio del tiempo, se suele escribir en física e ingeniería según:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x[t]^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)^2 df \quad (\text{A.1})$$

Donde,  $X(f) = Fx(t)$ , siendo la transformada continua de Fourier (normalizada, de manera unitaria) de  $x(t)$ , representando  $f$  a las componentes de frecuencia de la función  $x$ .

Dicho de otro modo, toda la energía acumulada de la forma de onda de  $x(t)$  a lo largo de todo su tiempo de duración  $t$ , es igual al total de energía de la forma de onda de la transformada de Fourier  $X(f)$  sumada a lo largo de todas sus componentes de frecuencia  $f$ .

Además, para una señal  $x(t)$  con un periodo,  $T_o$ , su potencia promedio normalizada (que se define sobre una resistencia de  $1 \Omega$ ) se puede calcular mediante:

$$P = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} |x(t)|^2 dt \quad (\text{A.2})$$

De lo que se deduce que, según las Ecuaciones A.1 y A.2, a partir del cálculo de la transformada continua de Fourier de  $x(t)$ , se puede calcular la potencia de una señal.

Por otra parte, la adquisición y procesamiento de señales se realiza con equipos digitales, por lo que el interés se centra en el cálculo de su potencia mediante técnicas discretas. Si se cumple que a una señal discretizada  $x[n]$  se la puede calcular la transformada de Fourier, Ecuación A.3, entonces, se puede escribir el teorema de Parseval para señales discretas según:

$$x[n] \quad X(e^{j\omega}) \quad (\text{A.3})$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (\text{A.4})$$

En donde  $X$  es la transformada discreta en el tiempo de Fourier, *Discrete-Time Fourier Transform* (DTFT) de  $x$ , siendo  $e^{j\omega}$  el fasor de dicha señal (Iribarnegaray, 2001), y  $\omega$  representa la frecuencia angular (en radianes por muestra) de  $x$ .

	$d_1$	$d_2$	$d_3$		$d_N$	
						$S_1$
						$S_2$
						$S_3$
						$S_n$

Figura A.1: Matriz  $A_n$  de dimensiones  $n \times N$  en donde se almacenan las señales en el tiempo.

Para la transformada discreta de Fourier, DFT, la relación queda como la Ecuación A.5, (Oppenheim et al., 1999).

$$\sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]^2 \quad (\text{A.5})$$

Donde  $X[k]$  es la DFT del vector  $x[n]$ , siendo ambos de longitud  $N$ .

### A.1.3. Carga y manipulación de los datos para su procesamiento en *Matlab*

Las señales se capturan con el osciloscopio para unos valores concretos de escala de tiempo  $s/\text{div}$  y de amplitud  $V/\text{div}$ . A continuación, se guardan en un vector discreto de datos con formato `*.dat` compatible con *Matlab*. Este vector, contiene los  $n$  pulsos adquiridos por cada sensor en cada caso. A su vez, se subdividen en  $N$  muestras, teniendo en cuenta la frecuencia de muestreo  $f_s$ , en GS/s y el período  $T$ , en  $s$ , según la Ecuación (A.6).

$$N = f_s \times T \quad (\text{A.6})$$

Posteriormente, los vectores, que contienen las señales en el tiempo discretizadas, se ordenan y se guardan en una matriz  $A_n$  de dimensiones  $n \times N$ . Ocupando cada señal las  $s_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) filas, y cada dato de la señal de las  $d_h$  ( $h = 1, 2, \dots, N$ ) columnas de la matriz, como se muestra en la Figura A.1.

Como se verá más adelante, a partir de la matriz  $A_n$  en el tiempo se puede calcular el contenido de potencia en frecuencia de todas las señales haciendo uso del teorema de Parseval.

#### A.1.4. Cálculo de la potencia de las señales utilizando el teorema de Parseval y la función `fft` de *Matlab*

La función `fft(x)` de *Matlab* calcula la DFT del vector  $x$  de  $N$  puntos, mediante el algoritmo de la transformada rápida de Fourier, FFT (MATLAB, 2010).

Si  $x$  es una matriz, el comando `fft(x)` devuelve la DFT de cada una de sus columnas. Puesto que las señales de  $A_n$ , que estamos introduciendo en  $x$ , están dispuestas en filas, es necesario realizar su transpuesta. Esta operación se realiza con el comando `'` en *Matlab*.

Las operaciones de la DFT para una secuencia finita de tamaño  $N$  se calculan según la Ecuación A.7, (Oppenheim et al., 1999) y (MATLAB, 2010).

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \omega_N^{k_n}, \quad k_n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (\text{A.7})$$

En donde  $\omega_n$  se define según:

$$\omega_N = e^{-j(2\pi/N)} \quad (\text{A.8})$$

Para una adquisición  $x$ , se asume que sus datos están separados un intervalo constante en el tiempo,  $dt = 1/f_s$ , donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo con la que se han adquirido las señales. El resultado de DFT es un conjunto de números complejos, por ello se calcula el valor absoluto de `abs(fft(x))`. Este valor calculado para el índice  $k_n$ , mide la componente en frecuencia  $f = k_n(f_s/N)$  presente en los datos de la señal. En la Figura A.2 se presentan los datos discretos tanto en el tiempo como de su DFT.

El primer elemento, frecuencia cero, corresponde con la componente continua de la señal  $x$ . Si se ha adquirido con un nivel de continua nulo, se puede eliminar su componente 0 de frecuencia en el cálculo de su DFT.

Para que la Ecuación A.7 cumpla con el teorema de Parseval, referente a señales discretas según la Ecuación A.5, a la función `fft(x)` hay que calcularle el valor absoluto a  $x[n]$  y elevar su resultado al cuadrado. Puesto que `fft(x)` devuelve toda la serie de frecuencias de la transformada de Fourier, es decir, los valores tanto positivos y estos mismos con el signo negativo, es necesario tener en cuenta, únicamente, la mitad de los datos y se ha de dividir la función entre  $N/2$ . Además, las unidades que devuelve la función `fft(x)` son las mismas que la de la variable que se está utilizando en función de la frecuencia. Por lo que si se quiere obtener la DFT de la señal en  $V$  se ha de introducir la señal  $x$  en  $V$ .

$$V = 2/N \text{abs}(\text{fft}(x')) \quad (\text{A.9})$$

Por último, se escala cada componente de frecuencia para representar su valor eficaz, *Root Mean Square* (RMS) realizando  $V/\sqrt{2}$ . A continuación, te-

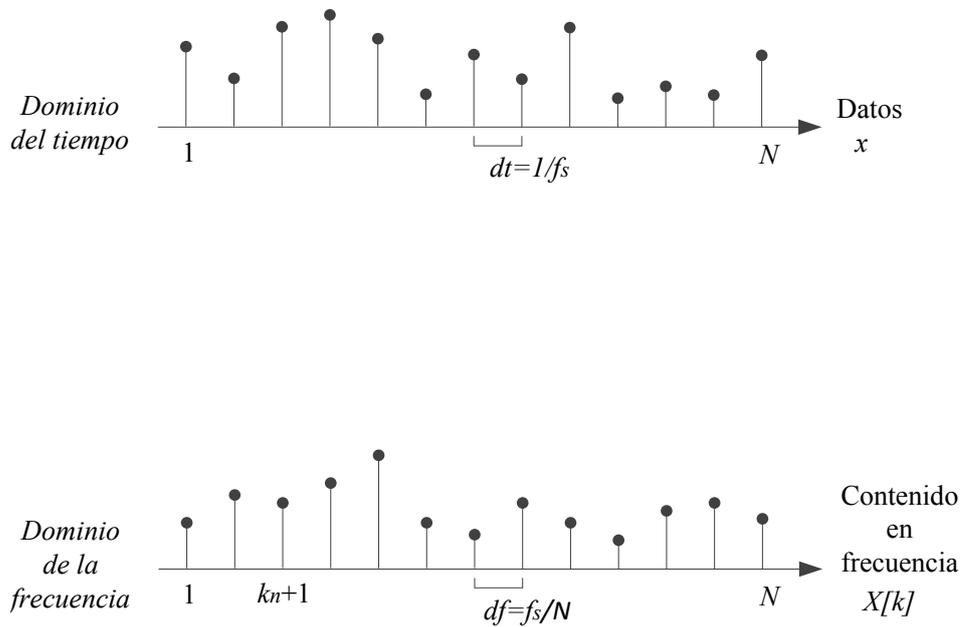


Figura A.2: Discretización de la señal  $x$  en el tiempo y sus componentes en frecuencia.

niendo el valor en voltios RMS, se eleva al cuadrado para calcular la potencia de las señales<sup>1</sup>. Para ello, se multiplica término a término los resultados de la Ecuación A.9 en RMS. Por lo que, aplicando el teorema de Parseval y la función `fft` de *Matlab*, la potencia en  $V^2$  de un conjunto de señales se puede calcular a partir de:

$$P = 2/N \text{abs}(\text{fft}(x')) / \bar{2} \times 2/N \text{abs}(\text{fft}(x')) / \bar{2} \quad (\text{A.10})$$

### A.1.5. Código utilizado para el cálculo y representación de las señales adquiridas

Se utiliza el lenguaje M de *Matlab* para escribir el código `UHF_ras_sena12.m` haciendo uso de dos archivos `*.dat` guardados por el osciloscopio que serán, para este ejemplo, 50 señales de ruido y 50 de DPs captadas con la misma antena en una ventana de tiempo de  $1 \mu\text{s}$  y con una frecuencia de muestreo de  $10 \text{ GS/s}$ .

A partir del programa se obtienen cuatro figuras:

- Figura 1. Señal en el tiempo.
- Figura 2. Promedio de potencia en función de la frecuencia.

<sup>1</sup>Se puede considerar que la potencia es el cuadrado, término a término, de los valores de tensión RMS, si se calcula para una resistencia de  $1 \Omega$ .

- Figura 3. Promedio de potencia en % por bandas de frecuencia.
- Figura 4. Promedio de potencia en  $V^2$  por bandas de frecuencia.

Para las Figuras 3 y 4 es necesario hacer uso de dos subprogramas denominados `power_percent.m` y `power_W.m` que se explican en el siguiente apartado.

Además, se automatiza y calcula el promedio de potencia en las bandas de 0 Hz a 800 MHz y de 1400 MHz a 1900 MHz, como ejemplo, para el estudio realizado para el análisis en intervalos de frecuencias de las DPs internas y superficiales estudiadas.

#### **A.1.5.1. Código para desechar las señales erróneamente adquiridas**

Se ha comprobado que cuando se capturan señales que están fuera de los márgenes del osciloscopio, y se han almacenado por error junto con señales que son correctas, arrojan resultados en frecuencia no deseados, debido a que las señales que en el tiempo tienen una discontinuidad grande, devuelven contenidos en alta frecuencia que no corresponden con las señales con objeto a estudio y falsean los resultados. Es por esto, que a la hora de guardar las señales con el osciloscopio hay que comprobar que no están cortadas en el monitor, pues pueden alterar los resultados del estudio, tanto en frecuencia como en tiempo. Por ende, se genera una parte de código en `UHF_ras_senal2.m` que, teniendo en cuenta la escala de amplitud utilizada en la adquisición, elimina todas aquellas señales que salen fuera de los márgenes del osciloscopio. Para ello, se consideran sus 5 divisiones en la escala vertical de amplitud y 10 en su escala horizontal de tiempo

A continuación, se presenta todo el código `UHF_ras_senal2.m` comentado en detalle.



```

% -----
% Este programa necesita cargar datos adquiridos *.dat por el osciloscopio
% Medidas de 50 señales con el monopolio de 10 cm, 10 mV/div y 10 GS/s:
% senal1, señales en el tiempo de DP internas a 14 kV, objeto de ensayo A
% senal2, señales en el tiempo de ruido

senal1=load('14kV_internas_Ch1_mon10_50FF_100ns_10GS_Ch1.dat');
senal2=load('ruido_Ch1_mon10_50FF_100ns_10GS_Ch1.dat');

% Manipulación de los vectores senal1 y senal2
kk=0; % Reinicio de contador
for CT=1:num % Bucle 'for' para seleccionar las señales adquiridas
    A1(CT,:)=senal1(N*(CT-1)+1:N*CT); % A1 es la matriz de señales en el
    % tiempo, a partir de senal1
    % Inicio del bucle 'if' para registrar sólo las señales
    % que están dentro de los límites admisibles
    if(min(A1(CT,1:N))<~-Amplitud1)% Si la señal sale del límite inferior,
    % la señal está cortada y se deshecha
        kk=kk; % No avanza el contador, no se guarda la señal en A1
    elseif(max(A1(CT,1:N))>Amplitud1)% Si la señal sale del límite superior
    % la señal está cortada y se deshecha
        kk=kk; % No avanza el contador, no se guarda la señal en A1
    else % La señal no supera ningún límite y está bien guardada
        kk=kk+1; % Se pasa a la siguiente posición de A1
        AA(kk,:)=A1(CT,:); % Se guarda la señal de la matriz A1 en la
        % siguiente fila de la matriz auxiliar AA
    end % Fin del bucle 'if'
end % Fin del bucle 'for'
[filal, coll]=size(AA); % Busca y almacena las dimensiones de la matriz
% AA, las filas en filal y las columnas en coll
num1=filal; % Guarda el tamaño de filas de la matriz AA en num1
% para ser utilizado más adelante
A1=AA; % A1 es la matriz final con las señales válidas de
% senal1 dimensiones num1 x N

kk=0; % Reinicio de contador
for CT=1:num % Bucle 'for' para seleccionar las señales adquiridas
    A2(CT,:)=senal2(N*(CT-1)+1:N*CT); % A2 es la matriz de señales en el
    % tiempo, a partir de senal2
    % Inicio del bucle 'if' para registrar sólo las señales
    % que están dentro de los límites admisibles
    if(min(A2(CT,1:N))<~-Amplitud2)% Si la señal sale del límite inferior,
    % la señal está cortada y se deshecha
        kk=kk; % No avanza el contador, no se guarda la señal en A2
    elseif(max(A2(CT,1:N))>Amplitud2)% Si la señal sale del límite superior
    % la señal está cortada y se deshecha
        kk=kk; % No avanza el contador, no se guarda la señal en A2
    else % La señal no supera ningún límite y está bien guardada
        kk=kk+1; % Se pasa a la siguiente posición de A2
        AA(kk,:)=A2(CT,:); % Se guarda la señal de la matriz A2 en la
        % siguiente fila de la matriz auxiliar AA
    end % Fin del bucle 'if'
end % Fin del bucle 'for'
[filal2,col2]=size(AA); % Busca y almacena las dimensiones de la matriz
% AA, las filas en filal y las columnas en col2
num2=filal2; % Guarda el tamaño de filas de la matriz AA en num1
% para ser utilizado más adelante
A2=AA; % A2 es la matriz final con las señales válidas de
% senal2 dimensiones num1 x N
% -----

```

```

% -----
% Figura 1. Señal en el tiempo

avg_A1=sum(A1)/num1;% Cálculo del promedio de las señales de A1
avg_A2=sum(A2)/num2;% Cálculo del promedio de las señales de A2

% Se dibuja en dos subfiguras una señal en el tiempo de A1 y otra de A2
figure(1), subplot(2,1,1), plot(t,A1(1,:),'b','LineWidth',2)
set(gca,'FontSize',16)
xlabel('Time [s]') % Eje x de tiempo, en s
ylabel('Amplitude [V] ') % Eje y de amplitud, en V
h = legend(senal_1); % Presenta la leyenda en la subfigura 1
subplot(2,1,2), plot(t,A2(1,:),'g','LineWidth',2)
set(gca,'FontSize',16)
xlabel('Time [s]') % Eje x de tiempo, en s
ylabel('Amplitude [V] ') % Eje y de amplitud, en V
h = legend(senal_2); % Presenta la leyenda en la subfigura 2
% -----
% Figura 2. Promedio de potencia en función de la frecuencia

% Cálculo de potencia  $W=2*(1/N*abs(fft(x))^2$  de las señales de A1 y A2

B1=2/N*abs(fft(A1)); % Cálculo de la amplitud  $V=2/N*abs(fft(señal_t))$  [V]
B2=2/N*abs(fft(A2));
B1(1,:)=0; % Elimina el valor de continua
B2(1,:)=0;
B1=B1/sqrt(2); % Vrms=V/sqrt(2) [Vrms]
B2=B2/sqrt(2);
B1=B1.*B1; % P= Vrms*Vrms [V^2] si se calcula para R=1ohm
B2=B2.*B2;

Bprim1=B1'; % Se traspone para poder operar con la matriz
Bprima2=B2'; % Dimensiones de Bprima (num x N)
% Se seleccionan todas las señales desde la
% posición de fc hasta fx
Bprim1=Bprim1(1:num1,i_fc:N/fsx);
Bprima2=Bprima2(1:num2,i_fc:N/fsx);

promedio_P1=sum(Bprim1)/num1; % Se calcula el promedio de la potencia
promedio_P2=sum(Bprima2)/num2;

% Se dibuja en la misma figura el promedio de potencias de A1 y A2
figure(2), plot(f(i_fc:N/fsx),promedio_P1,'b','LineWidth',2)
hold on
plot(f(i_fc:N/fsx),promedio_P2,'g','LineWidth',2)
h = legend(senal_1,senal_2); % Presenta la leyenda en la figura
hold on
axis([xmin xmax ymin2 ymax2]) % Establece los ejes
set(gca,'YScale','log','XTick',fc:passo:fx,'FontSize',16)%Escala logaritmica

xlabel('Frequency [Hz] ') % Eje x de frecuencia, en Hz
ylabel('Power [V^2]') % Eje y de potencia, en V^2
hold on
% -----

```

```

% -----
% Figura 3. Promedio de potencia en % por bandas de frecuencia

% Cálculo del promedio de potencia en % por bandas de frecuencia para dos
% conjuntos de señales. Se llama al programa power_percent.m
for CT=1:num1
    P1(CT,:)= power_percent(Bprim1(CT,:),k);
end
for CT=1:num2
    P2(CT,:)= power_percent(Bprima2(CT,:),k);
end

P_plot1=P1'; % Se trasponen los vectores de potencia en % para poder
P_plot2=P2'; % hacer el cálculo, por columnas, del promedio (k x num)

promedioP_percent1=mean(P1); % Se calcula el promedio de los num valores
promedioP_percent2=mean(P2);

% En primer lugar se dibujan de 1 a k los valores promedio en %
figure (3), plot(x,promedioP_percent1,'-bs','LineWidth',2,...
    'MarkerEdgeColor','b','MarkerFaceColor','b','MarkerSize',10)
    hold on
    plot(x,promedioP_percent2,'-gs','LineWidth',2,...
    'MarkerEdgeColor','g','MarkerFaceColor','g','MarkerSize',10)
axis([xmin xmax 0 100]) % Se fijan los límites de los ejes x e y

% En segundo lugar se dibuja la matriz P_plot (k x num) para cada caso. Lo
% que arroja los num promedios en % para los k intervalos
    plot(x,P_plot1,'.k')
    hold on
    plot(x,P_plot2,'.k')
    h = legend(senal_1,senal_2); % Presenta la leyenda en la figura
    hold on
set(gca,'XTick',fc:paso:fx,'FontSize',16);

xlabel ('Frequency [Hz] ') % Eje x de frecuencia, en Hz
ylabel ('Power [%]') % Eje y de potencia, en %
hold on
% -----
% Figura 4 Promedio de potencia en V^2 por bandas de frecuencia

% Cálculo del promedio de potencia en V^2 por bandas de frecuencia para dos
% conjuntos de señales. Se llama al programa power_W.m
for CT=1:num1
    P1(CT,:)= power_W(Bprim1(CT,:),k);
end
for CT=1:num2
    P2(CT,:)= power_W(Bprima2(CT,:),k);
end

P_plot1=P1'; % Se trasponen los vectores de potencia en V^2 para poder
P_plot2=P2'; % hacer el cálculo, por columnas, del promedio (k x num)

promedioP_W1=mean(P1); % Se calcula el promedio de los num valores
promedioP_W2=mean(P2);
% -----

```

```

% -----
% En primer lugar se dibujan de 1 a k los valores promedio en V^2
figure (4), plot(x,promedioP_W1,'-bs','LineWidth',2,'MarkerEdgeColor',...
                'b','MarkerFaceColor','b','MarkerSize',10)
    hold on
    plot(x,promedioP_W2,'-gs','LineWidth',2,'MarkerEdgeColor',...
        'g','MarkerFaceColor','g','MarkerSize',10)
axis([xmin xmax ymin ymax]) % Se fijan los límites de los ejes x e y

% En segundo lugar se dibuja la matriz P_plot (k x num) para cada caso. Lo
% que arroja los num promedios en V^2 para los k intervalos
plot(x,P_plot1,'.k')
    hold on
plot(x,P_plot2,'.k')
h = legend(senal_1,senal_2); % Presenta la leyenda en la figura
    hold on
set(gca,'YScale','log','XTick','fc:paso:fs','FontSize',16)%Escala logaritmica

xlabel ('Frequency [Hz] ')      % Eje x de frecuencia, en Hz
ylabel ('Power [V^2]')         % Eje y de potencia, en V^2
hold on
% -----

% Cálculo del incremento de potencia en las bandas de 0 Hz a 800 MHz y de
% 1400 MHz a 1900 MHz, así como la relación entre ambos tipos de señales
P1_0a800MHz=sum(promedioP_W1(1:1:8))
P2_0a800MHz=sum(promedioP_W2(1:1:8))
ratio_0a800MHz=P1_0a800MHz/P2_0a800MHz

P1_1400a1900MHz=sum(promedioP_W1(14:1:19))
P2_1400a1900MHz=sum(promedioP_W2(14:1:19))
ratio_1400a1900MHz=P1_1400a1900MHz/P2_1400a1900MHz

Valores=[P1_0a800MHz,P2_0a800MHz,ratio_0a800MHz;...
        P1_1400a1900MHz,P2_1400a1900MHz,ratio_1400a1900MHz]
% -----

```

### A.1.6. Cálculo del promedio de la potencia en $V^2$ y % por bandas de frecuencia

Para realizar un análisis más detallado en frecuencia se realiza un cálculo acumulado por bandas de 100 MHz, en tanto por ciento %, `power_percent.m`, y potencia en, `power_W.m`, para todas las señales capturadas, utilizados para dibujar las Figuras 3 y 4 de `UHF_ras_sena12.m`, respectivamente.

El cálculo en %, utilizado en el artículo (Robles et al., 2013a), del promedio de potencia en estas bandas se realiza según la Ecuación (A.11), donde  $f_o$  y  $f_i$  son las frecuencias mínima y máxima del intervalo, respectivamente. Expresando  $P$  por:

$$P_{[f_o, f_i]} = \sum_{n=f_o}^{f_i} \frac{P}{100} \% \quad (\text{A.11})$$

Por último, para el cálculo en  $V^2$  se calcula el promedio de potencia en estas bandas según:

$$P_{[f_o, f_i]} = \sum_{n=f_o}^{f_i} P V^2 \quad (\text{A.12})$$

A continuación, se presentan los códigos programados `power_percent.m` y `power_W.m`, respectivamente.

```

% -----
% power_percent.m
%
% Autor: Ricardo Albarracín Sánchez
% Fecha: octubre 2012
% Departamento de Ingeniería Eléctrica UC3M
%
% power_percent.m calcula la matriz de potencia P (num x k) en %
% -----
function [P]=power_percent(Bprima,k)

Pacu=cumsum(Bprima); % Potencia acumulada en V^2
Pmax=max(Pacu);     % Valor máximo de la potencia acumulada
leng=length(Pacu);  % Da el valor de la longitud del vector Pacu
for CT2=1:k;        % Bucle 'for' para obtener la matriz de potencia en %
    Pacu(leng+1)=Pacu(leng); % Corrección del tamaño del vector
    valor=CT2*(leng)/(k)+1; % Primera posición de cada intervalo
    valor2=((CT2-1)*leng/(k))+1; % Segunda posición de cada intervalo
    % Se almacena el valor de potencia acumulada en % en
    % cada posición
P(CT2)=Pacu(valor)/Pmax*100-Pacu(valor2)/Pmax*100;

end
% -----
% power_W.m
%
% Autor: Ricardo Albarracín Sánchez
% Fecha: octubre 2012
% Departamento de Ingeniería Eléctrica UC3M
%
% power_W.m calcula la matriz de potencia P (num x k) en V^2
% -----
% UHF_ras_2senal.m
function [P]=power_W (Bprima,k)

Pacu=cumsum(Bprima); % Potencia acumulada en V^2
leng=length(Pacu);  % Da el valor de la longitud del vector Pacu
for CT2=1:k;        % Bucle 'for' para obtener la potencia en V^2
    Pacu(leng+1)=Pacu(leng); % Corrección del tamaño del vector
    valor=CT2*leng/(k)+1; % Primera posición de cada intervalo
    valor2=((CT2-1)*leng/(k))+1; % Segunda posición de cada intervalo
    % Se almacena el valor de potencia acumulada en V^2 en
    % cada posición
P(CT2)=Pacu(valor)-Pacu(valor2);

end
% -----

```



## Apéndice B

# Características técnicas de los equipos de medida

**RESUMEN:** Este apéndice tiene como propósito especificar las características técnicas de los equipos usados para la medida experimental en RF de descargas parciales, así como, del analizador de redes empleado para obtener los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y transmisión  $S_{21}$ .

### B.1. Fuente de alimentación

La fuente de alimentación consiste de un transformador de alta tensión *Schleich BV 702210* mostrado en la Figura B.1 que se controla mediante un módulo GLP1-e HV del mismo fabricante, Figura B.2.

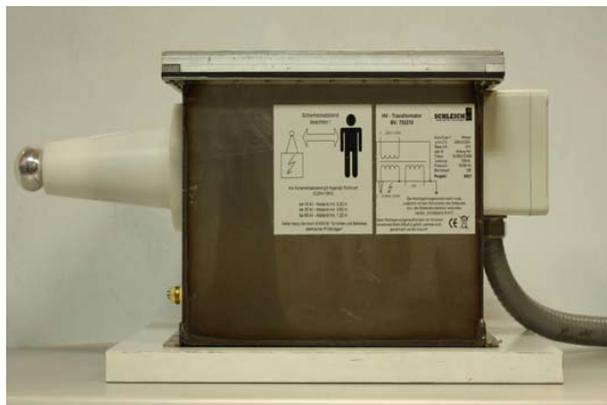


Figura B.1: Transformador de alta tensión *Schleich*.



Figura B.2: Módulo de control (GLP1-e HV).



Figura B.3: Condensador de acoplamiento.

## B.2. Condensador de acoplamiento

El condensador de acoplamiento usado es el que se muestra en la Figura B.3, tiene una capacidad de 1 nF, una tensión de operación límite hasta 100 kV y está fabricado por *Haefely*.

## B.3. Osciloscopio

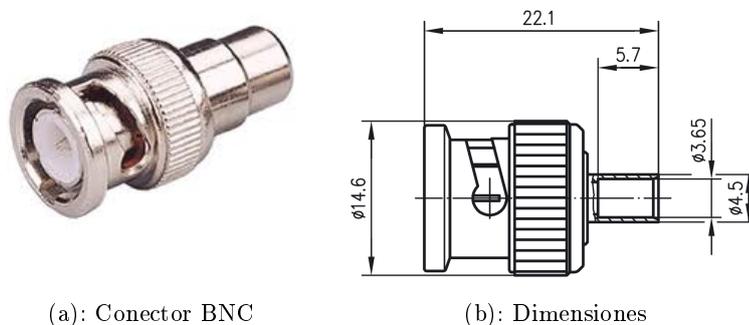
Como instrumento de visualización y adquisición de datos se tiene un osciloscopio DPO 7254, Figura B.4, de 8 bits, del fabricante *Tektronix*, con

Figura B.4: Osciloscopio *Tektronix* DPO 7254.

un ancho de banda igual a 2,5 GHz y una velocidad de muestreo de 40 GS/s para un máximo de cuatro canales.

#### B.4. Conector BNC con cable coaxial RG-223

Los conectores utilizados son del tipo *Bayonet Neill-Concelman* (BNC) macho, Figura B.5a, que es un tipo de conector para uso con cable coaxial. El cable seleccionado es el *Radio Grade* (RG)-223, el cual se emplea para medidas en RF en las que se requiera gran calidad. A continuación, se muestra sus características dadas por el fabricante *Huber+Suhner*.



(a): Conector BNC

(b): Dimensiones

Figura B.5: a) Conector BNC y b) sus dimensiones.

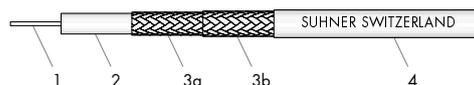


## SUHNER® COAXIAL CABLE

### TYPE: RG 223 /U

Item: 22510072

#### Cable design



1	Inner conductor	Silver-plated copper wire	.....	∅ 0.88 mm
2	Dielectric	Solid polyethylene (PE)	.....	∅ 2.95 mm
3	Outer conductor	a) Silver-plated copper braid	..... 96% coverage	∅ 3.60 mm
		b) Silver-plated copper braid	..... 94% coverage	∅ 4.20 mm
4	Jacket	Non-migratory PVC	..... bk (RAL 9005)	∅ 5.40 mm
		Print on jacket	SUHNER SWITZERLAND RG 223 /U 50 Ohm	

#### Electrical data

Typ. operating frequency	.....	(GHz)	≤ 5
Impedance	.....	(Ω)	50 ± 2
Capacitance	.....	(pF/m)	100.7
Relative signal propagation	.....	(%)	66.3
Signal delay	.....	(ns/m)	5.03
Phase stability	vs temperature	.....	f /GHz/m -
	vs bending	.....	f /GHz -
Insulation resistance	.....	(MΩ·m)	> 10 <sup>8</sup>
Test voltage	..... 50 Hz / 1 min.	(kV <sub>rms</sub> )	5
Max. operating voltage	at sea level	(kV <sub>rms</sub> )	2.5
Typ. DC resistance	inner conductor	.....	(Ω/km) 27.7
	outer conductor	.....	(Ω/km) 6.7
Typ. screening effectiveness	..... 1 ... 300 MHz	(dB)	> 85

#### General data

Cable specification	..... cable design and materials in accordance with	MIL-C-17/84
Temperature range	operating	(°C) -40...+70
	installation	(°C) -20...+60
Flame propagation	..... IEC 332-1	n/a
Halogen content	..... IEC 754	n/a
Typ. Weight	.....	(kg/100m) 5.5
Min. bending radius	for bending once	(mm) 30
	for repeated bendings	(mm) 55
	for flexible applications	(mm) -

#### Suitable connectors

Cable group ..... U9/U10  
 For details refer to the "SUHNER® coaxial connector catalogue" or contact your nearest HUBER+SUHNER representative

Document No.: 01.03.0500  
 Issue No.: 3  
 Supersedes: 0500/2

#### Uncontrolled copy

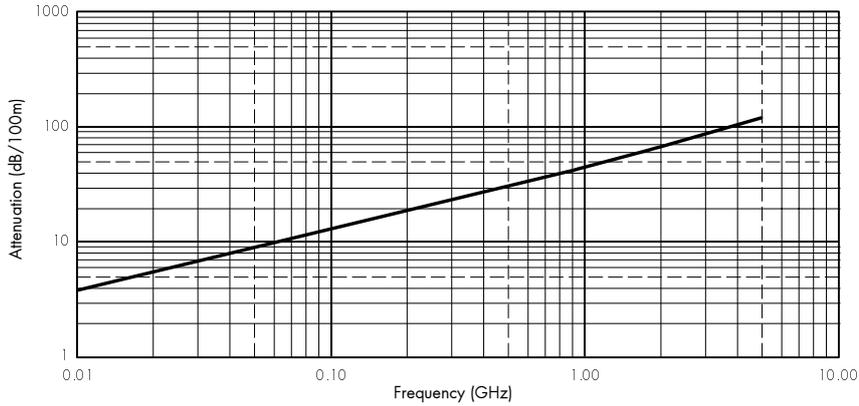
Issued/Checked/Released: 27.09.1997/486-thm  
 Last amended: Modification of attenuation graph

**SUHNER® COAXIAL CABLE**  
**TYPE: RG 223 /U**

**Item: 22510072**

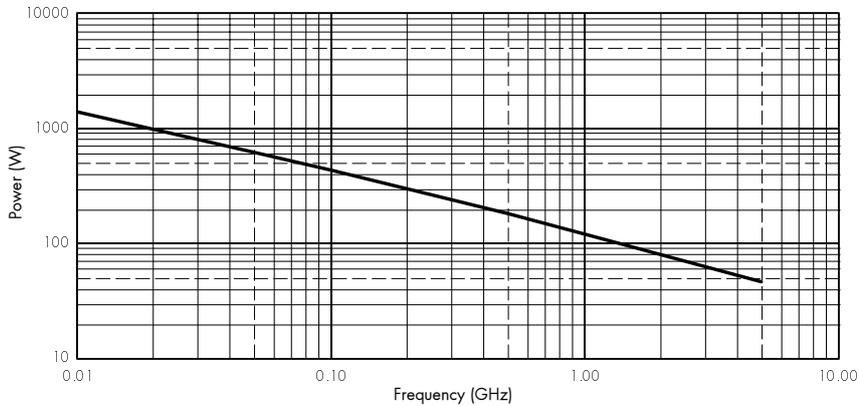
**Cable attenuation**

Nominal values @ +25 °C ambient temperature



**C.W. power handling capability**

Maximum values @ +40 °C ambient temperature and sea level, no solar load



**WAIVER!**  
 While the information contained in this folder has been carefully compiled to the best of our present knowledge, it is not intended as representation or warranty of any kind on our part regarding the fitness of the products concerned for any particular use of purpose and neither shall any statement contained herein be construed as a recommendation to infringe any industrial property rights or as a license to use any such rights. The fitness of each product for any particular purpose must be checked beforehand with our specialists.

**HUBER+SUHNER**  
 HUBER+SUHNER AG  
 Coaxial Cable Division  
 CH-9100 Herisau, Switzerland  
 Tel.: +41 (0)71 353 41 11  
 Fax: +41 (0)71 353 45 90  
 e-mail: sales.hfk@hubersuhner.com  
 www.hubersuhner.com

Document No.: 01.03.0500  
 Issue No.: 3  
 Supersedes: 0500/2

**Uncontrolled copy**  
 Issued/Checked/Released:  
 Last amended:

27.09.1997/486-thm  
 Modification of attenuation graph

## B.5. Transformador de medida de alta frecuencia HFCT

Un HFCT es un sensor inductivo para la adquisición de descargas parciales, Figura B.6. Se puede utilizar para medidas en línea, o fuera de ella, de equipos eléctricos (cables, transformadores, máquinas rotativas, etc...). Su principal ventaja es que se puede colocar directamente a la conexión de tierra del equipo sin desconectarlo, gracias a su abrazadera.

Este transformador tiene una terminación BNC para conectarse al sistema de detección y análisis de *Techimp* (*PDBase/PDSolver/PRMonitor*) a través de un cable coaxial. Sus especificaciones principales, así como su respuesta en frecuencia, se muestran en las Figuras B.7 y B.8, respectivamente. Una flecha indica la dirección de la salida de tensión ( $V_{out}$ ) en comparación con la dirección de la corriente de entrada ( $I_{in}$ ). Cuando el sensor se instala con la dirección de la flecha hacia tierra, la señal de tensión detectada ( $V_{out}$ ) tiene la misma fase que la corriente de entrada ( $I_{in}$ ).

## B.6. *PDCheck*

El equipo *PDCheck* del fabricante *Techimp*, (Techimp, Feb. 2014) es un sistema de diagnóstico independiente para la evaluación del estado de los sistemas eléctricos de media y alta tensión, basado en la detección y el análisis de DPs.

Este equipo tiene 3 canales de adquisición de DPs, 1 canal de sincronización (referencia de fase) y un puerto de comunicación digital con 7 canales para la medida de otros parámetros (por ejemplo, tensión, corriente, temperatura, humedad, vibraciones, etc.) que pueden ser monitoreados y analizados con fines de diagnóstico. Además, dispone de 1 salida auxiliar del relé (contacto en seco) así como varias medidas de tendencia inteligentes y opciones de alarma (la lógica puede ser programada y personalizada). También, dispone de una tarjeta de memoria que permite el almacenamiento de los

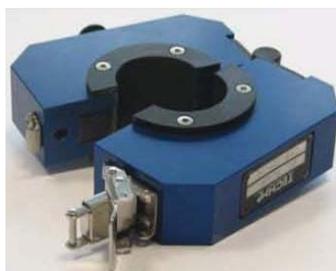


Figura B.6: Transformador de alta frecuencia de abrazadera 39 de *Techimp Systems Srl*. Data sheet MD-04.06.042 - rev. 01 - 07/03/2008.

Specifications	
Bandwidth (-6dB)	2 MHz + >60 MHz
Max Sensitivity ( $V_{out} / I_{in}$ at 79 MHz, 50 $\Omega$ load)	21 mV/ mA
Load Impedance	50 $\Omega$
Vout (no load connected) @ 50Hz	0,6Vpp @ 100A
Vout (no load connected) @ PD frequency	0,4Vpp @ 100pC
Overall dimension	115 mm x 145 mm x 33 mm
Hole dimension	$\phi$ 39 mm
Gross weight	1,3kg

Figura B.7: Especificaciones técnicas de la HFCT 39.

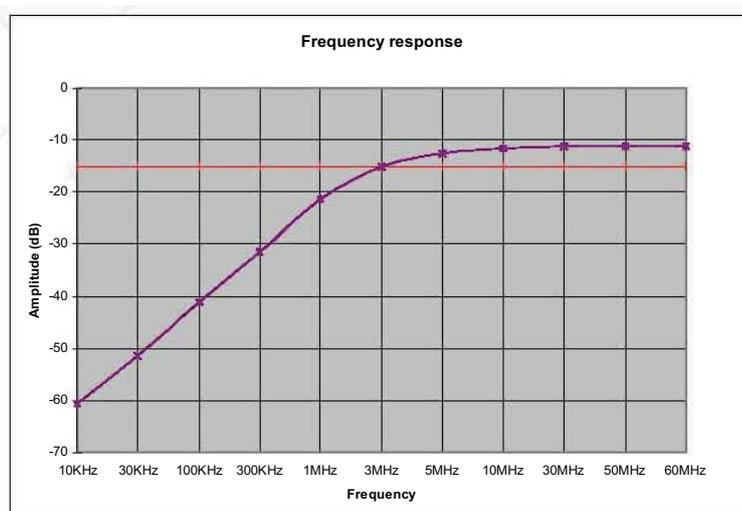


Figura B.8: Respuesta en frecuencia de la HFCT 39.

datos.

Tanto los datos como los parámetros derivados se pueden almacenar y analizar. *Techimp PDCheck* puede proporcionar un flujo continuo de datos, resultado directamente de la medida, o pre-procesados. En cuanto a las ca-



Figura B.9: Medidor de descargas parciales *PDCheck* de *Techimp*.

pacidades específicas de detección de DPs, las señales se muestrean a través de un digitalizador de 100 MS/s y las formas de onda completas pueden estar disponibles para su posterior procesamiento. Además, *PDCheck* puede calcular funciones de impulso para que el flujo de datos sea optimizado y, al mismo tiempo, se realiza la separación de los fenómenos de DP a través del mapa T-F (tiempo-frecuencia) pudiéndose rechazar el ruido.

El sistema puede estar equipado con cable (RJ45) o puerto de fibra óptica de comunicación Ethernet, y se puede controlar a través de un equipo portátil (*laptop*) o dispositivo móvil (*palmtop*). También está disponible un control remoto completo a través de Internet o un módem Ethernet. De hecho, el sistema puede adquirir patrones de DPs, visualizar y analizar formas de onda y derivar espectros de pulso. En la Figura B.9 se muestra una foto del equipo.

## B.7. Analizador de redes

Un analizador de redes es un instrumento de medida capaz de analizar las propiedades de las redes de transmisión eléctricas, principalmente los parámetros de dispersión (parámetros  $S$ ) de reflexión  $S_{11}$  y de transmisión  $S_{21}$ . El equipo utilizado es el E8364B de 10 MHz a 50 GHz del fabricante *Agilent Technologies*, cortesía del Departamento de Telecomunicaciones de la UC3M. En la Figura B.10 se muestra su foto.

## B.8. Antena logarítmico-periódica UHALP 9108A

En la Figura B.11 se muestra una foto de la antena logarítmico-periódica utilizada, seguida de sus características principales dadas por el fabricante *Schwarzbeck Mess-Elektronik*.

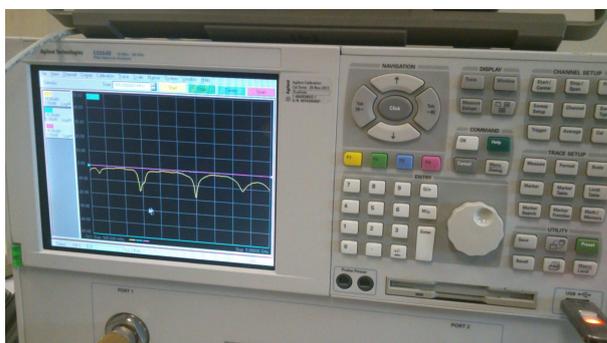


Figura B.10: Analizador de redes E8364B 10 MHz 50 GHz de *Agilent Technologies*.



Figura B.11: Antena logarítmico-periódica UHALP 9108A.

## SCHWARZBECK MESS - ELEKTRONIK

An der Klinge 29 D-69250 Schönau Tel.: 06228/1001 Fax.: (49)6228/1003

### Logarithmisch Periodische Breitbandantenne UHALP 9108 A1

#### Logarithmic Periodic Broadband Antenna UHALP 9108 A1

250...2200 MHz, 1 kW

Calibration accuracy: 0.7 dB, free space data

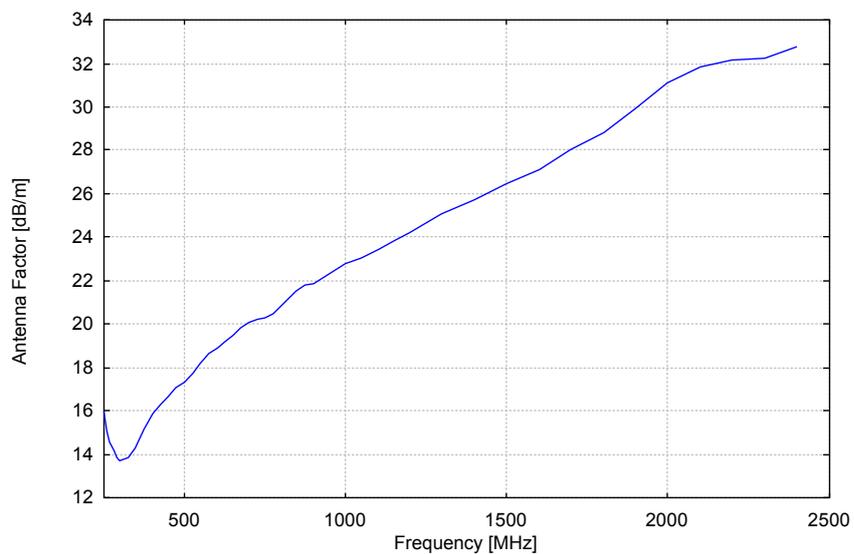
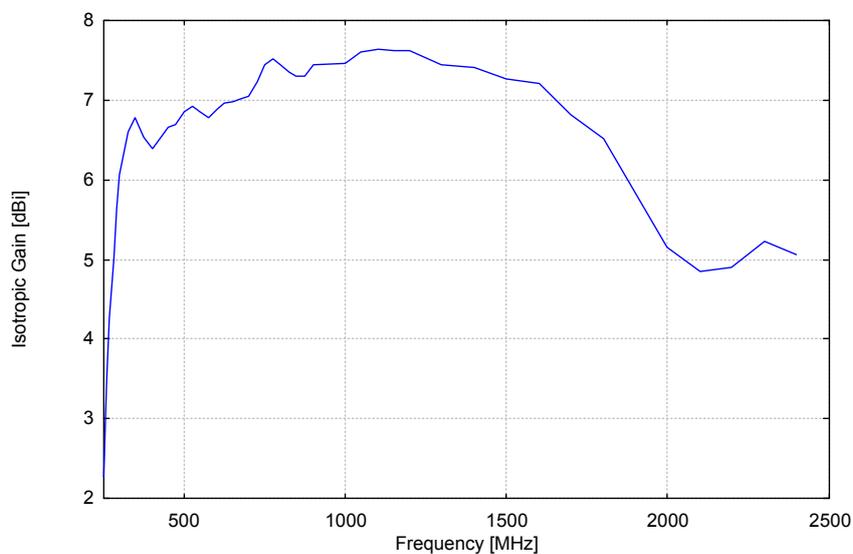
Frequency	Distance	lambda	Attenuation	Gain(Isotr.)	Gain(Dipole)	Ant.-Factor
MHz	m	m	dB	dBi	dBd	dB/m
250.00	4.00	1.20	27.90	2.27	0.12	15.91
260.00	4.00	1.15	25.90	3.44	1.29	15.08
270.00	4.00	1.11	24.60	4.26	2.10	14.59
280.00	4.00	1.07	23.40	5.01	2.86	14.15
290.00	4.00	1.03	22.48	5.63	3.47	13.84
300.00	3.97	1.00	21.82	6.07	3.92	13.69
325.00	3.91	0.92	21.30	6.61	4.46	13.85
350.00	3.85	0.86	21.45	6.79	4.64	14.31
375.00	3.80	0.80	22.45	6.54	4.38	15.17
400.00	3.76	0.75	23.20	6.39	4.24	15.87
425.00	3.72	0.71	23.39	6.52	4.37	16.27
450.00	3.69	0.67	23.55	6.65	4.50	16.64
475.00	3.66	0.63	23.86	6.69	4.54	17.06
500.00	3.63	0.60	23.90	6.86	4.71	17.34
525.00	3.61	0.57	24.12	6.93	4.78	17.69
550.00	3.59	0.55	24.61	6.86	4.71	18.16
575.00	3.57	0.52	25.09	6.79	4.64	18.62
600.00	3.55	0.50	25.20	6.90	4.75	18.88
625.00	3.53	0.48	25.40	6.96	4.81	19.18
650.00	3.51	0.46	25.65	6.98	4.83	19.50
675.00	3.50	0.44	25.88	7.01	4.86	19.79
700.00	3.49	0.43	26.07	7.06	4.91	20.06
725.00	3.47	0.41	26.00	7.23	5.08	20.19
750.00	3.46	0.40	25.85	7.44	5.29	20.28
775.00	3.45	0.39	25.95	7.52	5.37	20.49
800.00	3.44	0.38	26.36	7.44	5.29	20.84
825.00	3.43	0.36	26.75	7.36	5.21	21.18
850.00	3.42	0.35	27.12	7.30	5.15	21.51
900.00	3.41	0.33	27.29	7.44	5.29	21.86
1000.00	3.38	0.30	28.07	7.47	5.32	22.75
1050.00	3.37	0.29	28.20	7.60	5.45	23.04
1100.00	3.35	0.27	28.50	7.64	5.49	23.41
1150.00	3.34	0.26	28.90	7.62	5.47	23.81
1200.00	3.33	0.25	29.25	7.62	5.47	24.19
1300.00	3.32	0.23	30.26	7.44	5.29	25.06
1400.00	3.30	0.21	30.95	7.40	5.25	25.74
1500.00	3.29	0.20	31.77	7.27	5.12	26.47
1600.00	3.28	0.19	32.40	7.22	5.07	27.08
1700.00	3.27	0.18	33.70	6.82	4.67	28.00
1800.00	3.26	0.17	34.80	6.51	4.36	28.81
1900.00	3.26	0.16	36.60	5.84	3.69	29.96
2000.00	3.25	0.15	38.40	5.15	3.00	31.09
2100.00	3.24	0.14	39.40	4.85	2.70	31.81
2200.00	3.24	0.14	39.70	4.90	2.75	32.17
2300.00	3.23	0.13	39.40	5.23	3.08	32.22
2400.00	3.23	0.13	40.10	5.06	2.91	32.76

**SCHWARZBECK MESS - ELEKTRONIK**

An der Klinge 29 D-69250 Schönau Tel.: 06228/1001 Fax.: (49)6228/1003

**Logarithmisch Periodische Breitbandantenne UHALP 9108 A1****Logarithmic Periodic Broadband Antenna UHALP 9108 A1****250...2200 MHz, 1 kW**

Calibration accuracy: 0.7 dB, free space data



**SCHWARZBECK MESS - ELEKTRONIK**

An der Klinge 29 D-69250 Schönau Tel.: 06228/1001 Fax.: (49)6228/1003

**Logarithmisch Periodische Breitbandantenne UHALP 9108 A1****Logarithmic Periodic Broadband Antenna UHALP 9108 A1****250...2200 MHz, 1 kW**

Calibration accuracy: 0.7 dB, free space data

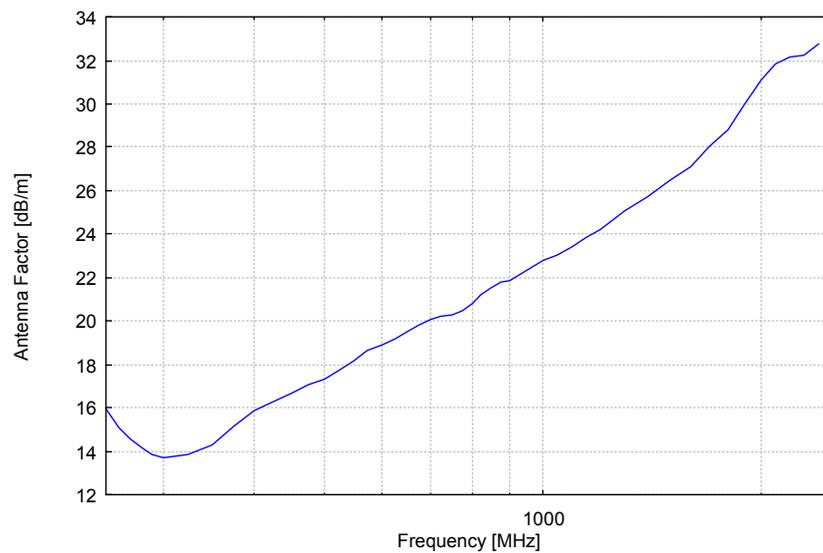
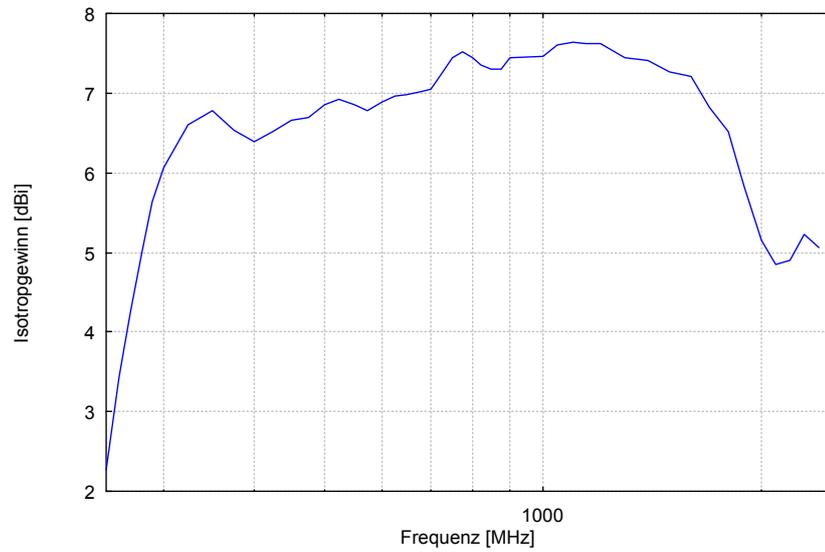




Figura B.12: Envasadora al vacío de  $50 \times 16 \times 10$  cm, peso 4 kg, aspiración 13 l/min, barra de soldadura de 30 cm y depresión de hasta 932 mbar.

## B.9. Envasadora de vacío

La envasadora de vacío utilizada para asegurar que no entra aceite en los objetos de ensayo es la *Magic Vac MAXIMA*, cuyas características se escriben en la Figura B.12.

## B.10. PDS-100

El PDS-100 es un analizador de redes portátil que se utiliza como instrumento de medida de DPs en RF con antenas, principalmente en subestaciones, comercializado por la empresa *Doble Lemke*, Figura B.13. Tiene un rango de medida de 50—1000 MHz, con una exactitud de medida de  $\pm 100$  kHz y una resolución de medida de 0,1 dB. Muestra gráficamente la amplitud de la señal medida en dB con respecto a su frecuencia. Se puede seleccionar y medir en todo el rango (50—1000 MHz) o en uno parcial a elección. Para la adquisición, realiza un barrido empleando anchos de banda o pasos establecidos de 1 MHz ó 6 MHz, (Doble, 2012).



Figura B.13: PDS-100,  $35 \times 22 \times 7$  cm, 2,4 kg.



## Apéndice C

# Espectro electromagnético

**RESUMEN:** En este apéndice se ilustran las denominaciones de los rangos de frecuencia utilizados en telecomunicaciones. Las bandas del espectro de RF fueron establecidas por la UIT en las Regulaciones de Radio, Artículo 2, provisión número 2.1. En España, el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF) es el instrumento legal, dependiente del Ministerio de Industria, Energía y Turismo, que asigna a los distintos servicios de radiocomunicaciones sus diferentes bandas de frecuencias.

### C.1. El espectro electromagnético

Tabla C.1: Nomenclatura de las bandas de RF según la UIT.

Banda	Denominación	$f_{min}$	$f_{max}$	$\lambda_{max}$	$\lambda_{min}$
VLF	Very-Low-Frequency	3 kHz	30 kHz	100 km	10 km
LF	Low-Frequency	30 kHz	300 kHz	10 km	1 km
MF	Medium-Frequency	300 kHz	3 MHz	1 km	100 m
HF	High-Frequency	3 MHz	30 MHz	100 m	10 m
VHF	Very-High-Frequency	30 MHz	300 MHz	10 m	1 m
UHF	Ultra-High-Frequency	300 MHz	3 GHz	1 m	10 cm
SHF	Super-High-Frequency	3 GHz	30 GHz	10 cm	1 cm
EHF	Extremely-High-Frequency	30 GHz	300 GHz	1 cm	1 mm

Tabla C.2: Denominación de las bandas de frecuencias en microondas, (IEEE521, 2003).

Banda	$f_{min}$	$f_{max}$	$L_{max}$	$L_{min}$
L	1 GHz	2 GHz	30 cm	15 cm
S	2 GHz	4 GHz	15 cm	7,5 cm
C	4 GHz	8 GHz	7,5 cm	3,75 cm
X	8 GHz	12,4 GHz	3,75 cm	2,42 cm
Ku	12,4 GHz	18 GHz	2,42 cm	1,66 cm
K	18 GHz	26,5 GHz	1,66 cm	11,1 mm
Ka	26,5 GHz	40 GHz	11,1 mm	7,5 mm
mm	40 GHz	300 GHz	7,5 mm	1 mm

Tabla C.3: Espectro Electromagnético.

Frecuencia	Longitud de onda	Designación	Medio de transmisión	Aplicaciones
3 kHz—30 kHz	$10^8$ — $10^4$ m	Frecuencia muy baja VLF	Conductores metálicos, radio	Audio, telefonía, transmisión de datos, radionavegación
30 kHz—300 kHz	$10^4$ — $10^3$ m	Frecuencia baja LF	Conductores metálicos, radio	Radioayudas, radiofaros, transmisión por portadora (PLC)
300 kHz—3 MHz	$10^3$ — $10^2$ m	Frecuencia media MF	Cable coaxial, radio de onda corta	Radiodifusión comercial, defensa civil, radioaficionados
3 MHz—30 MHz	$10^2$ —10 m	Frecuencia alta HF	Cable coaxial, radio de onda corta	Radioaficionados, radiotelefonía móvil, comunicaciones militares
30 MHz—300 MHz	0—1 m	Frecuencia muy alta VHF	Cable coaxial, radio de onda corta	Televisión VHF, radio FM, control de tránsito aéreo, radiotaxis, policía, radioayudas
300 MHz—3 GHz	100—10 cm	Frecuencia ultra alta UHF	Radio de onda corta, guías, microondas	Televisión UHF, telemetría espacial, comunicaciones militares, banda ciudadana
3 GHz—30 GHz	10—1 cm	Frecuencia super alta SHF	Guías de onda, microondas	Radar, comunicación por satélite, radioenlaces de microondas
30 GHz—300 GHz	<1 cm	Frecuencia extra alta EHF	Guías de onda, microondas, fibras ópticas	Radioastronomía, servicio de ferrocarriles, sistemas experimentales, comunicaciones ópticas (láser e infrarrojo)

# Bibliografía

- ACHENBACH, J. The God particle. *National Geographic Magazine*, 2008.
- ANTENNAMAGUS. <http://www.antennamagus.com>. Feb. 2014.
- ARDILA-REY, J., MARTÍNEZ-TARIFA, J. M., ROBLES, G. y ROJAS-MORENO, M. Partial discharge and noise identification by means of spectral-power clustering techniques. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 2013.
- ARGÜESO, M., ROBLES, G. y SANZ, J. Implementation of a Rogowski coil for the measurement of partial discharges. *Review of Scientific Instruments*, vol. 76(6), páginas 065107–065107–7, 2005. ISSN 0034-6748.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 3a edición, 2005. ISBN 047166782X.
- BALANIS, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, 2a edición, 2012. ISBN 9780470589489.
- BARTNIKAS, R., MCMAHON, E. y ASTM. *Corona measurement and interpretation*. ASTM special technical publication. ASTM Committee D-9 on Electrical Insulating Materials, 1979.
- BOGGS, S. y STONE, G. Fundamental limitations in the measurement of corona and partial discharge. *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. EI-17(2), páginas 143–150, 1982. ISSN 0018-9367.
- CACCIARI, M., CONTIN, A. y MONTANARI, G. Use of a mixed-Weibull distribution for the identification of PD phenomena [rotating machines]. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 2(4), páginas 614–627, 1995. ISSN 1070-9878.
- CASPER, J., RUTT, D. y TREMAIN, D. Performance of standard aperture shielding techniques at microwave frequencies. En , *IEEE 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1988. Symposium Record*, páginas 218–222. 1988.

- CAVALLINI, A. Seminario sobre descargas parciales: Envejecimiento prematuro de aislamiento eléctrico sólido y métodos de detección. *UC3M*, 2012.
- CAVALLINI, A., MONTANARI, G., CONTIN, A. y PULLETTI, F. A new approach to the diagnosis of solid insulation systems based on PD signal inference. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, vol. 19(2), páginas 23–30, 2003. ISSN 0883-7554.
- CHENG, D. K. *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Addison Wesley Iberoamericana, México, 1998. ISBN 968-444-327-7.
- CNAF. *Notas UN CNAF 2013 www.minetur.gob.es*. Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF), Feb. 2014.
- COLLIN, R. *Antennas and radiowave propagation*. McGraw-Hill series in electrical engineering. McGraw-Hill, 1985. ISBN 9780070118089.
- CONTIN, A., CAVALLINI, A., MONTANARI, G., PASINI, G. y PULETTI, F. Digital detection and fuzzy classification of partial discharge signals. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 9(3), páginas 335–348, 2002. ISSN 1070-9878.
- DEVINS, J. The 1984 j. b. Whitehead memorial lecture the physics of partial discharges in solid dielectrics. *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. EI-19(5), páginas 475–495, 1984. ISSN 0018-9367.
- DOBLE. PDS100 partial discharge surveyor user guide. Informe técnico, Doble Engineering Company, 2012.
- DYSON, J. The equiangular spiral antenna. *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 7(2), páginas 181–187, 1959. ISSN 0096-1973.
- FABIANI, D., CAVALLINI, A. y MONTANARI, G. A UHF technique for advanced PD measurements on inverter-fed motors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23(5), páginas 2546–2556, 2008. ISSN 0885-8993.
- FERNANDO, S., ROWE, W. S. T. y WONG, K. L. Long wire antenna-like behavior of uninsulated overhead distribution cables. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 27(3), páginas 1116–1123, 2012. ISSN 0885-8977.
- FERNÁNDEZ, M., GARCÍA, G., CANO, A. J. y SOLARES, J. *Técnicas de mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas*. Marcombo, Barcelona, 1998.
- GIBSON, P. J. The Vivaldi aerial. En *Microwave Conference, 1979. 9th European*, páginas 101–105. 1979.

- GILL, P. *Electrical Power Equipment Maintenance and Testing*. Power Engineering. Taylor and Francis, 2a edición, 2008. ISBN 9781574446562.
- GULSKI, E., MEIJER, S., MUHR, M., STREHL, T. y TENBOLEN, S. *Guidelines for un-conventional partial discharge measurements*. Cigré, 2006.
- HELSTROM, C. The spectrum of corona noise near a power transmission line. *Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 80(3), páginas 831–835, 1961. ISSN 0018-9510.
- HEWLETT-PACKARD. *Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis. Application Note 1287-1*. 3a edición, 1997.
- HIKITA, M., OHTSUKA, S., TESHIMA, T., OKABE, S. y KANEKO, S. Electromagnetic (EM) wave characteristics in GIS and measuring the EM wave leakage at the spacer aperture for partial discharge diagnosis. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 14(2), páginas 453–460, 2007. ISSN 1070-9878.
- HOSHINO, T., KATO, K., HAYAKAWA, N. y OKUBO, H. A novel technique for detecting electromagnetic wave caused by partial discharge in GIS. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 16(4), páginas 545–551, 2001a. ISSN 0885-8977.
- HOSHINO, T., KATO, K., HAYAKAWA, N. y OKUNO, H. Frequency characteristics of electromagnetic wave radiated from GIS apertures. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 16(4), páginas 552–557, 2001b. ISSN 0885-8977.
- HUANG, J. Circularly polarized conical patterns from circular microstrip antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 32(9), páginas 991–994, 1984. ISSN 0018-926X.
- HUCKE, H. Precipitation-static interference on aircraft and at ground stations. *Proceedings of the IRE*, vol. 27(5), páginas 301–316, 1939. ISSN 0096-8390.
- IEC-60270. *High-Voltage Test Techniques - Partial Discharge Measurements*. 3a edición, 2000.
- IEC-62478. *High-Voltage Test Techniques - Measurement of Partial Discharges by Electromagnetic and Acoustic Methods. Proposed Horizontal Standard*. 1a edición, pendiente de publicación.
- IEEE521. *IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands*. IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984), 2003.

- IEEEStdC57.104-2008. *IEEE Guide for the Interpretation of Gases Generated in Oil-Immersed Transformers*. 2009.
- IRIBARNEGARAY, L. *Teoría de Los Fasores Espaciales: Introducción y Aplicaciones Industriales*. Marcombo, S.A., 2001. ISBN 9788426713094.
- ISBELL, D. E. Log periodic dipole arrays. Informe técnico, University of Illinois at Urbana-Champaign, 1959.
- JIN, C.-H., LEE, J.-Y., PARK, D. y KIL, G.-S. Detection of partial discharges by a monopole antenna in insulation oil. En *Proceedings of the 11th WSEAS international conference on Instrumentation, Measurement, Circuits and Systems, and Proceedings of the 12th WSEAS international conference on Robotics, Control and Manufacturing Technology, and Proceedings of the 12th WSEAS international conference on Multimedia Systems and Signal Processing*, páginas 27–30. 2012.
- JUDD, M., FARISH, O. y HAMPTON, B. Broadband couplers for UHF detection of partial discharge in gas-insulated substations. *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings*, vol. 142(3), páginas 237–243, 1995. ISSN 1350-2344.
- KANE, C., LEASE, B. y GOLUBEV, A. Practical experiences of on-line partial discharge measurements on a variety of medium-voltage electrical equipment. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35(6), páginas 1238–1246, 1999. ISSN 0093-9994.
- KANEKO, S., OKABE, S., MUTO, H., YOSHIMURA, M., NISHIDA, C. y KAMEI, M. Electromagnetic wave radiated from an insulating spacer in gas insulated switchgear with partial discharge detection. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 16(1), páginas 60–68, 2009a. ISSN 1070-9878.
- KANEKO, S., OKABE, S., YOSHIMURA, M., MUTO, H., NISHIDA, C. y KAMEI, M. Detecting characteristics of various type antennas on partial discharge electromagnetic wave radiating through insulating spacer in gas insulated switchgear. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 16(5), páginas 1462–1472, 2009b. ISSN 1070-9878.
- KREUGER, F. *Partial discharge detection in high-voltage equipment*. Butterworths, 1989. ISBN 9780408020633.
- LEMKE, E., BERLIJN, S., GULSKI, E., MUHR, M., PULTRUM, E., STREHL, T., HAUSCHILD, W. y RICKMANN, J. Guide for partial discharge measurements in compliance to IEC 60270. 2008.

- LI, J., JIANG, T., HARRISON, R. y GRZYBOWSKI, S. Recognition of ultra high frequency partial discharge signals using multi-scale features. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 19(4), páginas 1412–1420, 2012a. ISSN 1070-9878.
- LI, J., JIANG, T., WANG, C. y CHENG, C. Optimization of UHF Hilbert antenna for partial discharge detection of transformers. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60(5), páginas 2536–2540, 2012b. ISSN 0018-926X.
- LI, T., RONG, M., ZHENG, C. y WANG, X. Development simulation and experiment study on UHF partial discharge sensor in GIS. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 19(4), páginas 1421–1430, 2012c. ISSN 1070-9878.
- LÓPEZ-ROLDÁN, J., TANG, T. y GASKIN, M. Optimisation of a sensor for onsite detection of partial discharges in power transformers by the UHF method. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 15(6), páginas 1634–1639, 2008. ISSN 1070-9878.
- MARKALOUS, S., TENBOHLEN, S. y FESER, K. Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 15(6), páginas 1576–1583, 2008. ISSN 1070-9878.
- MASON, J. Enhancing the significance of PD measurements. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 2(5), páginas 876–888, 1995. ISSN 1070-9878.
- MATLAB. *version 7.10.0 (R2010a)*. The MathWorks Inc., Natick, Massachusetts, 2010.
- MOORE, P., PORTUGUÉS, I. y GLOVER, I. A nonintrusive partial discharge measurement system based on RF technology. En *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE*, vol. 2, página 633. 2003.
- MOORE, P., PORTUGUÉS, I. y GLOVER, I. Radiometric location of partial discharge sources on energized high-voltage plant. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20(3), páginas 2264–2272, 2005. ISSN 0885-8977.
- MORSHUIS, P. *Partial Discharge Mechanisms*. Delft University Press, Netherlands, 1993.
- MORSHUIS, P. Degradation of solid dielectrics due to internal partial discharge: some thoughts on progress made and where to go now. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 12(5), páginas 905–913, 2005. ISSN 1070-9878.

- MURILLO, J. J. *Fundamentos de Radiación y Radiocomunicación*. ETSI Universidad de Sevilla, 2007.
- NIEMEYER, L. A generalized approach to partial discharge modeling. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 2(4), páginas 510–528, 1995. ISSN 1070-9878.
- OKUBO, H., HAYAKAWA, N. y MONTANARI, G. Technical development on partial discharge measurement and electrical insulation techniques for low voltage motors driven by voltage inverters. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 14(6), páginas 1516–1530, 2007. ISSN 1070-9878.
- OPPENHEIM, A., SCHAFER, R. y BUCK, J. *Discrete-time signal processing*. Prentice-Hall signal processing series. Prentice Hall, 1999. ISBN 9780137549207.
- OTT, H. W. Electromagnetic compatibility. En *Electromagnetic Compatibility Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 2009. ISBN 9780470508510.
- PERPIÑÁN, O., SÁNCHEZ-URÁN, M., ÁLVAREZ, F., ORTEGO, J. y GARNACHO, F. Signal analysis and feature generation for pattern identification of partial discharges in high-voltage equipment. *Electric Power Systems Research*, vol. 95(0), páginas 56–65, 2013. ISSN 0378-7796.
- PHUNG, B. T. *Computer-based partial discharge detection and characterization*. Tesis Doctoral, University of New South Wales, 1997.
- PORTUGUÉS, I. Seminario: Asset management in the electricity industry. *UC3M*, 2013.
- PORTUGUÉS, I., I.S, MOORE, P., GLOVER, I., JOHNSTONE, C., MCKOSKY, R., GOFF, M. y VAN DER ZEL, L. RF-based partial discharge early warning system for air-insulated substations. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24(1), páginas 20–29, 2009. ISSN 0885-8977.
- POZAR, D. *Microwave Engineering*. Wiley, 2005. ISBN 9780471448785.
- PREVOST, T. y OOMMEN, T. V. Cellulose insulation in oil-filled power transformers: Part I - history and development. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, vol. 22(1), páginas 28–35, 2006. ISSN 0883-7554.
- RAJA, K., DEVAUX, F. y LELAIDIER, S. Recognition of discharge sources using UHF PD signatures. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, vol. 18(5), páginas 8–14, 2002. ISSN 0883-7554.
- RAMO, S., WHINNERY, J. y VAN DUZER, T. *Fields and Waves in Communication Electronics*. Wiley, 1994. ISBN 9780471585510.

- RAMÍREZ-NIÑO, J. y PASCACIO, A. Acoustic measuring of partial discharge in power transformers. *Measurement Science and Technology*, vol. 20(11), página 115108, 2009.
- REID, A., JUDD, M., FOURACRE, R., STEWART, B. y HEPBURN, D. Simultaneous measurement of partial discharges using IEC 60270 and radio-frequency techniques. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 18(2), páginas 444–455, 2011. ISSN 1070-9878.
- REID, A. J., JUDD, M. D., STEWART, B. G. y FOURACRE, R. A. Partial discharge current pulses in SF<sub>6</sub> and the effect of superposition of their radiometric measurement. *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 39(19), página 4167, 2006.
- ROBLES, G., ALBARRACÍN, R. y MARTÍNEZ-TARIFA, J. Shielding effect of power transformers tanks in the ultra-high-frequency detection of partial discharges. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 20(2), páginas 678–684, 2013a. ISSN 1070-9878.
- ROBLES, G., ALBARRACÍN SÁNCHEZ, R., ROJAS-MORENO, M., RAJO-IGLESIAS, E., SÁNCHEZ-FERNÁNDEZ, M., MARTÍNEZ-TARIFA, J. y ARDILA-REY, J. On the use of Vivaldi antennas in the detection of partial discharges. En *11th IEEE International Conference on Solid Dielectrics*. 2013b.
- ROBLES, G., MARTÍNEZ-TARIFA, J., ROJAS-MORENO, M. y SANZ-FEITO, J. Inductive sensor for measuring high frequency partial discharges within electrical insulation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58(11), páginas 3907–3913, 2009. ISSN 0018-9456.
- ROBLES, G., SÁNCHEZ-FERNÁNDEZ, M., ALBARRACÍN SÁNCHEZ, R., ROJAS-MORENO, M., RAJO-IGLESIAS, E. y MARTÍNEZ-TARIFA, J. Antenna parametrization for the detection of partial discharges. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 62(5), páginas 932–941, 2013c. ISSN 0018-9456.
- SARATHI, R., NANDINI, A. y TANAKA, T. Understanding electrical treeing phenomena in XLPE cable insulation under harmonic AC voltages adopting UHF technique. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 19(3), páginas 903–909, 2012. ISSN 1070-9878.
- SCHNEIDER. Publicación técnica Schneider: PT-004. Informe técnico, Centro de Formación Schneider, 2000.
- SHAN, Q., GLOVER, I., ATKINSON, R., BHATTI, S., PORTUGUÉS, I., MOORE, P., RUTHERFORD, R., DE FATIMA QUEIROZ VIEIRA, M., LIMA, A. y DE SOUZA, B. Estimation of impulsive noise in an electricity substation.

- Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 53(3), páginas 653–663, 2011. ISSN 0018-9375.
- SHEN, L., LONG, S., ALLERDING, M. y WALTON, M. Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 25(4), páginas 595–596, 1977. ISSN 0018-926X.
- SHIBUYA, Y., MATSUMOTO, S., KONNO, T. y UMEZU, K. Electromagnetic waves from partial discharges in windings and their detection by patch antenna. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 18(6), páginas 2013–2023, 2011. ISSN 1070-9878.
- SHIBUYA, Y., MATSUMOTO, S., TANAKA, M., MUTO, H. y KANEDA, Y. Electromagnetic waves from partial discharges and their detection using patch antenna. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 17(3), páginas 862–871, 2010. ISSN 1070-9878.
- SMITH, P. H. Transmission line calculator. *Electronics*, vol. 12(1), páginas 29–31, 1939.
- STONE, G., BOULTER, E., CULBERT, I. y DHIRANI, H. Electrical insulation for rotating machines-design, evaluation, aging, testing, and repair- Book Review. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, vol. 20(3), página 65, 2004. ISSN 0883-7554.
- STONE, G. y KAPLER, J. The impact of adjustable speed drive (ASD) voltage surges on motor stator windings. En *Cement Industry Technical Conference, 1998. 40th Conference Record. 1998 IEEE/PCA*, páginas 133–138. 1998. ISSN 1079-9931.
- STUTZMAN, W. L. y THIELE, G. *Antenna theory and design*. J. Wiley, 1998. ISBN 9780471025900.
- TANG, Z., LI, C., CHENG, X., WANG, W., LI, J. y LI, J. Partial discharge location in power transformers using wideband RF detection. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 13(6), páginas 1193–1199, 2006. ISSN 1070-9878.
- TECHIMP. <http://www.techimp.com>. Feb. 2014.
- TEKTRONIX. Using FastFrame Segmented Memory. *Application Note*, páginas 1–12, 2010.
- TENBOHLEN, S., DENISSOV, D., HOEK, S. y MARKALOUS, S. Partial discharge measurement in the ultra high frequency UHF range. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 15(6), páginas 1544–1552, 2008. ISSN 1070-9878.

- 
- TOZZI, M. *Partial discharges in power distribution electrical systems: Pulse propagation models and detection optimization*. Tesis Doctoral, University of Bologna, Italy, 2010.
- WARD, D. y EXON, J. Using Rogowski coils for transient current measurements. *Engineering Science and Education Journal*, vol. 2(3), páginas 105–113, 1993. ISSN 0963-7346.
- WATKINS, J. Circular resonant structures in microstrip. *Electronics Letters*, vol. 5(21), páginas 524–525, 1969. ISSN 0013-5194.



# Acrónimos

**BNC** *Bayonet Neill-Concelman*

**BW** *Bandwidth*

**CB** *Citizen Band radio*

**CA** Corriente Alterna

**CC** Corriente Continua

**CNAF** Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias

**CST** *Computer Simulation Technology*

**DUT** *Device Under Test*

**DAB** *Digital Audio Broadcasting*

**DFT** *Discrete Fourier Transform*

**DP** Descarga parcial

**DPs** Descargas parciales

**DPO** *Digital Phosphor Oscilloscope*

**DTFT** *Discrete-Time Fourier Transform*

**EIRP** *Equivalent Isotropic Radiated Power*

**ER** Error Relativo

**FFT** *Fast Fourier Transform*

**FM** *Frequency Modulated*

**GIS** *Gas-Insulated Substation*

**GSM** *Global System for Mobile Communications*

**HF** *High-Frequency*

- HFCT** *High-Frequency Current Transformer*
- HPBW** *Half-Power Beamwidth*
- HV** *High-Voltage*
- IEC** *International Electrotechnical Commission*
- JCR** *Journal Citation Reports*
- LPDA** *Log-Periodic Dipole Array*
- LINEALT** Laboratorio de Investigación y Ensayos en Alta Tensión
- PE** Polietileno
- PMMA** Polimetilmetacrilato
- PRH** *Power Ratio for High-Frequency*
- PRL** *Power Ratio for Low-Frequency*
- PRPD** *Phase-Resolved-Partial-Discharge*
- PTFE** *Politetrafluoroetileno*
- RF** Radiofrecuencia
- RG** *Radio Grade*
- RMS** *Root Mean Square*
- SI** *Sistema Internacional*
- SNR** *Signal to Noise Ratio*
- TE** Transversales Eléctricas
- TEM** Transversales Electromagnéticas
- THEIC** Trishidroxietilo de isocianurato
- TM** Transversales Magnéticas
- TV** Televisión
- UC3M** Universidad Carlos III de Madrid
- UHALP** *Ultra-High frequency Log-Periodic dipole Array antenna*
- UHF** *Ultra-High Frequency*
- UIT** Unión Internacional de Telecomunicaciones

**UMTS** *Universal Mobile Telecommunications System*

**VSWR** *Voltage Standing Wave Ratio*

**VHF** *Very-High Frequency*

**XLPE** *Cross Linked Polyethylene*

**Wi-Fi** *Wireless-Fidelity*