



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



**ITE**  
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE  
LA ENERGÍA

Tesis para la obtención del grado de Doctor Ingeniero Industrial

# Nueva metodología de la medida de descargas parciales en cables de alta tensión.

Desarrollo de un sensor capacitivo de gran ancho  
de banda.

Programa de doctorado: Tecnología Eléctrica. Materiales, generación y distribución.

Universitat Politècnica de València, UPV  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, DIE  
Instituto de Tecnología Eléctrica, ITE

Autor:

Armando Rodrigo Mor

Directores de Tesis:

Dr. Vicente Fuster Roig

Dr. Pedro Llovera Segovia

Valencia, España  
Abril 2012

---

---

---

ARMANDO RODRIGO MOR

**Nueva metodología de la medida de descargas parciales en cables de alta tensión.**

**Desarrollo de un sensor capacitivo de gran ancho de banda.**

Programa de doctorado: Tecnología eléctrica. Materiales, generación y distribución.

Copyright ©2012, Armando Rodrigo Mor.

All rights reserved.

Impreso en Valencia a Abril de 2012.

---

Dedicación parcialmente financiada por



**UNIÓN EUROPEA**  
Fondo Social Europeo

*El Fondo Social Europeo  
invierte en tu futuro*

---

## Agradecimientos

*La aventura de la tesis empezó con la oportunidad que me brindó el Instituto de Tecnología Eléctrica, ITE, a través del Dr. Cesar Cañas, de trabajar en el campo del apasionante mundo de la alta tensión. Los proyectos desarrollados en el instituto y la infraestructura de que dispone han permitido la realización de esta tesis, en un campo donde las instalaciones necesarias incluso a nivel mundial son escasas. Mis más sentidos agradecimientos al Dr. Pedro Llovera, coordinador del departamento de materiales durante mucho tiempo, al Dr. Vicente Fuster, profesor durante la carrera y director técnico del instituto y al Dr. Alfredo Quijano, profesor durante la carrera y director del instituto por sus enseñanzas, contribuciones y sobre todo, por la confianza depositada en mi. Este trabajo no hubiera sido posible sin la integración de las investigaciones en mi trabajo diario.*

*Muchas gracias al Dr. Tomás Yebra, por todos los conocimientos de programación en Matlab transmitidos, al doctorando Gustavo Ortega por la fabricación de las placas electrónicas para los prototipos, y a los técnicos del Laboratorio de Alta Tensión del ITE, Ángel Medina y Jesús Sáez por todos los ensayos y montajes realizados.*

*La tesis no hubiera sido posible sin el trabajo realizado con empresas privadas, especialmente con Iberdrola Distribución. Muchas gracias a Gonzalo Maiz por la confianza depositada en mi persona y el trato amable que siempre he recibido.*

*Especiales agradecimientos a mi familia, pareja, amigos y compañeros de trabajo por toda la paciencia y apoyo recibidos durante estos años.*

---

*Y por último un sincero agradecimiento a los precursores de los cuales siempre nos olvidamos: Tesla, Edison, Westinghouse, Kelvin, Fourier, Laplace, Parseval, y un largo etc.*

*A todos los hombres que haciendo técnica y ciencia contribuyen al desarrollo de la humanidad.*

---

## Resumen

En la actualidad la medida de descargas parciales constituye una herramienta eficaz para el diagnóstico de fallos de aislamiento. La presente tesis está centrada en los diferentes métodos de ensayo de descargas parciales en cables de media y alta tensión. Principalmente se ha estudiado la influencia de los diferentes métodos de ensayo en la evaluación de la carga de los pulsos de descargas parciales en ensayos off-line (ensayos en los que se saca el cable fuera de servicio).

La tesis analiza las particularidades de los métodos convencionales, y de los nuevos métodos o métodos no convencionales.

Los métodos convencionales, empleados desde los años 60 en laboratorios de alta tensión, emplean filtros paso-banda como herramienta para la evaluación de los pulsos de descargas parciales.

Los métodos no convencionales emplean sensores con anchos de banda muy superiores a los métodos convencionales pues esto permite la localización de los pulsos por técnicas de reflectometría y el uso de herramientas matemáticas que ayudan a la identificación de los pulsos de descargas parciales.

En esta tesis se analizan diferentes métodos de evaluación de carga para los métodos no convencionales, y se establecen los límites de la incertidumbre en dichas medidas en función del ancho de banda de los sensores y de la longitud de los pulsos de descargas parciales.

La tesis aborda el análisis de los transformadores de corriente de alta frecuencia que comúnmente se emplean como sensores de descargas parciales para medidas acopladas por campo magnético, y el análisis de los sensores acoplados por campo eléctrico. La comparativa de ambos sensores permite extraer conclusiones acerca de

---

los anchos de banda obtenidos, de la incertidumbre alcanzada para diferentes longitudes de pulso y métodos de evaluación de carga, y de la sensibilidad de los sistemas de medida que emplean estos sensores.

Las medidas experimentales se han realizado empleando diferentes prototipos de sensores acoplados por campo eléctrico y por campo magnético, midiendo su respuesta en frecuencia y la respuesta ante pulsos de descargas parciales. La parte experimental y constructiva, ha culminado con el desarrollo y construcción de un sensor acoplado por campo eléctrico con el que se alcanzan sensibilidades próximas a los límites físicos de este tipo de medidas, con un ancho de banda que abarca desde unos pocos kilohercios hasta los megahercios, lo que implica incertidumbres en la determinación de la carga muy bajas en comparación con otro tipo de dispositivos.

Como consecuencia de los análisis realizados en esta tesis, se propone una tipología de circuito de medida con la que pueden realizarse medidas de gran ancho de banda produciendo mínimas distorsiones de la forma de onda de los pulsos de descargas parciales. Además, la configuración del circuito de medida propuesta permite distinguir entre descargas parciales producidas en los extremos del cable mediante el análisis de la forma de onda del pulso, resolviendo la indeterminación que se produce al emplear técnicas de reflectometría puras.



---

## Resum

En l'actualitat la mesura de descàrregues parcials constituïx una ferramenta eficaç per al diagnòstic de fallades d'aïllament. La present tesi està centrada en els diferents mètodes d'assaig de descàrregues parcials en cables de mitja i alta tensió. Principalment s'ha estudiat la influència dels diferents mètodes d'assaig en l'avaluació de la càrrega dels polsos de descàrregues parcials en assajos off-line (assajos en què es trau el cable fora de servici).

La tesi analitza les particularitats dels mètodes convencionals, i dels nous mètodes o mètodes no convencionals.

Els mètodes convencionals, empleats des dels anys 60 en laboratoris d'alta tensió, empren filtres pas-banda com a ferramenta per a l'avaluació dels polsos de descàrregues parcials.

Els mètodes no convencionals empren sensors amb amples de banda molt superiors als mètodes convencionals perquè açò permet la localització dels polsos per tècniques de reflectometria i l'ús de ferramentes matemàtiques que ajuden a la identificació dels polsos de descàrregues parcials.

En esta tesi s'analitzen diferents mètodes d'avaluació de càrrega per als mètodes no convencionals, i s'establixen els límits de la incertesa en les dites mesures en funció de l'amplada de banda dels sensors i de la longitud dels polsos de descàrregues parcials.

La tesi aborda l'anàlisi dels transformadors de corrent d'alta freqüència que comunament s'empren com a sensors de descàrregues parcials per a mesures acoblades per camp magnètic, i l'anàlisi dels sensors acoblats per camp elèctric. La comparativa d'ambdós sensors permet extraure conclusions sobre els amples de

---

banda obtinguts, de la incertesa aconseguida per a diferents longituds de pols i mètodes d'avaluació de càrrega, i de la sensibilitat dels sistemes de mesura que empren estos sensors.

Les mesures experimentals s'han realitzat emprant diferents prototips de sensors acoblats per camp elèctric i per camp magnètic, mesurant la seua resposta en freqüència i la resposta davant de polsos de descàrregues parcials. La part experimental i constructiva, ha culminat amb el desenrotllament i construcció d'un sensor acoblat per camp elèctric amb el que s'aconsegueixen sensibilitats pròximes als límits físics d'este tipus de mesures, amb un amplada de banda que comprén des d'uns pocs quilohertz fins als megahertz, la qual cosa implica incerteses en la determinació de la càrrega molt baixes en comparació amb altre tipus de dispositius.

Com a conseqüència dels anàlisis realitzats en esta tesi, es proposa una tipologia de circuit de mesura amb què poden realitzar-se mesures de gran amplada de banda produint mínimes distorsions de la forma d'ona dels polsos de descàrregues parcials. A més, la configuració del circuit de mesura proposada permet distingir entre descàrregues parcials produïdes en els extrems del cable per mitjà de l'anàlisi de la forma d'onda del pols, resolent la indeterminació que es produïx a l'emprar tècniques de reflectometria pures.

---

## Summary

Nowadays the measure of partial discharges is a useful tool for the diagnostic of insulations. The present thesis is focused in the different methods for medium and high voltage partial discharge cable tests. Mainly, it has been studied the influence of the different test methods in the partial discharge charge evaluation in off-line tests (test performed with the cable isolated of the grid).

The thesis analyzes the particularities of the conventional methods, and the new methods or non-conventional methods.

The conventional methods, employed since the 60's in high voltage laboratories, use bandpass filters as tool for the partial discharge charge evaluation.

The non-conventional methods employ sensors with larger bandwidth than conventional methods, because it allows the pulse location in the cable by time domain reflectometry, and also the use of mathematical tools to help the identification of partial discharge pulses.

In this thesis it is analyzed the different methods for charge evaluation for the non-conventional methods, and it is established the limits of the uncertainty in these measurements according to the sensors bandwidth and partial discharge pulse lengths.

The thesis deals with the analysis of the high frequency current transformers usually employed as partial discharge sensors in measurements coupled by magnetic field, and the analysis of partial discharge sensors coupled by electric field. The comparative of both sensors provides conclusions about the obtained bandwidth, the uncertainty for different pulse lengths, the methods for pulse charge evaluation, and the sensitivity of the measuring systems employing these devices.

---

The experimental measurements have been done employing different prototypes of sensors coupled by magnetic field and electric field, measuring their frequency response and the partial discharge pulse response. The experimental and construction part culminates with the development and construction of a partial discharge sensor coupled by electric field that reaches sensitivities close to the physical theoretic limits of this kind of measurements, with a bandwidth covering from a few kilohertz to megahertz, which implies low uncertainties in pulse charge evaluation comparing with other type of devices.

As a conclusion of the analysis done in this thesis, it is proposed a measuring circuit topology that allows broadband measurements causing minimum partial discharges pulse shape distortions. Furthermore, the proposed measuring circuit topology allows an identification of partial discharges coming from the cable ends by means of a pulse shape analysis, solving the indetermination produced by pure time domain reflectometry techniques.

---

## Acrónimos

ITE	Instituto Tecnológico de la Energía, Instituto de Tecnología Eléctrica
DP	descarga parcial
PD	del inglés Partial Discharge, descarga parcial
pC	picocoulombio
mV	milivoltio
kV	kilovoltio
nF	nanofaradio
pF	picofaradio
$\mu$ F	microfaradio
H	henrio
mH	milihenrio
mV <sub>p</sub>	milivoltios de pico
HFCT	del inglés High Frequency Current Transformers, transformador de corriente de alta frecuencia
BW	del inglés bandwidth, ancho de banda
k <sub>cal</sub>	constante de calibración
PDIV	del inglés Partial Discharge Inception Voltage, tensión de aparición de descargas parciales

---

PDEV	del inglés Partial Discharge Extinction Voltage, tensión de extinción de descargas parciales
$\epsilon_0$	permitividad dieléctrica del vacío
$\vec{E}$	vector campo eléctrico
$\vec{P}$	vector polarización
$\vec{D}$	vector desplazamiento eléctrico
<i>[ep]</i>	indica en las figuras y tablas que se trata de una elaboración propia

---

## Índice

Agradecimientos .....	5
Resumen .....	7
Resum .....	9
Summary .....	11
Acrónimos .....	13
Índice .....	15
Índice de tablas .....	35
1. Introducción .....	39
1.1. Breve introducción histórica.....	39
1.2. Antecedentes y motivación.....	45
1.3. Objetivos y esquema de la tesis. ....	46
2. Estado del arte.....	49
2.1. Las descargas parciales. Naturaleza y detección.....	49
2.1.1. Breve descripción .....	49
2.1.2. Campo eléctrico en el interior de la materia.....	51
2.1.3. Clasificación de las descargas parciales.....	54
2.1.4. Tipos de medidas de descargas parciales.....	58
2.2. Medidas eléctricas de descargas parciales.....	62
2.2.1. Circuitos de medida de detección eléctrica. ....	62
2.2.2. Carga aparente. ....	64
2.2.3. Medidas convencionales. ....	66

---

2.2.3.1. Ancho de banda.....	68
2.2.3.2. Calibración.....	70
2.2.3.3. Obtención de patrones.....	74
2.2.3.4. Caracterización de patrones.....	78
2.2.4. Medidas no convencionales.....	83
2.2.4.1. La propagación de las descargas parciales en cables. Reflectometría.....	84
2.2.4.2. Agrupamiento de las descargas parciales. Formación de clusters.....	90
2.2.4.3. Procedimiento de ensayo.....	95
2.2.5. Problemática.....	97
3. Análisis de la evaluación de la carga aparente con pseudo-integradores (método convencional).....	101
3.1. Introducción.....	101
3.2. Método convencional.....	103
3.2.1. Descripción del método convencional.....	103
3.2.2. Procedimiento para la evaluación de la carga.....	107
3.2.3. Evaluación de la carga con pseudo-integradores.....	110
3.3. Definición de tipos de pulso.....	117
3.4. Análisis por cálculo numérico.....	124
3.4.1. Descripción del análisis.....	124
3.4.2. Expresión de la incertidumbre en el proceso de evaluación de la carga.....	128



---

3.4.3.	Determinación del orden óptimo de un filtro pseudo-integrador.	130
3.4.4.	Influencia de la frecuencia de corte del sistema de medida. Sistema de medida como filtro pasa-alto de orden 2.	135
3.4.5.	Influencia de la frecuencia de corte del sistema de medida. Sistema de medida como filtro pasa-alto de orden 4.	142
3.5.	Conclusiones.	149
4.	Análisis de la evaluación de la carga aparente con sistemas de medida de gran ancho de banda (método no convencional).	153
4.1.	Introducción.	153
4.2.	Generalidades.	153
4.3.	Método no convencional.	156
4.3.1.	Análisis de la problemática de la medida de la carga.	156
4.3.2.	Propuesta de metodologías para la evaluación de la carga: definición de la constante de calibración.	166
4.4.	Comparación de los métodos de evaluación de la carga.	168
4.4.1.	Análisis para sistemas de medida de orden 2.	170
4.4.2.	Análisis para sistemas de medida de orden 4.	181
4.5.	Conclusiones.	192
5.	Sistemas de medida: el sensor y el circuito de medida.	195
5.1.	Introducción.	195
5.2.	El sensor inductivo.	196
5.2.1.	Ganancia y ancho de banda del sensor inductivo.	196
5.2.2.	Determinación experimental de la respuesta en frecuencia.	199

---

5.3.	El sensor capacitivo. ....	202
5.3.1.	Topologías y problemática asociada.....	202
5.3.1.1.	Influencia de los armónicos en la frecuencia de corte inferior.....	202
5.3.1.2.	Sensores pasa-todo.....	204
5.3.1.3.	Sensores sintonizados. Sensores paso-alto RLC.....	206
5.3.1.4.	Sensores pasa-altos. Sensores RC.....	209
5.3.2.	Propuesta de sensor capacitivo.....	210
5.3.2.1.	Construcción de un sensor de gran ancho de banda.....	212
5.3.2.2.	Determinación de la respuesta en frecuencia.....	214
5.3.2.3.	Análisis de la relación entre la incertidumbre en la determinación de la carga y el ancho de banda.....	215
5.4.	Influencia del cable bajo ensayo sobre el sistema de medida. ....	217
5.4.1.	Modelo del cable de media tensión.....	217
5.4.2.	Influencia del cable sobre la medida con sensores acoplados por campo eléctrico.....	221
5.4.3.	Influencia del cable sobre la medida con sensores acoplados por campo magnético.....	223
5.5.	Conclusiones.....	227
6.	Medidas experimentales.....	229
6.1.	Medidas experimentales con calibrador.....	229
6.1.1.	Determinación de la impedancia característica del cable.....	231

---

6.1.2. Medidas con dispositivo de medida acoplado por campo magnético.....	233
6.1.3. Medidas con dispositivo de medida acoplado por campo eléctrico.....	239
6.2. Medidas experimentales en alta tensión con fuente resonante : propuesta de dispositivo de medida con sensor capacitivo. ....	241
6.2.1. Descripción y medidas con tensiones inferiores a $24kV_{rms}$ . ....	241
6.2.2. Aplicación particular: resolución de indeterminación en la localización de pulsos producidos en extremos.....	253
7. Conclusiones y trabajos futuros. ....	255
7.1. Conclusiones.....	255
7.2. Trabajos futuros. ....	259
Apéndice A. Expresión de la incertidumbre.....	263
Bibliografía.....	269
Publicaciones .....	275
Patentes .....	277



---

## Índice de figuras

Figura 1. Campo eléctrico en el interior de la materia, [ep].	52
Figura 2. Cavity paralela al campo eléctrico, [ep].	53
Figura 3. Cavity perpendicular al campo eléctrico, [ep].	53
Figura 4. Diferencia de formas de onda de pulsos de DP según la sobretensión alcanzada. Gran sobretensión (a). Baja sobretensión (b) [4].	57
Figura 5. DP corona en aisladores cerámicos [19].	60
Figura 6. Circuito de medida de descargas parciales, [ep].	62
Figura 7. Circuito equivalente de una descarga parcial, [ep].	64
Figura 8. Circuito para medida convencional de DP en cables, [2].	67
Figura 9. Alternativa de circuito para medida convencional de DP en cables, [2].	67
Figura 10. Espectro de una DP y ancho de banda del sistema de medida, [ep].	68
Figura 11. Respuesta impulsional de filtros de ancho de banda reducido ante pulsos de DP, [c1].	70
Figura 12. Esquema de un calibrador de DP y circuito para la calibración de la carga del calibrador, [ep].	71
Figura 13. Pulsos de diferentes calibradores, [c2].	73
Figura 14. DP producidas durante un ciclo de tensión, [ep].	74
Figura 15. Diagrama de magnitud vs. fase de una vacuola en resina epoxy centrada entre electrodos a 45kV, [ep].	75
Figura 16. Vacuola en resina epoxy, [ep].	75
Figura 17. pC vs. fase, [ep].	77
Figura 18. $H_{q_{max}}(\phi)$ , [ep].	77
Figura 19. $H_{q_{med}}(\phi)$ , [ep].	77
Figura 20. $H_n(\phi)$ , [ep].	77
Figura 21. $H_n(q)$ , [ep].	77
Figura 22. $H_n(e)$ , [ep].	77

---

Figura 23. Ejemplo de huella para dos campanas de gauss, [ep]. .....	81
Figura 24. Ejemplo de huella para dos campanas de forma arbitraria, [ep].....	81
Figura 25. Ejemplo de huella para dos campanas de forma arbitraria, [ep].....	82
Figura 26. Huella o patrón representativo de defecto interno, [ep]. .....	83
Figura 27. Esquema de una DP en un cable, [ep].....	84
Figura 28. Esquema de propagación de un pulso de DP en un cable, [ep].....	85
Figura 29. Deformación sufrida por un pulso de DP al viajar por un cable de MT, [ep].....	86
Figura 30. Pulsos de calibrador registrados en cable de 500m, [ep]. .....	88
Figura 31. Pulsos de calibrador registrados en cable de 500m escalados al máximo, [ep].....	89
Figura 32. Señal de tipo pulsante arbitraria, [ep]. .....	90
Figura 33. Parámetros calculados y formas de onda empleadas por el algoritmo Teq Weq aplicados a un pulso de calibración de 1000pC inyectado en el circuito de ensayo, [ep]. .....	93
Figura 34. Parámetros calculados y formas de onda empleadas por el algoritmo Teq Weq aplicados a un pulso de DP producido a 300kV en un transformador monofásico de alta tensión, [ep].....	94
Figura 35. Ejemplo de diagrama de magnitud vs. fase con identificación de DP por técnica de agrupamiento de DP (clúster) [52].....	95
Figura 36. Diagrama de bloques de ensayo de DP no convencional en cables, [ep]. .....	97
Figura 37. Esquema medida convencional en cable de MT, [ep]. .....	103
Figura 38. Pulsos a la salida del filtro pseudo-integrador [2].....	106
Figura 39. Evolución de la constante de calibración con la duración de un pulso cuadrado. Filtro BW 45kHz-445kHz, orden 6, [ep]. .....	113
Figura 40. Filtro pasabajos, [ep]. .....	114
Figura 41. Respuesta del filtro ante impulso de corta duración, [ep].....	116

---

Figura 42. Pulso lento y pulso rápido obtenidos al variar el coeficiente $n$ , [r2].	.119
Figura 43. Parámetros de caracterización de un pulso, [ep].	.....120
Figura 44. Relación entre tiempo de subida y tiempo de bajada en función de la variación del parámetro $n$ , [ep].	.....121
Figura 45. Relación entre el tiempo de pico y el tiempo de subida en función de la variación del parámetro $n$ , [ep].	.....122
Figura 46. Relación entre el tiempo de duración del pulso y el tiempo de pico del pulso en función de la variación del parámetro $n$ , [ep].	.....122
Figura 47. Superposición de pulsos simulados, pulsos de DP y pulsos de calibrador, [ep].	.....123
Figura 48 Detalle de superposición de pulsos simulados, pulsos de DP y pulsos de calibrador, [ep].	.....123
Figura 49. Esquema de simulaciones, [ep].	.....124
Figura 50. Representación de la evolución de $\Delta k_{cal}$ [%] vs. la longitud del pulso, [ep].	.....128
Figura 51. Valores de Kcal para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 2, [ep].	.....132
Figura 52. Valores de Kcal para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 4, [ep].	.....132
Figura 53. Valores de Kcal para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 6, [ep].	.....132
Figura 54. Valores de Kcal para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 8, [ep].	.....132
Figura 55. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 2 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].	.....133
Figura 56. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 4 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].	.....133

---

Figura 57. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 6 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].	133
Figura 58. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 8 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].	133
Figura 59. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 2 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].	134
Figura 60. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 4 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].	134
Figura 61. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 6 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].	134
Figura 62. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 8 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].	134
Figura 63. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-todo.	137
Figura 64. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 1kHz #2.	137
Figura 65. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2.	137
Figura 66. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2.	137
Figura 67. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2.	137
Figura 68. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo.	138
Figura 69. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz] Sistema medida pasa alto 1kHz #2 Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	138
Figura 70. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2 Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	138
Figura 71. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	138
Figura 72. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	138
Figura 73. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo.	139



---

Figura 74. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 200\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	139
Figura 75. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 200\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	139
Figura 76. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 200\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	139
Figura 77. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 200\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	139
Figura 78. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo. ....	140
Figura 79. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema de medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	140
Figura 80. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema de medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	140
Figura 81. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	140
Figura 82. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	140
Figura 83. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo. ....	141
Figura 84. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	141
Figura 85. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	141
Figura 86. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	141
Figura 87 $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	141
Figura 88. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-todo.....	144

---

Figura 89. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].	144
Figura 90. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].	144
Figura 91. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].	144
Figura 92. $k_{cal}$ para pulso de Dirac. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].	144
Figura 93. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo.	145
Figura 94. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	145
Figura 95. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	145
Figura 96. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4 Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	145
Figura 97. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 100$ kHz orden 6, [ep]	145
Figura 98. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo.	146
Figura 99. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 200$ kHz orden 6, [ep]	146
Figura 100. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 200$ kHz orden 6, [ep]	146
Figura 101. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 200$ kHz orden 6, [ep]	146
Figura 102.. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 200$ kHz orden 6, [ep]	146
Figura 103. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo.	147

---

Figura 104. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	147
Figura 105. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	147
Figura 106. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	147
Figura 107. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 300\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	147
Figura 108. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-todo. ....	148
Figura 109. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	148
Figura 110. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	148
Figura 111. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	148
Figura 112. $\Delta k_{cal}$ [%] vs $f_1$ [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador $\Delta f = 400\text{kHz}$ orden 6, [ep].....	148
Figura 113. a) Sistema de medida con sensor acoplado magnéticamente; b) Sistema de medida con sensor acoplado eléctricamente, [ep]. ....	155
Figura 114. a) Respuesta de un sistema en el dominio de la frecuencia; b) respuesta de un sistema en el dominio del tiempo, [ep].....	157
Figura 115. Respuesta impulsional e integral de dicha respuesta para un sensor con ancho de banda de 4kHz-500MHz, [r1].....	161
Figura 116. Respuesta impulsional e integral de dicha respuesta para un sensor con ancho de banda de 2MHz-100MHz, [r1]. ....	161
Figura 117. Integrales de la respuesta impulsional de dos sensores: HFCT1 con ancho de banda de 4kHz a 500MHz; HFCT2 con ancho de banda de 2MHz a 100MHz, [r1].....	162

---

Figura 118. Pulso de 1000pC capturado con HFCT1 y con HFCT2, [r1].....	163
Figura 119. Espectro del pulso capturado con el HFCT1, [r1].....	163
Figura 120. Espectro del pulso capturado con el HFCT2, [r1].....	164
Figura 121. Evolución de las integrales del pulso de la Figura 116, [r1]. .....	164
Figura 122. Esquema de los procedimientos para la evaluación de la carga, [r2]. .....	168
Figura 123. Esquema de simulaciones, [ep].....	169
Figura 124. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	172
Figura 125. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	173
Figura 126. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	174
Figura 127. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	175
Figura 128. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	176

---

Figura 129. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....177

Figura 130. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....178

Figura 131. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....179

Figura 132. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....183

Figura 133. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....184

Figura 134. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....185

Figura 135. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....186

---

Figura 136. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....	187
Figura 137. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....	188
Figura 138. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....	189
Figura 139. Constante de calibración, $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].....	190
Figura 140. Sensor inductivo y circuito equivalente, [ep].....	198
Figura 141. Sensores HFCT de diferentes prestaciones; sensor azul (izquierda), sensor rojo (arriba derecha), y núcleos para los sensores construidos, [ep].....	199
Figura 142. Respuesta experimental HFCT rojo, [ep].	200
Figura 143. Respuesta experimental HFCT azul, [ep].....	200
Figura 144. Respuesta en frecuencia del prototipo A, [ep].	201
Figura 145. Respuesta en frecuencia del prototipo B, [ep].	201
Figura 146. Detalle de la construcción del prototipo B, [ep].	202
Figura 147. Topologías de sensores pasa-todo, [r3].	204
Figura 148. Topologías de sensores sintonizados, [r3].	206
Figura 149. Topología de sensor basada en configuración RC, [r3].	209
Figura 150. Topología filtro doble T para configuración de filtro pasa alto, [r3].	211

---

Figura 151. Esquemático del sensor de gran ancho de banda, [r3].....	212
Figura 152. PCB construida para sensor de gran ancho de banda, [r3].....	213
Figura 153. Fotografía del prototipo construido, [ep]. .....	213
Figura 154. Respuesta en frecuencia del prototipo construido, [r3].....	214
Figura 155. Comparativa respuesta temporal del prototipo frente a sonda de osciloscopio, [r3]. .....	215
Figura 156 Incertidumbre en la evaluación de la carga expresada en [%] según el método3, para topología de sensor capacitivo propuesta en función del ancho de banda, [ep]. .....	216
Figura 157. Línea de transmisión de parámetros distribuidos, [ep]. .....	217
Figura 158. Circuito de medida en cables empleando sensores con acoplamiento por campo eléctrico, [ep]. .....	222
Figura 159. Circuito de medida en cables empleando sensores con acoplamiento por campo magnético, [ep]. .....	224
Figura 160. Respuesta en frecuencia de (1-p) para $R_o=60\Omega$ y $C=1nF$ , [ep]. .....	226
Figura 161. Frecuencias de corte e impedancias a 50Hz para diferentes valores de condensador, [ep]. .....	226
Figura 162. Esquema medidas experimentales: a) Dispositivo de medida acoplado por campo magnético; b) Dispositivo de medida acoplado por campo eléctrico, [ep]. .....	229
Figura 163. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos. Condensador de 33nF, [ep]. .....	235
Figura 164. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos. Condensador de 2nF, [ep]. .....	235
Figura 165. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos. Condensador de 0.66nF, [ep]. .....	236
Figura 166. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos escalados a su máximo. Condensador de 33nF, [ep]. .....	237

---

Figura 167. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos escalados a su máximo. Condensador de 2nF, [ep].	237
Figura 168. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos escalados a su máximo. Condensador de 0.66nF, [ep].	238
Figura 169. Pulso de 100pC capturado con sensor acoplado por campo eléctrico. Prototipo de sensor de ganancia unitaria, con ancho de banda de 3.5kHz a 20MHz, [ep].	240
Figura 170. Comparativa de respuesta a un mismo pulso de 100pC por un sistema de medida con sensor capacitivo de gran ancho de banda ('prototype cap'), y por un sistema de medida con sensor inductivo ('prototype B') con condensador de 33nF, [ep].	241
Figura 171. Esquema de la configuración de ensayo, [ep].	242
Figura 172. Fotografía del laboratorio de ensayo de descargas parciales en cables, [ep].	242
Figura 173. Vista de la conexión de alta tensión y del extremo del cable con el sensor capacitivo de gran ancho de banda, [ep].	243
Figura 174. Detalle de conexión del cable con el sensor capacitivo de gran ancho de banda, [ep].	244
Figura 175. Descarga parcial en extremo lejano y sucesivas reflexiones. Representación del espectro del pulso sin filtrado de las interferencias de las estaciones de radio FM, [ep].	245
Figura 176. Pulso filtrado de descarga parcial en extremo lejano. Representación del espectro del pulso filtrado, [ep].	246
Figura 177. Pulso de descarga parcial en extremo lejano filtrado, [ep].	247
Figura 178. Pulso de descarga parcial en extremo próximo. Detalle de la detección de la onda electromagnética captada por el sensor capacitivo, [ep].	248
Figura 179. Elemento afilado en platos del sensor capacitivo para producir descargas parciales corona, [ep].	249



---

Figura 180. Pulso de descarga parcial corona en extremo lejano, [ep].	250
Figura 181. Pulsos de descarga parcial producidos en extremo lejano y en extremo próximo, [ep].	251
Figura 182. Pulso de descarga parcial producido en el inicio del cable y su espectro, [ep].	252
Figura 183. Pulso de descarga parcial producido en el final del cable y su espectro, [ep].	252
Figura 184. Resolución de la indeterminación de la localización de pulsos en extremos por análisis de la forma de onda del pulso, [ep].	253



---

## Índice de tablas

Tabla 1. Pérdida de carga y atenuación de un pulso de DP en función de la longitud recorrida, [ep]. .....	87
Tabla 2. Comparativa de respuestas de un filtro pasa-banda pseudo-integrador, [ep]. .....	109
Tabla 3. Variaciones de la $k_{cal}$ con la forma de entrada de los pulsos, [ep]. .....	110
Tabla 4. Respuesta impulsional ante pulso de Dirac, [ep]. .....	112
Tabla 5. Resumen de los límites de los parámetros de caracterización de pulsos de descargas parciales, [ep]. .....	121
Tabla 6. Resumen de resultados para un valor límite de $\Delta k_{cal}$ [%] < 10%% con sistema de medida de orden 2, [ep]. .....	142
Tabla 7. Resumen de resultados para un valor límite de $\Delta k_{cal}$ [%] < 10% con sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	149
Tabla 8. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	172
Tabla 9. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	173
Tabla 10. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	174
Tabla 11. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	175
Tabla 12. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	176
Tabla 13. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	177
Tabla 14. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}$ [%] para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]. .....	178

---

Tabla 15. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].....	179
Tabla 16. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 10MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 2, [r2].....	180
Tabla 17. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 100MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 2, [r2].....	181
Tabla 18. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	183
Tabla 19. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	184
Tabla 20. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	185
Tabla 21. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	186
Tabla 22. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	187
Tabla 23. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	188
Tabla 24. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	189
Tabla 25. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	190
Tabla 26. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 10MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 4, [ep]. .....	191

---

Tabla 27. Valores numéricos de $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$ para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 100MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 4, [ep].	192
Tabla 28. Características básicas de los sensores comerciales, [ep].	200
Tabla 29. Características básicas de los prototipos construidos, [ep].	201
Tabla 30. Valores máximos de tensión hasta el armónico número 25, permitidos por la normativa española para redes de distribución de tensión nominal menor a 36kV <sub>rms</sub> , [ep].	203
Tabla 31. Valores estimados de L, C y frecuencias de corte para sensores tipo pasa-altos RLC, [ep].	208
Tabla 32. Valores estimados de R, frecuencias de corte, y tensiones a 50Hz para sensores tipo pasa-altos RC, [ep].	210
Tabla 33. Incertidumbre en la evaluación de la carga expresada en [%] según el método3, para topología de sensor capacitivo propuesta en función del ancho de banda, [ep].	216
Tabla 34. Valores numéricos de condensadores para frecuencias de corte de 1, 10, 100 y 1000 kHz para diferentes valores de impedancia característica, e impedancias a 50Hz, [ep].	227
Tabla 35. Impedancia característica para un cable HEPRZ1 12/20kV 50mm <sup>2</sup> Al H16, [ep].	232
Tabla 36. Frecuencias de corte para la corriente medida por los transformadores de corriente de alta frecuencia, [ep].	233
Tabla 37. Transformadores de corriente de alta frecuencia empleados en las medidas experimentales, [ep].	234

---

---

# 1. Introducción

## 1.1. Breve introducción histórica.

La electricidad es en nuestros días el pilar más importante de las sociedades industrializadas modernas. El disfrute que realiza la sociedad actual de la electricidad se debe a la electrificación a nivel industrial que empezó sobre los años 1880 con los primeros diseños de Edison y Tesla. En apenas 130 años de existencia el sistema eléctrico ha crecido de tal forma, que actualmente constituye el sistema industrial más grande creado por el hombre.

Las primeras instalaciones eléctricas se realizaron en el noreste de Estados Unidos de América sobre los años 1880-1890, empleando cables aéreos para iluminar las grandes ciudades mediante lámparas de incandescencia. El nivel de electrificación alcanzado en algunas ciudades como Nueva York fue tan elevado, que ya en 1884 existía una ley para reemplazar las líneas aéreas por líneas subterráneas [1].

Las primeras líneas de distribución eran líneas aéreas formadas por un conductor de cobre desnudo aislado de las paredes o de los conductos mediante aisladores de vidrio o cerámica. Grandes ciudades como París, tendían sus líneas por el interior de las alcantarillas, disponiendo de una electrificación completa cerca del año 1890.

En cables subterráneos, materiales como la goma natural, látex natural, cera, aceite, resinas naturales, yute, cáñamo y algodón, eran empleados como aislantes sólidos y líquidos. El primer cable de papel impregnado fue construido por Ferranti en 1890. Cables construidos con esta tecnología fueron puestos en servicio en la ciudad de Londres en 1891 con tensiones de servicio de 10kV, de donde fueron

---

retirados después de 42 años de servicio. En las mismas fechas, en Buffalo, NY, cables con aislamiento de goma natural de 3.2mm de espesor trabajaban a tensiones de 7.5kV. El desarrollo de los cables fue tal que en 1904 ya existían cables subterráneos capaces de trabajar con tensiones de servicio de 50kV.

Los primeros cables de papel impregnado eran los llamados cables 3P, cables tripolares con un único apantallamiento externo capaces de trabajar con tensiones de servicio de hasta 35kV. Por encima de este nivel de tensión, puesto que los conductores no disponían de apantallamiento individual, las distribuciones no uniformes de campo eléctrico generaban descargas parciales que deterioraban rápidamente el aislamiento del cable. La solución fue incorporar a cada uno de los tres cables una cinta metálica externa que uniformizaba el campo eléctrico y permitía tensiones de trabajo de hasta 70kV. Normalmente se trabajaba a tensiones de servicio de 35kV, lo que alargaba la vida útil del cable hasta los 65 años.

Las descargas parciales que aparecían a tensiones elevadas en los cables de papel impregnado se producían en cavidades internas que se formaban durante el proceso de producción del cable o durante los ciclos de carga. La solución fue impregnar el papel de un aceite de baja viscosidad y mantener una ligera sobrepresión de dicho aceite en el interior de cable. El primer cable de este tipo fue tendido en Inglaterra en 1928 para una tensión de trabajo de 66kV, y en 1931 para una tensión de trabajo de 132kV. Los cables de aceite presurizado eran capaces de trabajar con campos eléctricos del orden de los 90-150kV/cm, mientras que los de papel impregnado sólo llegaban a los 40kV/cm. En la actualidad es posible alcanzar tensiones de hasta 750kV manejando campos eléctricos de hasta 210kV/cm en los diseños más extremos.

Para tensiones de trabajo superiores a los 750kV, dadas las elevadas pérdidas dieléctricas del papel impregnado (PILC, paper insulated lead covered) este



---

dieléctrico fue sustituido por una combinación de papel y polipropileno. El polipropileno, que fue introducido en los años 1950, se sustituyó por el polietileno reticulado (XLPE, cross linked polyethylene) casi ya en los años 1980.

Una de las ventajas del XLPE era que permitía incrementar la temperatura de operación 20°C respecto al polipropileno, por lo que se permitían temperaturas de hasta 90°C en operación continua. El XLPE permitía entonces trabajar con niveles de campo eléctrico de 27kV/mm, y se comprobó que su fiabilidad era similar a la de los cables de aceite, pero la tendencia a la formación de cavidades y al desarrollo de arborescencias eléctricas y acuosas suponía un problema. Además, los cambios de temperatura debidos al ciclo de carga del cable pueden causar la formación de microcavidades en los procesos de fusión y posterior recristalización del polímero. Aunque el diámetro de estas cavidades no es lo suficientemente elevado para producir descargas parciales, la unión de varias microcavidades puede provocar actividad de descargas parciales. Otro problema venía con los empalmes modelados in situ, donde era necesario aplicar temperaturas de 150°C que provocaban la descomposición parcial de un agente del empalme, liberando moléculas de agua que después evolucionaban en forma de arborescencias de agua.

A principios de los años 1970 apareció en los cables el etileno-propileno (EPR, ethylene-propylene-rubber) como aislamiento para tensiones hasta los 60kV. La ventaja de estos cables era la flexibilidad frente al XLPE, aunque seguían presentando problemas de descargas parciales y de arborescencias. Dadas las elevadas pérdidas dieléctricas del EPR, los niveles de tensión no superaron los 60kV, aunque las temperaturas de servicio eran iguales a las del XLPE.

En la actualidad los aislamientos comúnmente empleados en media y alta tensión son respectivamente el EPR y el XLPE. Dada la longevidad de los cables, no se dispone de suficiente experiencia acerca del comportamiento a largo plazo de este

---

tipo de cables, al contrario de lo sucedido con los cables de aceite de los cuales se dispone de cuantiosa información histórica y ha quedado probada su fiabilidad a lo largo de los años.

La medida de descargas parciales es hoy en día una herramienta que permite detectar fallos de aislamiento en los cables y, con el equipamiento necesario, permite la localización exacta del punto del fallo de aislamiento. Las descargas parciales normalmente se producen en puntos del cable donde existen protuberancias, cavidades entre diferentes capas, vacuolas, o en general concentraciones de campo eléctrico elevadas. También se pueden producir debido a mecanismos de envejecimiento del cable, o por la intrusión de agua u otro tipo de contaminantes en cable. Normalmente la mayoría de problemas en cables nuevos suelen darse en los accesorios del cable, como empalmes o terminaciones, que presentan actividad de descargas parciales por fallos de ejecución en la instalación del accesorio o debido a material defectuoso.

Los aislamientos de papel impregnado o de aceite a presión sufrían igualmente las consecuencias de la actividad de descargas parciales, pero su nivel de tolerancia a la degradación por presencia de descargas parciales ha demostrado ser muy superior frente a los nuevos aislamientos de tipo poliméricos. Por ello, y aunque actualmente es muy complicado predecir la vida útil de un cable o su tiempo estimado antes del fallo, se cuida al máximo que los cables y las instalaciones estén libres de descargas parciales.

La medida de descargas parciales en cables data de principios de los años 70. Dichas medidas estaban condicionadas por el estado de la tecnología en estos años. Normalmente las medidas de descargas parciales se realizaban en laboratorios de alta tensión, no realizándose medidas en campo.

---

Las fuentes de energización a 50/60Hz de descargas parciales no han sufrido cambios significativos desde estas fechas. Salvo en lo referente a materiales aislantes y ferromagnéticos, la constitución de estas fuentes de alta tensión libres de descargas parciales sigue siendo básicamente la misma que hace ya 40 años. El peso de los grandes transformadores y las inductancias necesarias para compensar la capacidad del cable es del orden de toneladas, por lo que los equipos móviles para ensayos en campo no suelen ser habituales salvo para tensiones de ensayo menores a  $36kV_{rms}$ .

Sin embargo, en las últimas décadas han aparecido nuevas fuentes de energización a baja frecuencia, llamadas VLF (very low frequency), basadas en tecnologías electrónicas y electromecánicas, capaces de energizar longitudes de cables menores de 5 kilómetros a costa de disminuir la frecuencia. Estas fuentes, que trabajan a frecuencias de entre 0.1Hz y 1Hz, pueden construirse en un formato relativamente pequeño, que puede ser transportado en camiones, furgonetas o incluso a mano, lo que ha posibilitado la realización de medidas en campo.

Por otra parte, la aparición de conmutadores de estado sólido de alta tensión ha posibilitado la construcción de equipos de onda amortiguada, con los que es posible ensayar cables en campo, aunque la onda de tensión aplicada no es una onda en régimen estacionario senoidal sino una onda senoidal amortiguada cuya frecuencia típicamente oscila entre los 20-400Hz dependiendo de la longitud de cable ensayada.

Pero la evolución más grande, tanto en ensayos de laboratorio como en ensayos de campo, se ha producido sin duda en el apartado de la medida y los sistemas de adquisición. Mientras que en los años 70 era difícil conseguir osciloscopios analógicos de velocidades de muestreo del orden de decenas de MHz, hoy en día los modernos osciloscopios digitales superan con creces la barrera de las centenas de MHz con resoluciones verticales de 12bits.

---

Las limitaciones técnicas en los sistemas de adquisición de los primeros equipos de medida de descargas parciales definieron las características de los primeros sistemas de medida analógicos de descargas parciales. Los antiguos equipos, empleaban medidores de valor pico para calcular indirectamente el valor de la carga de los pulsos de descargas parciales a través de filtros pasabanda con comportamiento de filtros pseudo-integradores. Los cortos pulsos de descargas parciales se convierten a la salida del filtro en pulsos mucho más largos cuyo valor de pico es aproximadamente proporcional a la carga del pulso. El filtro pseudo-integrador distorsiona la forma de los pulsos aumentando su duración y en consecuencia disminuyendo su frecuencia, lo que permite emplear medidores de pico con constantes de tiempo relativamente lentas. A este método de medida se le denomina método convencional.

Hoy en día, gracias a los modernos equipos disponibles, a los nuevos materiales, y las nuevas tecnologías electrónicas, es posible medir los pulsos de descargas parciales con mayor precisión, reproduciendo casi totalmente la forma de onda de los pulsos de descargas parciales. Este hecho permite emplear nuevas técnicas matemáticas de análisis de la carga, de identificación de descargas parciales y de localización de pulsos en cables. Todas estas modernas técnicas, que emplean sensores de gran ancho de banda y altas velocidades de muestreo para digitalizar los pulsos de descargas parciales se incluyen en los llamados métodos no convencionales. No obstante, en nuestros días coexisten los métodos convencionales y los no convencionales, siendo los convencionales los reflejados en las normativas internacionales y los empleados por los laboratorios acreditados.

---

## 1.2. Antecedentes y motivación

La presente tesis se ha desarrollado dentro de la línea de investigación estratégica de descargas parciales perteneciente al Departamento de Materiales y Alta Tensión del Instituto Tecnológico de la Energía (ITE). Durante los años de investigación en este campo, el trabajo desarrollado con empresas privadas y con proyectos propios ha sido de vital importancia para el planteamiento y consecución de la tesis doctoral.

Los trabajos realizados no han sido solamente de carácter teórico, sino también práctico, habiendo realizado numerosos ensayos de descargas parciales en el Laboratorio de Alta Tensión del ITE en transformadores, pasamuros, pasatapas, aisladores, y sobre todo cables y accesorios de cables de media y alta tensión. En campo, la misión del ITE como entidad calificadora de técnicos para la medida de descargas parciales me ha brindado la posibilidad de adquirir una gran experiencia en medidas en campo, habiendo realizado y examinado más de trescientos ensayos en cables subterráneos de media tensión.

La estrecha relación con Iberdrola Distribución me ha mantenido en contacto con numerosas empresas del sector fabricantes de equipos de descargas parciales y con expertos internacionales en la materia, con el enriquecimiento que ello supone.

Las propuestas que figuran en la tesis resuelven en parte los problemas que a lo largo de estos años se han identificado durante la consecución de ensayos off-line de descargas parciales en cables subterráneos de media y alta tensión empleando modernos equipos de medida y energización.

---

El análisis de los problemas identificados ha llevado a la publicación de varios artículos en conferencias, congresos y revistas especializadas, así como la solicitud de una patente internacional, actualmente en proceso de patente.

### **1.3. Objetivos y esquema de la tesis.**

Cuando un defecto en el aislamiento está produciendo descargas parciales, una de las magnitudes que se considera representativa del defecto es la corriente que circula por el circuito de medida, que difiere de la corriente propia de la descarga parcial.

La magnitud representativa de los ensayos de descargas parciales es la carga aparente, esto es, la carga de las corrientes que circulan por el circuito de medida, siendo la carga la integral de la corriente.

El objetivo de la presente tesis es el análisis de los circuitos de medida de descargas parciales en cables de los métodos convencionales y no convencionales, de sus características, y de la influencia del ancho de banda de los sensores sobre la evaluación de la carga y la sensibilidad de las medidas. En el documento se plantean y se estudian diferentes métodos de evaluación de carga y se establece un procedimiento para la calibración de los dispositivos de medida. Se propone un diseño específico de acoplamiento capacitivo de altas prestaciones y se exponen los resultados conseguidos con este dispositivo. Además se propone un circuito de medida empleando el diseño de acoplamiento capacitivo descrito, con el que se consigue una sensibilidad de medida elevada y una reproducción fidedigna de la forma de onda de los pulsos de descargas parciales.

---

La tesis está estructurada de forma que en el segundo capítulo se presenta un estudio general sobre el estado del arte de la medida de descargas parciales en cables. Se describe el fenómeno de la carga aparente así como los métodos convencionales y no convencionales de detección eléctrica para la medida de descargas parciales en cables.

En el tercer capítulo se exponen y estudian los métodos convencionales de medida. Después de analizar el fundamento matemático del método convencional, a través de la definición de un tipo de pulsos se estudian las incertidumbres asociadas a los métodos de evaluación de la carga que pueden llegar a alcanzarse con este tipo de métodos en la determinación de la carga para diferentes configuraciones.

En el cuarto capítulo se estudian los métodos no convencionales de medida de descargas parciales. Al igual que en el capítulo anterior se expresa matemáticamente el origen de la incertidumbre de la determinación de la carga en este tipo de medidas, y se proponen tres métodos diferentes de evaluación de carga. A través de simulaciones se estudia el comportamiento de la incertidumbre en la determinación de la carga para los tres métodos, y el efecto del ancho de banda de los sistemas de medida sobre esta.

En el quinto capítulo se estudian los sensores que forman parte de los sistemas de medida, tanto los sensores capacitivos como los inductivos. Posteriormente se estudia la influencia del cable de media/alta tensión sobre el propio circuito de medida y como esto influye sobre el ancho de banda del sistema de medida, y en consecuencia sobre la incertidumbre en la determinación de la carga. En este capítulo además se ensayan diferentes prototipos de sensores tanto inductivos como capacitivos, y en especial se destacan las prestaciones de un prototipo de sensor capacitivo de prestaciones elevadas.

---

En el sexto capítulo se presentan las medidas experimentales realizadas con los diferentes prototipos y sensores. Se exponen las medidas realizadas con la propuesta de circuito de medida y se describe la ventaja de este circuito de medida que permite discriminar entre pulsos de descargas parciales producidos en los extremos del cable.

Finalmente se presentan las conclusiones globales de la tesis.



---

## 2. Estado del arte.

### 2.1. Las descargas parciales. Naturaleza y detección.

#### 2.1.1. Breve descripción

Por definición una descarga parcial es una descarga eléctrica localizada que cortocircuita sólo parcialmente el aislamiento entre conductores y que puede ser o no, adyacente a un conductor [2].

Las descargas parciales se producen cuando concentraciones locales de campo eléctrico en el seno de aislamientos de tipo sólido, líquido o gaseoso, o en la superficie de estos aislamientos, producen rápidos impulsos de corriente como consecuencia del desarrollo de avalanchas electrónicas e iónicas. Normalmente, tales descargas aparecen en forma de rápidos pulsos de corriente del orden de decenas de nanosegundos de tiempo de subida y de centenas de nanosegundos de duración. Típicamente las descargas parciales tienen duraciones inferiores a  $1\mu\text{s}$ , picos de corriente de microamperios a miliamperios, y cargas de unidades a miles de picocoulombios, pC. Aunque la duración de los pulsos suele ser inferior al microsegundo, en dieléctricos gaseosos pueden ocurrir también descargas de mayor duración en función de la sobretensión aplicada sobre la tensión de aparición de las descargas parciales.

Cuando la descarga parcial se produce en el aire se le llama habitualmente descarga parcial corona, o simplemente corona.

---

Las descargas parciales son una medida efectiva del estrés eléctrico local al que está sometido un material aislante, y su medida puede ser utilizada como una variable de calidad. Esta medida proporciona información aproximada de los límites a los que puede ser sometido el aislamiento antes de que se produzca una descarga eléctrica completa entre los electrodos que produzca un fallo de aislamiento permanente.

Es necesario tener en cuenta que aunque la medida de descargas parciales es un ensayo no destructivo, puede tener influencia sobre el tiempo de vida del objeto ensayado sobre todo cuando se ensayan objetos con fallos de aislamiento. El material aislante puede estar sometido a un gran estrés eléctrico durante los ensayos, pudiendo llegar a dañar o reducir sus propiedades aislantes por lo que es necesario llegar a un compromiso entre el nivel de estrés al que está sometido el material durante el ensayo y las repercusiones que esto puede ocasionar. En cables subterráneos nuevos, los niveles de tensión máximos de ensayo permitidos llegan hasta tres veces el valor tensión nominal de trabajo, pero sin embargo en cables viejos no suele sobrepasarse en más de un 70% el nivel de tensión nominal de trabajo.

El efecto destructivo de las descargas parciales se produce debido a la propia naturaleza de las mismas, las características químicas de los nuevos aislamientos y por los fenómenos secundarios asociados. Las descargas parciales, producidas por rápidas avalanchas electrónicas e iónicas, están a menudo acompañadas fenómenos secundarios como emisión de radiación, calor, sobrepresiones y reacciones químicas, que degradan rápidamente los aislamientos poliméricos.

---

### 2.1.2. Campo eléctrico en el interior de la materia.

Una descarga parcial se produce como consecuencia de una avalancha electrónica producida por un campo eléctrico elevado. Si la descarga parcial se produce en el interior de un material aislante se llamará entonces descarga parcial interna.

A efectos teóricos se puede asimilar el comportamiento del aislamiento al de un dieléctrico ideal sometido a un campo eléctrico externo, exhibiendo por tanto un comportamiento capacitivo.

El material que forma el aislamiento puede constituir un medio no isótropo debido a imperfecciones a nivel macromolecular y/o micromolecular. Por ejemplo, durante el proceso de fabricación de dicho material pueden formarse pequeñas cavidades internas que rompen la continuidad del material dieléctrico, o bien las uniones del material aislante con otros materiales pueden no ser perfectas y dejar huecos o pequeñas cavidades en dichas uniones. Es en el interior de estas pequeñas cavidades donde se producen las descargas parciales como consecuencia de los elevados niveles de campo eléctrico que aparecen en el interior de dichas cavidades.

La Figura 1 representa un dieléctrico plano acoplado con los electrodos a través de dos dieléctricos de aislamiento aire, simulando de forma muy simplificada un mal acoplamiento de un dieléctrico con los electrodos.

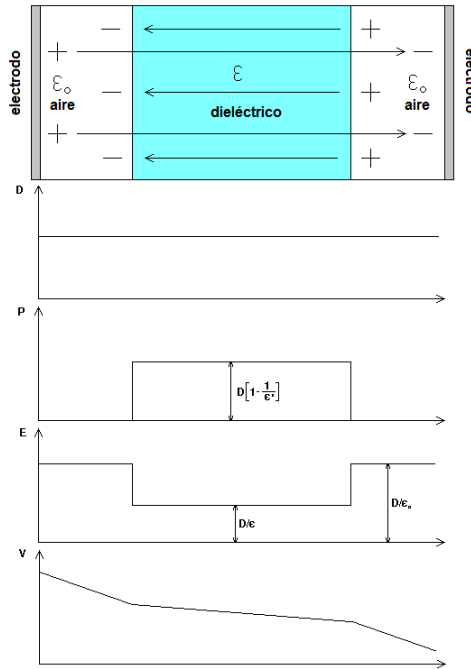


Figura 1. Campo eléctrico en el interior de la materia, [ep].

Como se aprecia en la Figura 1 el campo eléctrico  $\vec{E}$  y la polarización  $\vec{P}$  dependen del medio dieléctrico, siendo las fuentes del campo eléctrico las cargas totales y las del campo de polarización las cargas de polarización.

El vector desplazamiento eléctrico  $\vec{D}$  no depende del medio material, siendo su módulo igual a densidad de cargas verdaderas  $\sigma$ .

En los espacios donde no existe material dieléctrico los vectores  $\vec{D}$  y  $\vec{E}$  tienen la misma dirección y sentido, y sus módulos difieren únicamente en el factor constante  $\epsilon_0$ . En un medio dieléctrico perfecto tienen la misma dirección y sentido pero sus módulos difieren en el factor  $\epsilon$  característico del medio material, de forma que

$$\epsilon_0 \cdot E_0 = \epsilon_{diel\acute{e}ctrico} \cdot E_{diel\acute{e}ctrico}$$

En general los medios materiales dieléctricos empleados como aislamiento en cables de alta tensión tienen una permitividad dieléctrica superior en dos o tres veces a la del vacío,  $\epsilon_0$ . Este hecho provoca que el campo eléctrico que se genera en los defectos o cavidades internas del material (que generalmente contienen aire, vacío o un gas similar al aire) sea superior al campo eléctrico externo aplicado o campo medio en el dieléctrico, fenómeno que provoca elevados gradientes de potencial en las cavidades. La presencia de elevados campos eléctricos acelera los electrones libres existentes en la cavidad que provocan una avalancha electrónica generando la descarga parcial.

La disposición geométrica de la cavidad o defecto respecto del campo eléctrico externo puede no ser perpendicular a este. Las figuras Figura 2 y Figura 3 representan dos posibilidades extremas.

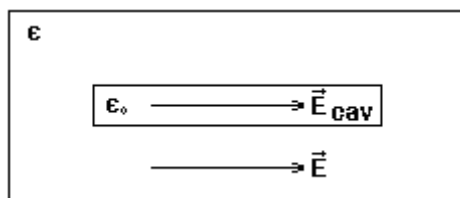


Figura 2. Cavidad paralela al campo eléctrico, [ep].

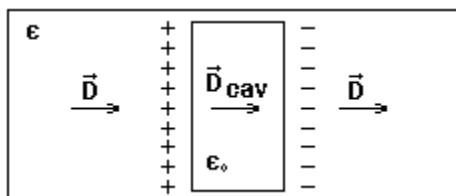


Figura 3. Cavidad perpendicular al campo eléctrico, [ep].

---

El caso que se presenta en la Figura 3 se ajusta a lo descrito anteriormente. Sin embargo, si la cavidad existente presenta la geometría de la Figura 2, de acuerdo con las condiciones de continuidad de las componentes tangenciales del campo eléctrico, el campo eléctrico en la cavidad es igual al campo en el interior del dieléctrico. En esta configuración teóricamente no se producirían descargas parciales. Las cargas de polarización en los extremos de la cavidad alargada pueden despreciarse, especialmente si los extremos están redondeados. No existen cargas de polarización en los lados ya que la polarización es paralela al campo eléctrico.

### **2.1.3. Clasificación de las descargas parciales.**

Como se ha mencionado anteriormente las descargas parciales, DP, son el resultado de un mecanismo de ruptura de un medio dieléctrico. En dicho proceso se generan efectos de diferente índole, algunos de los más importantes son: incrementos locales de temperatura, pulsos de corriente, ondas mecánicas de presión, radiación electromagnética y cambios químicos en los materiales.

Los efectos mencionados son una fuente de información útil para poder detectar, medir y clasificar las DP. Las DP internas se generan en cavidades en cuyo interior se encuentra atrapado un gas. La presión de este gas, su composición química, la composición química del material circundante, la temperatura, el grado de ionización, así como la propia geometría de la cavidad y su posición relativa con respecto al campo electromagnético generado son factores que influyen decisivamente en el mecanismo de ruptura que genera la DP.

---

Las descargas parciales se pueden clasificar según las variables internas del proceso y en concordancia con las convenciones de la física del plasma de la siguiente manera [3].

**Descarga Townsend**, es un plasma débilmente ionizado con una distribución de carga pequeña produciendo una distribución de campo espacial despreciable en comparación con el campo externo impuesto geoméricamente. La descarga se mantiene principalmente por emisión de cátodo. La temperatura del gas está próxima a la temperatura del espacio que la contiene mientras que la temperatura de electrón es sustancialmente elevada, del orden de  $10^4$  K. El proceso dominante de ionización es por ionización directa.

**Descarga Glow**, es un plasma débilmente ionizado típicamente llenando todo el espacio entre electrodos, con una sustancial carga espacial en las regiones cercanas al ánodo y al cátodo. La descarga se mantiene por emisión de cátodo. Dicha descarga no está en equilibrio local termodinámico con la temperatura de electrón en el rango de  $10^4$  a  $2 \cdot 10^4$  K. La ionización directa es significativa y la ionización en cascada (stepwise ionization) contribuye en diferentes grados, siendo despreciable para corrientes pequeñas pero no para corrientes elevadas (del orden de  $10^2$  mA).

**Descarga PseudoGlow**, es similar a la descarga Glow en ciertos parámetros físicos como el grado de ionización, la densidad de partículas, la temperatura, etc. Exhibe un comportamiento de tipo pulsante similar al observado con largos pulsos en descargas tipo Spark-type. Posee características comunes a las descargas Glow y Spark-type.

**Descarga Spark-type**, es similar a la descarga Glow, pero con un grado mayor de ionización y mayor conductividad en un canal estrecho y comportándose como un pulso de descarga. Es una descarga alimentada por emisión de cátodo.

---

**Descarga Spark**, es un pulso de descarga con un relativo alto grado de ionización con una densidad de electrones mayor del orden de  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$ , donde la temperatura de electrón y de las partículas neutras están próximas. La ionización en cascada (stepwise ionization) es el fenómeno predominante y la descarga se encuentra próxima a la temperatura de equilibrio local termodinámico. El límite de corriente entre descarga del tipo Spark-type y descargas de baja corriente no está muy definido, aunque típicamente se considera un límite entre 1 y 10 A. La descarga se mantiene por emisión de cátodo.

**Arco eléctrico**, es una descarga de densidad de corriente elevada, similar a la descarga tipo Spark considerando las características de las especies de partículas. Puede comportarse como una descarga continua u oscilatoria dependiendo de la fuente que la alimente.

**Descarga Streamer**, es un canal de plasma débilmente ionizado, que no se encuentra en equilibrio termodinámico local, generada por una onda de ionización que se propaga en la región de campo eléctrico elevado. La ionización y la afluencia de electrones a la cabeza de la descarga se produce por un campo de carga espacial debido a la separación entre cargas positivas y negativas. La descarga se propaga sin estar alimentada por la emisión del cátodo. Cuando la intensidad de campo y la energía disponible son suficientemente altas, la descarga alcanza el electrodo opuesto y después de un breve transitorio se convierte en una descarga Spark u otra descarga alimentada por emisión de cátodo.

**Descarga Leader**, representa un estado desarrollado a partir de un proceso de ruptura dieléctrica consecuente de una descarga Streamer que ocurre cuando un descarga streamer alcanza un electrodo alejado. La energía aportada por la descarga streamer asociada a la columna principal del streamer es suficiente para una transición desde un plasma de débil ionización en estado de no equilibrio a un



---

plasma de alta ionización. La alta conductividad del plasma acerca el sistema al el equilibrio termodinámico local.

Las descargas tipo Townsend, Glow, Pseudo-Glow y Spark ocurren en cavidades. Las descargas Streamer no ocurren en cavidades submilimétricas puesto que no existe suficiente espacio para la acumulación y separación espacial de cargas y la formación de la cabeza del streamer. Esto se debe a que antes de que la densidad de electrones e iones en el frente de la descarga alcancen el límite de formación, la onda de ionización alcanza el ánodo y el posterior desarrollo se realimenta del cátodo.

La forma del pulso de DP está relacionada con el valor de la sobretensión en la cavidad o espacio entre electrodos, entendiéndose como sobretensión el valor de la tensión por encima de la necesaria para la ruptura dieléctrica, o lo que es lo mismo, la tensión de aparición de descargas parciales, PDIV, [4].

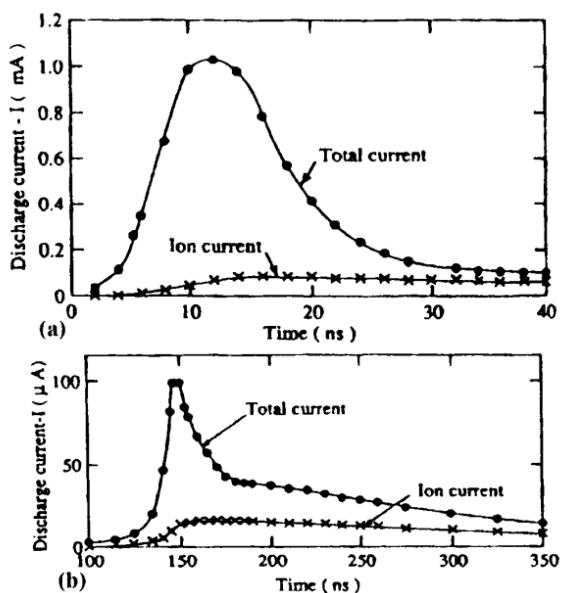


Figura 4. Diferencia de formas de onda de pulsos de DP según la sobretensión alcanzada. Gran sobretensión (a). Baja sobretensión (b) [4].

---

El valor de la sobretensión determina principalmente la densidad de carga adyacente al cátodo. A mayor sobretensión más intensa será la distribución espacial de campo cercana al cátodo y más rápido e intenso será el mecanismo de ruptura dieléctrica. En la práctica, como consecuencia de la existencia de un retardo de tiempo estadístico en la aparición de electrones libres necesarios para iniciar la ruptura, el valor de la sobretensión que aparece en la cavidad o entre los electrodos en condiciones de campos electromagnéticos variables, presenta cierto grado de variación. Todo esto desemboca en trenes de pulsos de amplitud y tiempo de subida variable.

Como se aprecia en la Figura 4, la amplitud de la descarga depende tanto de la contribución de los electrones en la avalancha, como del movimiento de los iones positivos, aunque dada la movilidad más elevada de los electrones la mayor parte de la corriente se debe a estos, siendo la contribución a la corriente total de los iones positivos menor.

#### **2.1.4. Tipos de medidas de descargas parciales.**

La medida de descargas parciales ha ido evolucionando progresivamente desde los años 50-60 hasta la actualidad dependiendo del estado de la tecnología.

Como consecuencia de una descarga parcial se producen fenómenos de diferente naturaleza. Por citar algunos de ellos, podemos decir que las DP vienen acompañadas de:

- emisión acústica (ondas de presión)
- emisión lumínica
- emisión de radiofrecuencia

- 
- cambios químicos en el entorno circundante
  - corrientes conducidas en el circuito de medida

Existen métodos de detección de DP fundamentados en ultrasonidos, ondas de radiofrecuencia, análisis químicos y detección de corrientes pulsantes. (método eléctrico) que permiten realizar medidas de DP en diversidad de objetos, como por ejemplo: accesorios de cable, cable aéreo o subterráneo, transformadores, pasamuros, pasatapas, interruptores, seccionadores, etc. En ciertas ocasiones se utilizan varios métodos conjuntamente para facilitar la detección y/o localización del origen de las descargas parciales.

### **Ultrasonidos**

Los métodos basados en ultrasonidos se suelen aplicar en ensayos de transformadores pues el contenedor de los transformadores suele estar lleno de aceite, lo que hace posible instalar sensores de ultrasonidos en el exterior de la carcasa y medir los pulsos de ultrasonidos que producen las descargas parciales, [5]-[8]. Instalando varios sensores se puede obtener la coordenada de procedencia de los pulsos de DP.

Utilizando las mismas técnicas de detección pueden emplearse dichas herramientas para la detección de DP en accesorios de cables, tales como terminaciones o empalmes, [9]-[12], o GIS (gas insulated systems ).

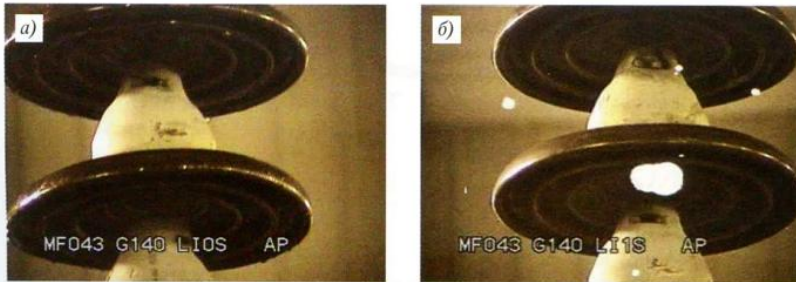
Una de las aplicaciones más extendidas es el empleo de sensores de ultrasonidos para la detección de descargas parciales corona, [13]-[16]. Tales descargas se suelen producir en cables aéreos, herrajes de alta tensión, y aisladores.

Este sistema tiene el inconveniente de no permitir la calibración pero en contraprestación tiene la ventaja de ser inmune al ruido electromagnético.

---

## Radiación UV

Los métodos basados en la emisión lumínica se utilizan básicamente para detectar las DP coronas pues las DP corona vienen acompañadas de emisión UV que las modernas cámaras de UV pueden detectar, [17]-[18]. Se utiliza para detectar descargas coronas en elementos aéreos como aisladores, cables desnudos, pasamuros, pasatapas y herrajes, y tiene el inconveniente de no poder realizarse calibración. La ventaja es que puede detectarse un fallo de aislamiento a cierta distancia por lo que resulta particularmente útil en las inspecciones de líneas eléctricas aéreas.



*Figura 5. DP corona en aisladores cerámicos [19].*

## Radiación electromagnética

Los métodos basados en la detección de pulsos de radiofrecuencia se utilizan para detectar DP en los accesorios aéreos de las instalaciones, como terminaciones de cables, conexiones de transformadores, etc. Tiene la ventaja de la economía del equipo de detección. También se utilizan en GIS, interruptores aislados con gas, en el rango de UHF [19]-[22], y en transformadores de forma similar a los ultrasonidos [23]-[24].

---

## **Detección química**

Existen también métodos de detección químicos pues es conocido que las DP desencadenan reacciones químicas en los aislantes. Si se pueden tomar muestra de los aislantes como ocurre en los transformadores de aceite o en los GIS, se analizan las muestras en busca de impurezas como indicadores del estado del aislamiento, siendo esto una medida indirecta de las DP, [25]-[28].

## **Métodos eléctricos**

Los métodos eléctricos están basados en la detección de las corrientes conducidas de los pulsos de descargas parciales que circulan por el circuito de medida

Para la medida eléctrica de DP en cables se emplean dos tipos de acoplamientos diferentes: el acoplamiento por campo eléctrico (acoplamiento capacitivo), y el acoplamiento por campo magnético (acoplamiento inductivo). En función de la forma en que se realiza la evaluación de la carga y las especificaciones de los equipos empleados, las medidas se clasifican en medidas convencionales y medidas no convencionales.

La principal diferencia entre un sistema de medida convencional y no convencional reside en el ancho de banda de la medida. Mientras que en un sistema de medida convencional el mayor ancho de banda es menor a 400kHz, en los sistemas de medida no convencionales es normalmente superior a 10MHz.

---

## 2.2. Medidas eléctricas de descargas parciales.

### 2.2.1. Circuitos de medida de detección eléctrica.

Para poder medir las rápidas corrientes impulsionales que producen las descargas parciales es necesario contar con un circuito de medida que permita establecer un camino para la circulación de estas corrientes, integrar un sensor de medida capaz de detectarlas, y permitir a la vez la aplicación de elevadas tensiones eléctricas a la muestra de ensayo.

Un circuito típico de medida se muestra en la Figura 6.

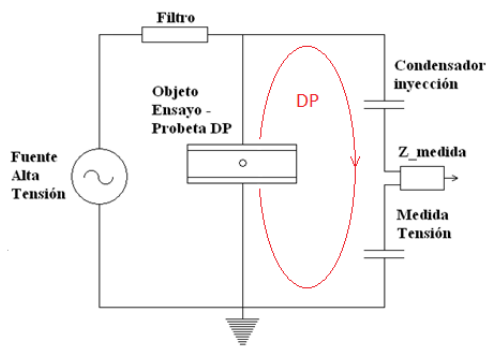


Figura 6. Circuito de medida de descargas parciales, [ep].

Como se aprecia en la figura, al objeto bajo ensayo se le aplica tensión mediante la fuente de alta tensión, siempre intercalando un filtro inductivo en serie con el objeto de ensayo. La fuente de alta tensión debe estar libre de descargas parciales para evitar interferencias o errores de interpretación.

El filtro inductivo intercalado en serie, también llamado inductancia de bloqueo o choque, evita que las descargas parciales que se producen en el objeto de ensayo

---

circulen por el lazo de la fuente de alta tensión. De esta forma toda la corriente de la descarga parcial circula por el lazo del divisor y la impedancia de medida, aumentando así la sensibilidad de la medida.

El condensador de inyección, también llamado condensador de acoplamiento, forma el lazo por el que circulan las corrientes de las descargas parciales. El valor de dicho condensador tiene implicaciones sobre la sensibilidad de la medida y sobre el valor de medida de la carga aparente como se explica en el siguiente punto. Típicamente estos condensadores suelen tener valores comprendidos entre los picofaradios y decenas de nanofaradios. Habitualmente se instala un segundo condensador que hace de divisor de tensión, del orden los microfaradios, para poder medir el valor y la fase de la onda de tensión. La medida de la fase es necesaria para poder representar los diagramas de magnitud vs. fase, útiles para poder estimar el tipo de defecto de aislamiento.

La impedancia de medida en este caso se trata de una impedancia de media de tipo inductivo, intercalada entre el condensador de inyección y el condensador del divisor capacitivo, cuyo objetivo es la medida de la corriente. La impedancia debe disponer de un ancho de banda que permita la captura de los pulsos de descargas parciales y que tenga una baja ganancia a la frecuencia de la onda de tensión para lograr una buena selectividad. Hay que tener en cuenta que se miden corrientes que típicamente generan pulsos de tensión del orden de mV sobre una onda de tensión alterna de hasta cientos de kV.

---

### 2.2.2. Carga aparente.

La detección y medida de DP está basada en la detección de las pequeñas corrientes que circulan por el circuito de medida. Estas corrientes impulsionales son consecuencia del acoplamiento con el circuito de medida de las avalanchas electrónicas que se producen en el interior de las cavidades (DP interna), en las superficies de los aislamientos (DP superficial) o en los propios aislamientos (DP corona).

Puesto que la magnitud de la carga que circula por el circuito de medida no es igual a la magnitud de la carga asociada a la avalancha electrónica que se ha producido en el seno del aislamiento, es necesario definir el concepto de **carga aparente**.

La carga aparente de un pulso de descarga parcial es la carga que, si se inyecta en un tiempo muy corto entre los terminales del objeto de ensayo dispuesto en un circuito de ensayo especificado, daría la misma lectura en el instrumento de medida que el propio pulso de corriente de la descarga parcial [2]. Habitualmente la carga aparente se expresa en pC.

La Figura 7 representa de forma muy simplificada un circuito equivalente que ilustra a modo macroscópico el concepto de carga aparente.

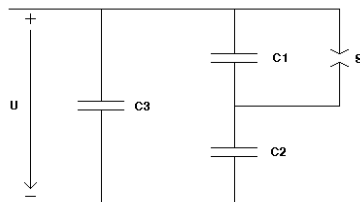


Figura 7. Circuito equivalente de una descarga parcial, [ep].



---

Supongamos que U es la tensión aplicada, C1 el condensador que representa la cavidad donde se produce la descarga parcial, C2 el condensador que representa el material por encima y por debajo de la cavidad, C3 el condensador que representa el condensador de inyección o de acoplamiento junto con la capacidad del material circundante a la cavidad, y S el arco de descarga del condensador C1

La tensión que aparece en bornes de C1 puede expresarse de la forma

$$U_1(t) = U(t) \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

Cuando la tensión  $U_1$  alcanza un nivel tal que el campo eléctrico alcanzado produce avalanchas electrónicas, entonces se produce una descarga parcial. Puesto que el fenómeno de la descarga es en general mucho más rápido que la frecuencia de la fuente de tensión podemos considerar el proceso como instantáneo.

Debido al cortocircuito producido por el arco de descarga del condensador C1 el condensador C2 ahora tiene aplicada una tensión U.

La carga antes del arco de descarga en el condensador C2 puede calcularse como

$$Q_2 = C_2 \cdot U_2 = U \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

La carga en el condensador C2 en el cortocircuito puede calcularse como

$$Q_2 = C_2 \cdot U$$

Esta diferencia de carga debe de ser aportada por el condensador C3 o por la fuente de alimentación. Debido a las constantes de tiempo la variación de carga la aporta mayoritariamente el condensador C3 en forma de un breve pulso de

---

corriente. Este pulso de corriente crea una reducción del voltaje en los condensadores C2 y C3. La fuente reacciona instantes después recargando ambos condensadores de forma que se restaure la tensión original U. Cuando el cortocircuito se extingue el condensador C1 varía su carga siguiendo la tensión impuesta por la fuente.

La variación de carga implicada en el proceso se calcula como

$$\Delta Q = U \cdot \frac{C_2^2}{C_1 + C_2}$$

Cabe destacar que la carga almacenada en el condensador C1, que representa la carga de la descarga parcial vale

$$Q_1 = U \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Estas ecuaciones, que simplifican el comportamiento de la descarga parcial en el circuito de medida de descargas parciales, muestran como el valor de la carga interna de la descarga parcial no coincide con el valor de la carga que circula por el circuito de medida, por ello la necesidad de definir el concepto de carga aparente.

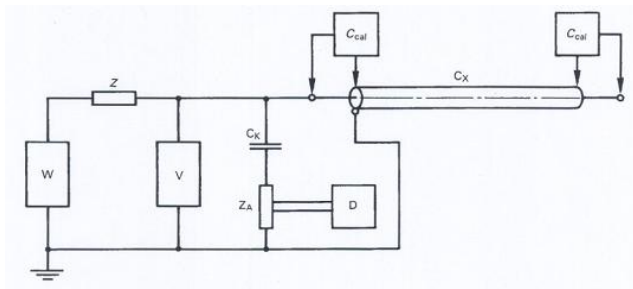
### **2.2.3. Medidas convencionales.**

Las medidas convencionales eléctricas se caracterizan básicamente por la forma en que se evalúa y detecta la carga empleando filtros pseudo-integradores. El modo en que se aplican estas medidas para diagnóstico y ensayo de equipos se ha plasmado en la normativa internacional IEC 60270. Hay que resaltar que los circuitos

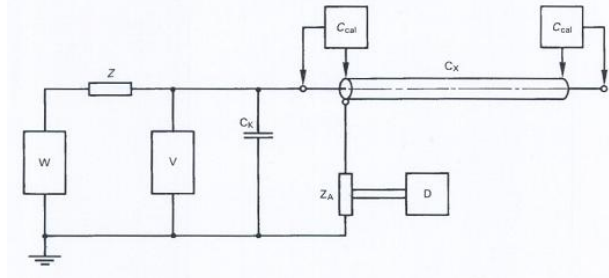
---

de medida propuestos en esta norma son sólo válidos cuando se emplean fuentes de alta tensión que operan en régimen estacionario senoidal.

Las figuras Figura 8 y Figura 9 representan dos versiones diferentes del circuito de medida para medidas convencionales de DP en cables.



*Figura 8. Circuito para medida convencional de DP en cables, [2].*



*Figura 9. Alternativa de circuito para medida convencional de DP en cables, [2].*

En ambas figuras W es la fuente de alta tensión, Z la impedancia de bloqueo, V la medida de tensión, C<sub>k</sub> el condensador de inyección, C<sub>x</sub> representa la capacidad del cable, Z<sub>A</sub> la impedancia de medida, D el dispositivo de detección, y C<sub>cal</sub> representa la capacidad del calibrador. Normalmente el calibrador, cuya función se describe posteriormente, se conecta al circuito solo durante la calibración del circuito y siempre en ausencia de tensión.

---

Como se aprecia en ambas figuras la disposición de todos los elementos es prácticamente la misma, y difiere solo en la posición de la impedancia de medida.

### 2.2.3.1. Ancho de banda.

La medida convencional establece que el ancho de banda del equipo de medida debe estar contenido dentro del espectro del pulso, tal y como se aprecia en la Figura 10.

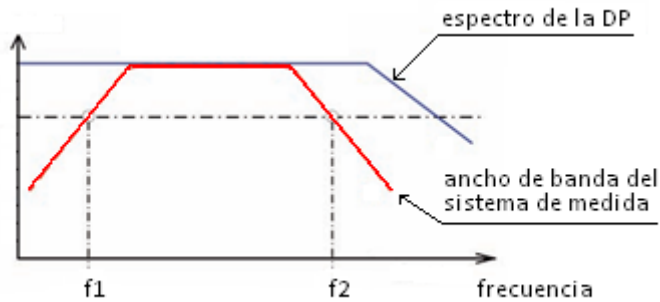


Figura 10. Espectro de una DP y ancho de banda del sistema de medida, [ep].

Según las frecuencias corte del filtro pasabanda incorporado en el equipo de medida, se diferencia entre instrumentos de banda ancha e instrumentos de banda estrecha.

Para **instrumentos de medida de DP de banda ancha** se debe cumplir con los siguientes valores recomendados de ancho de banda de los equipos:

$$30 \text{ kHz} \leq f_1 \leq 100 \text{ kHz}$$

$$f_2 \leq 500 \text{ kHz}$$

---

$$100 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 400 \text{ kHz}$$

siendo  $f_1$  la frecuencia de corte inferior,  $f_2$  la frecuencia de corte superior, y  $\Delta f$  el ancho del banda.

Para **instrumentos de medida de DP de banda estrecha** se debe cumplir con los siguientes valores recomendados:

$$9 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 30 \text{ kHz}$$

$$50 \text{ kHz} \leq f_m \leq 1 \text{ MHz}$$

siendo  $\Delta f$  el ancho de banda y  $f_m$  la frecuencia central.

Si analizamos las componentes espectrales de un pulso de calibración de DP observamos que la mayor parte de la energía del pulso está contenida en la parte baja del espectro. Utilizar anchos de banda pequeños en comparación el ancho de banda del pulso de corriente supone una pérdida de información en la medida de la corriente, pues según la igualdad de Parseval, la energía del pulso en el dominio del tiempo coincide con la energía del pulso en el dominio frecuencial, luego si se recortan las frecuencias se recorta la magnitud de la descarga.

La Figura 11 muestra las consecuencias de medir con anchos de banda reducidos en comparación con el contenido espectral del pulso, empleando filtros acordes con las medidas convencionales. Los filtros en este caso no actúan en la forma tradicional sino que se da la circunstancia de que cuando la duración del pulso de entrada al filtro es muy corta los filtros actúan según su respuesta impulsional. En estas condiciones la respuesta de los filtros es prácticamente independiente de la entrada, lo que implica que no se puede extraer información sobre la forma del pulso. Es por ello que aunque en un caso se ha empleado una frecuencia de corte superior de 100kHz y en otro de 500kHz, la forma del pulso es prácticamente idéntica.

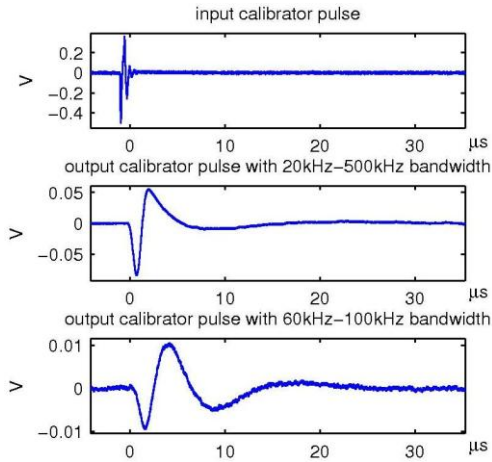


Figura 11. Respuesta impulsional de filtros de ancho de banda reducido ante pulsos de DP, [c1].

### 2.2.3.2. Calibración.

Como ya se ha visto anteriormente, el valor de la carga de la descarga parcial en el circuito de medida es la llamada carga aparente que depende del circuito de medida empleado, incluyendo el propio objeto de ensayo. Es necesario por tanto calibrar el sistema de medida cada vez que se realiza una medida, empleando un calibrador de DP para asignar a la magnitud medida un valor de carga.

El objeto de la calibración es la obtención de la constante de calibración del sistema de medida que relaciona el valor de pico de la onda a la salida de los filtros con el valor de carga inyectado por el calibrador, obteniendo así la relación entre  $\text{mV}_{\text{pico}}/\text{pC}$ .

Los calibradores deben cumplir con especificaciones como el tiempo de subida, que debe ser inferior a 60ns, y la incertidumbre del valor de carga inyectado que deber ser mejor que el  $\pm 5\%$  o 1pC, el mayor de estos.

---

La Figura 12 representa un esquemático de un calibrador de DP y el circuito para la evaluación de la carga inyectada.

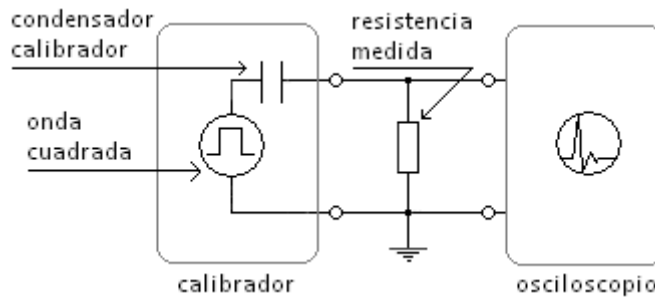


Figura 12. Esquema de un calibrador de DP y circuito para la calibración de la carga del calibrador, [ep].

Este tipo de calibradores se construyen a partir de una fuente de tensión de onda cuadrada en serie con un condensador de calibración. El valor de la amplitud de la fuente de tensión suele llegar a unos pocos voltios, mientras que el valor del condensador se suele mantener en unos pocos pF, normalmente menos de 150pF en el caso de calibradores pensados para cables. Con esta configuración el valor de carga inyectada es más o menos constante e independiente del valor capacitivo del objeto de ensayo, siempre que este tenga una capacidad muy superior a los 150pF. La carga inyectada por el calibrador en este caso puede entonces calcularse como

$$q_{cal} \approx U_{escalón} \cdot C_{calibrador}$$

Si el calibrador cumple con lo establecido respecto a los calibradores para las medidas convencionales, y además cumple con lo establecido respecto al ancho de banda de los equipos de medida, entonces la incertidumbre de la medida será el  $\pm 10\%$  o 1pC, la mayor de ellas.

Un filtro que cumpla con las especificaciones para medidas convencionales realmente se comporta como un pseudo-integrador. La particularidad de estos

---

pseudo-integradores es que el valor de pico a la salida de dichos filtros es proporcional al área del pulso de entrada, por lo que a través de una calibración se obtiene la carga de un pulso directamente midiendo su valor de pico a la salida y multiplicándolo por la constante de calibración.

Dado que se trata de una pseudo-integración, y que la constante de calibración se define a partir de un calibrador, el error que puede cometerse al determinar el valor de la carga proporcionado por estos sistemas es muy dependiente de la forma de onda del calibrador empleado, y del hecho de que para que el sistema sea consistente, los pulsos de descargas parciales medidos deben tener características parecidas a los pulsos inyectados por el calibrador.

Como se aprecia en la Figura 4 los pulsos de descargas parciales pueden variar su forma incluso cuando proceden de un mismo tipo de defecto al someter al dieléctrico a niveles de tensión superiores a la tensión de aparición. Además puesto que la forma de onda del pulso de descargas parciales depende de la dinámica interna, la evolución del defecto debido a los cambios químicos, carbonizaciones parciales, distribuciones internas de acumulación espacial de cargas, la longitud de cable, etc. hace que la forma de onda de los pulsos no sea una constante, sino que varía con el tiempo y para cada tipo de defecto.

Otra particularidad es que el tiempo de subida de los pulsos de los calibradores debe ser inferior a 60ns, pero este rango es demasiado amplio, pues por ejemplo un pulso de 5ns de tiempo de subida posee un valor de pico de corriente muy superior a un pulso de 60ns de tiempo de subida a igualdad de carga.

La Figura 13 muestra una comparativa de las formas de onda de tres calibradores de diferentes fabricantes. Las formas de onda se han capturado en un osciloscopio digital de alta velocidad con impedancia de entrada de  $50\Omega$ .



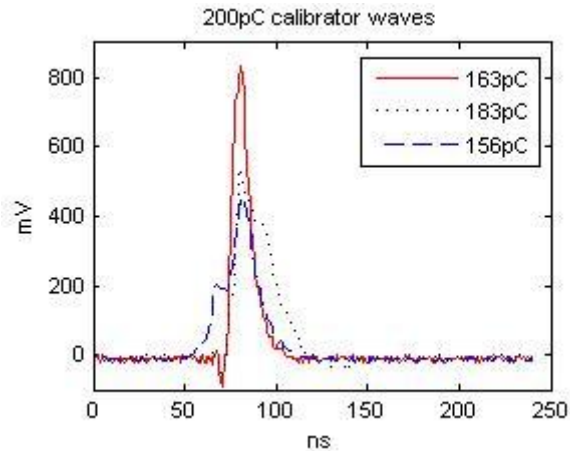


Figura 13. Pulsos de diferentes calibradores, [c2].

Como puede apreciarse en la Figura 13 la carga medida de los tres calibradores (cuyo valor se muestra en la leyenda) no coincide con el valor de carga de 200pC especificado en los calibradores, lo que supone intrínsecamente una fuente de error. Además como puede observarse, los tiempos de subida de los calibradores muestran diferencias evidentes, pues el calibrador verde (representado por la línea punteada con '...'), pese a ser el de mayor carga tiene menor valor de pico que el calibrador rojo (representado por la línea continua '-'). Por otra parte, aunque la curva roja presenta un valor de carga ligeramente superior al azul (representado por la línea punteada con '- - -'), el valor de pico del calibrador rojo es del orden del doble que el azul, por lo que las constantes de calibración serán diferentes.

La forma de onda de los calibradores, los anchos de banda empleados, y el procedimiento de evaluación de carga, son parte de las fuentes de error intrínsecas que hacen que la incertidumbre de medida sea mayor de lo esperado [29]-[30].

Además, debido a la diversidad de formas de ondas de los calibradores y las incertidumbres alcanzadas, la trazabilidad de este tipo de medidas puede llegar a

---

verse comprometida [31], e incluso la sensibilidad de la medida llega a ser muy dependiente de la forma de onda del pulso y el ancho de banda de los filtros, [32]-[33].

### 2.2.3.3. Obtención de patrones.

Una vez se han medido las descargas parciales de un elemento, el diagnóstico del fallo de aislamiento se realiza por medio de la interpretación de los llamados patrones de DP de magnitud vs. fase. La Figura 14 muestra las DP producidas durante un ciclo de tensión de ensayo.

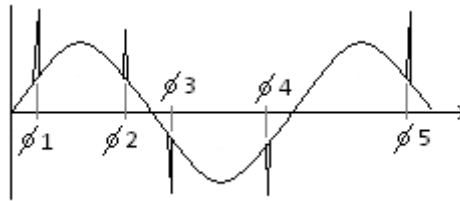


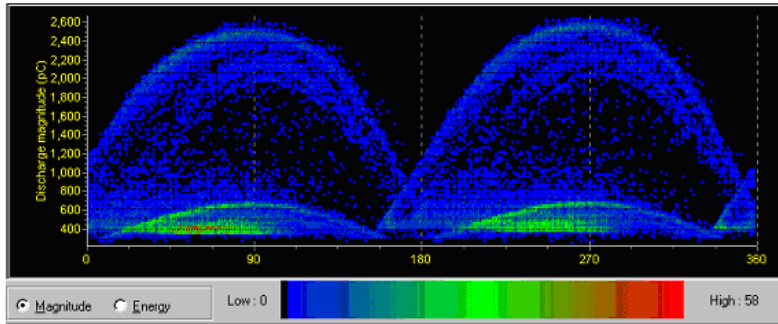
Figura 14. DP producidas durante un ciclo de tensión, [ep].

Es por ello que en las figuras Figura 8 y Figura 9 donde se representan los esquemas básicos de medida de descargas parciales, existe en ambos un medidor de tensión cuya finalidad es medir la tensión de ensayo y además la fase asociada a cada pulso de descargas parciales capturado.

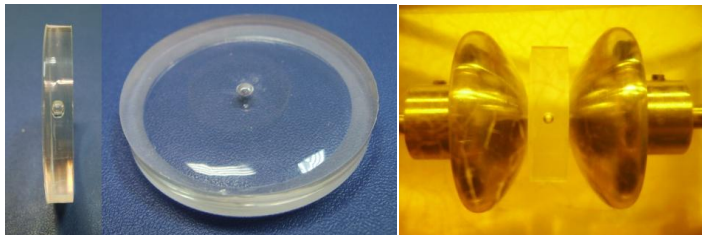
Con la información de la magnitud y la fase de cada descarga parcial se elabora entonces el mapa de magnitud vs. fase. En la Figura 15 se representa el diagrama de magnitud fase de una vacuola en resina epoxi centrada entre electrodos, mostrada en la Figura 16. Como se aprecia en la Figura 15 se trata de una representación

---

tridimensional del fenómeno, donde el eje de las abscisas representa la fase, el de ordenadas la magnitud en pC y el color representa el número de descargas parciales en cada punto.



*Figura 15. Diagrama de magnitud vs. fase de una vacuola en resina epoxy centrada entre electrodos a 45kV, [ep].*



*Figura 16. Vacuola en resina epoxy, [ep].*

De la interpretación de estos patrones de magnitud vs. fase y del comportamiento de la magnitud representativa con la tensión, se pueden concluir en la mayoría de casos si se trata de ruido, de una descarga parcial interna, de una descarga parcial superficial o de una descarga parcial corona, [34].

Varios trabajos, como [35], se han centrado en el tratamiento matemático de la información de estos diagramas de magnitud vs. fase para poder simplificar y extraer la información contenida en estos y expresarla de forma numérica, creando una

---

huella o patrón representativo de cada tipo de defecto. Este fue el primer paso hacia los sistemas de reconocimiento automático de defecto a través de patrones, pues mediante parámetros estadísticos se transforma una imagen en un conjunto determinado de números los cuales forman su patrón, comparables y representativos del mapa tridimensional.

La caracterización de la medida mediante parámetros estadísticos está basada en el trabajo de Dr.Kridva [35]. Consiste en reducir la información del diagrama de magnitud vs. fase a una serie de datos obtenidos al aplicar funciones estadísticas a dicho diagrama. La medida de descargas parciales queda caracterizada al aplicar las siguientes funciones al cúmulo de descargas parciales grabadas:

- $Hq_{\max}(\varnothing)$ : representa la descarga máxima producida en cada ventana de fase.
- $Hq_{\text{med}}(\varnothing)$ : representa la media de las descargas producidas en cada ventana de fase.
- $Hn(\varnothing)$ : representa el número de descargas producidas en cada ventana de fase.
- $Hn(|q|)$ : representa el número de descargas producidas para cada magnitud de descarga.
- $Hn(|e|)$ : representa el número de descargas producidas para cada magnitud de energía de descarga.

En las figuras Figura 17 a Figura 22 se muestra un ejemplo de las funciones descritas, aplicadas sobre el mapa tridimensional mostrado en la Figura 15 correspondiente a un mapa magnitud vs. fase de una descarga parcial interna obtenida con la probeta de la Figura 16 construida en el Laboratorio de Alta Tensión del ITE.

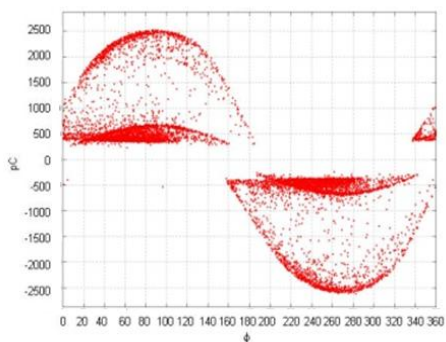


Figura 17.  $pC$  vs. fase, [ep].

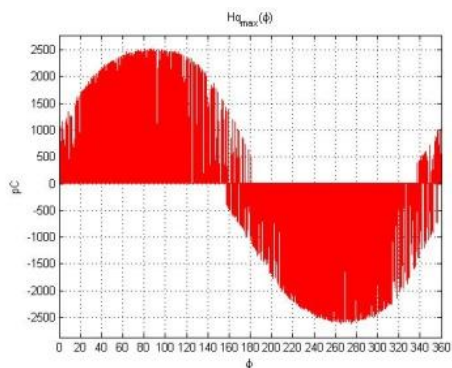


Figura 18.  $Hq_{max}(\phi)$ , [ep].

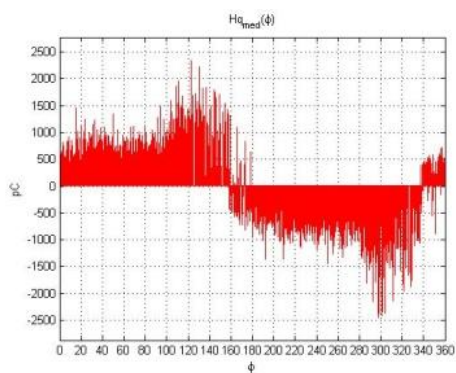


Figura 19.  $Hq_{med}(\phi)$ , [ep].

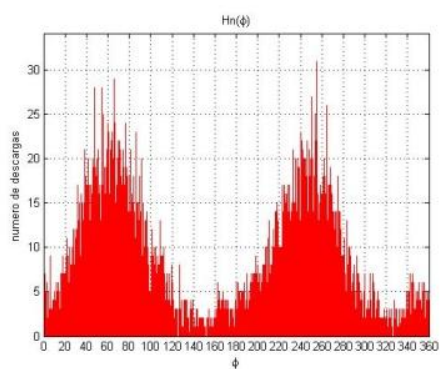


Figura 20.  $H_n(\phi)$ , [ep].

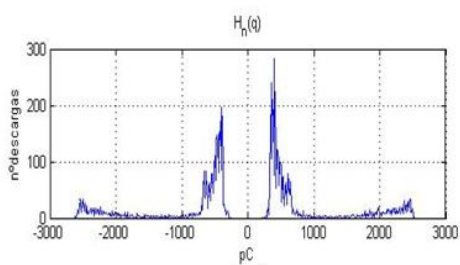


Figura 21.  $H_n(q)$ , [ep].

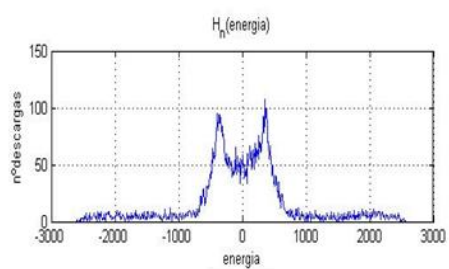


Figura 22.  $H_n(e)$ , [ep].

---

#### 2.2.3.4. Caracterización de patrones.

Sobre estas funciones extraídas del diagrama tridimensional magnitud vs. fase vs. repeticiones, se suelen aplicar los siguientes operadores estadísticos que caracterizan cada una de estas funciones:

**Skewness,  $S_k$** , describe la asimetría de la distribución respecto de la distribución normal. Se define como:

$$S_k = \frac{\sum (x_i - \mu)^3 \cdot P_i}{\sigma^3}$$

donde  $x_i$  es el valor grabado,  $P_i$  es la probabilidad de aparición para este valor  $x_i$  en la ventana  $i$ -ésima de la fase (que se calcula como el área encerrada por el pulso,  $\Delta \text{fase} \cdot x_i$ , dividido por el área total que encierran las descargas en el semiciclo considerado),  $\mu$  es la media

$$\mu = \sum x_i \cdot P_i$$

y  $\sigma$  es la varianza

$$\sigma^2 = \sum (x_i - \mu)^2 \cdot P_i$$

En una distribución simétrica  $S_k = 0$ , asimétrica por la izquierda  $S_k > 0$ , y asimétrica por la derecha  $S_k < 0$ .

**Kurtosis,  $K_u$** , representa la forma de la distribución respecto de la distribución normal. Se define como

$$K_u = \frac{\sum (x_i - \mu)^4 \cdot P_i}{\sigma^4} - 3$$

donde  $x_i$  es el valor grabado,  $P_i$  es la probabilidad de aparición para este valor  $x_i$  en la ventana  $i$ -ésima de la fase,  $\mu$  es la media

$$\mu = \sum x_i \cdot P_i$$

y  $\sigma$  es la varianza

$$\sigma^2 = \sum (x_i - \mu)^2 \cdot P_i$$

En una distribución con la misma forma que la normal se cumple que  $K_u = 0$ , si es más ancha que la normal  $K_u < 0$ , y si es más estrecha que la normal  $K_u > 0$ .

**Número de picos,  $P_e$** , se usa para distinguir entre distribuciones de un solo pico o de varios. Un pico queda determinado por un cambio de pendiente evaluado antes y después de este, así, si se tiene un pico máximo en el punto  $i$  si

$$\frac{dy_{i-1}}{dx_{i-1}} > 0 \quad \frac{dy_{i+1}}{dx_{i+1}} < 0$$

**Factor de correlación cruzado,  $cc$** , describe la diferencia de forma entre  $H^+_{qmax}(\phi)$  y  $H^-_{qmax}(\phi)$ , entre  $H^+_{qmed}(\phi)$  y  $H^-_{qmed}(\phi)$ , y entre  $H^+_n(\phi)$  y  $H^-_n(\phi)$  (el superíndice + indica semiciclo positivo, y el – el semiciclo negativo). Se define como

$$cc = \frac{\sum x_i \cdot y_i - \sum x_i \cdot \sum y_i / n}{\sqrt{\left[ \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2 / n \right] \cdot \left[ \sum y_i^2 - (\sum y_i)^2 / n \right]}}$$

Un valor de  $cc = 1$  implica un simetría de forma total, mientras que un  $cc = 0$  indica una total falta de simetría.

---

**Asimetría, As**, representa la relación entre el área encerrada por las descargas correspondientes al semiciclo positivo y el área encerrada por las descargas correspondientes al semiciclo negativo.

Un valor de  $As = -1$  indica que sólo existe una distribución en el semiciclo positivo. Un valor de  $As = 1$  indica que sólo existe una distribución en el semiciclo negativo, mientras que un valor de  $As = 0$  indica que las distribuciones en el semiciclo positivo y negativo son iguales en tamaño

La huella o patrón de una medida de DP queda entonces caracterizada por estos parámetros estadísticos al ser aplicados sobre las diferentes funciones descritas anteriormente.

Las siguientes figuras muestran ejemplos de los estadísticos descritos, aplicados sobre diversas formas de campanas. La leyenda es la siguiente:

- $sk+$  : skewness aplicada al semiciclo positivo ( $0^\circ$  a  $180^\circ$ )
- $ku+$ : kurtosis aplicada al semiciclo positivo ( $0^\circ$  a  $180^\circ$ )
- $sk-$  : skewness aplicada al semiciclo positivo ( $180^\circ$  a  $360^\circ$ )
- $ku-$ : kurtosis aplicada al semiciclo negativo ( $180^\circ$  a  $360^\circ$ )
- $cc$ : factor de correlación cruzado
- asimetría: asimetría
- factor  $\phi$ : cociente entre la fase del ciclo negativo y fase del ciclo positivo donde empiezan las descargas

La Figura 23 muestra un ejemplo de cálculo aplicado a dos campanas de gauss. Como puede verse su kurtosis es cero pues se trata de una campana de gauss, y la correlación cruzada vale la unidad pues se trata de dos campanas idénticas.



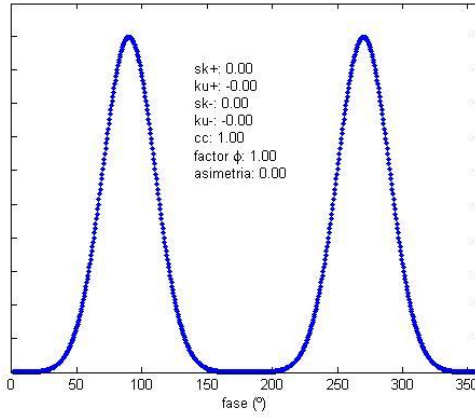


Figura 23. Ejemplo de huella para dos campanas de gauss, [ep].

La Figura 24 muestra un ejemplo de cálculo de los parámetros anteriormente citados aplicados sobre campanas con formas arbitrarias.

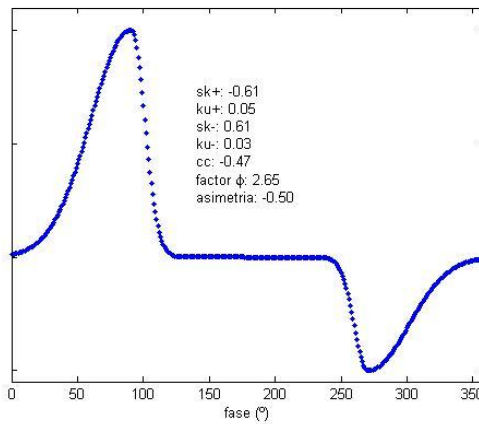


Figura 24. Ejemplo de huella para dos campanas de forma arbitraria, [ep].

---

La Figura 25 muestra un ejemplo de cálculo sobre una campana en el semiciclo positivo de forma arbitraria y otra campana en el semiciclo negativo más ancha que la normal.

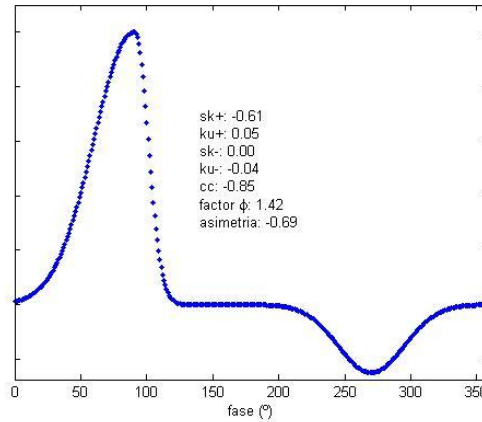


Figura 25. Ejemplo de huella para dos campanas de forma arbitraria, [ep].

De esta forma, mediante la aplicación de las funciones estadísticas sobre las diferentes funciones obtenidas del mapa tridimensional magnitud vs. fase vs. repeticiones, se obtiene una huella o patrón representativo del tipo de defecto, Figura 26, que además permite la identificación automática de defectos a través del empleo de sistemas automáticos de decisión por comparación de resultados con bases de datos de defectos conocidos, [36]-[42].

	Hqmax(phi)	Hqmed(phi)	Hn(phi)	Hn(iq)	Hn(ie)
sk+	-0.91265	-0.91265	-0.90786	0.13155	0.37847
sk-	1.4355	1.4341	1.8036	-0.83865	-0.68254
ku+	0.89822	0.89822	0.84402		factor(phi)
ku-	0.38988	0.38553	1.7021		0.95745
pe+	2	2	2	Teq[ns]	Weq[ns]
pe-	2	2	2	281.7242	23.348
es	0.018152	0.017179	0.23077		
cc	-0.032436	-0.0316	0.079994		

Figura 26. Huella o patrón representativo de defecto interno, [ep].

Una vez descrito y reconocido el tipo de defecto es necesario establecer algún parámetro que cuantifique la severidad de este. Aunque no existe una magnitud representativa definitiva, el valor normalmente escogido es el valor de carga aparente de la mayor descarga parcial repetitiva. Por establecer algunos órdenes de magnitud, por ejemplo en empalmes, se considera un nivel de riesgo a corto plazo cuando se tienen descargas de 500pC.

#### 2.2.4. Medidas no convencionales.

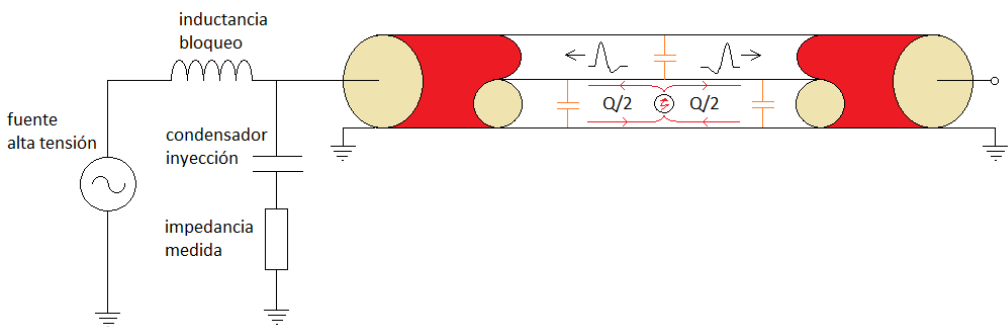
Las medidas no convencionales eléctricas se diferencian de las convencionales principalmente en el ancho de banda de los sistemas de medida. A diferencia de los sistemas de medida convencionales (que emplean anchos de banda muy pequeños en comparación con el contenido frecuencial del pulso, con el objetivo de obtener filtros pseudo-integradores y poder evaluar la carga a través de ellos), en los sistemas

---

de medida no convencionales el objetivo es capturar el pulso de la forma más fidedigna posible por lo que se emplean anchos de banda del orden de decenas de MHz, con velocidades de muestreo del orden de 200MS/s. Los sistemas de medida no convencionales tienen la ventaja de permitir, como veremos más adelante, la localización del origen de las DP en cable, y además permiten el empleo de herramientas matemáticas de filtrado y agrupamiento de pulsos según la forma de onda de estos.

#### *2.2.4.1. La propagación de las descargas parciales en cables. Reflectometría.*

Cuando se realizan ensayos con cables largos y se produce un pulso de descarga parcial en un punto del cable, se da la particularidad que el pulso de DP se divide en dos y viaja por el cable según las leyes que rigen las líneas de transmisión, plasmadas en las ecuaciones de los telegrafistas.



*Figura 27. Esquema de una DP en un cable, [ep].*

La Figura 27 representa de forma esquemática lo que ocurre en el interior del cable cuando se produce una descarga parcial como consecuencia de un defecto en

el cable o accesorio. La carga de la DP se divide en dos partes iguales que se propagan a una velocidad de unos  $160\text{m}/\mu\text{s}$  aproximadamente. Al llegar a los extremos, se producen reflexiones de los pulsos que permiten la localización del pulso en el cable, mediante técnicas de reflectometría, Figura 28.

Las técnicas de reflectometría permiten medir la distancia desde el origen del pulso de DP hasta el punto de medida mediante la diferencia de tiempos de llegada del pulso directo y del pulso reflejado, tal y como se muestra en la Figura 28. Puesto que en los osciloscopios solo se miden diferencias de tiempo, es necesario multiplicar por la velocidad de propagación para traducir la medida temporal a la medida espacial.

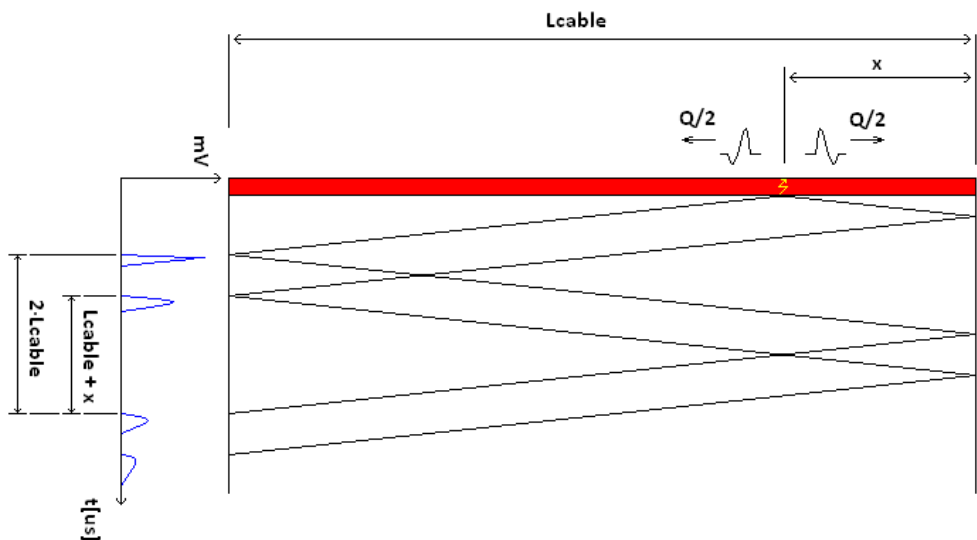


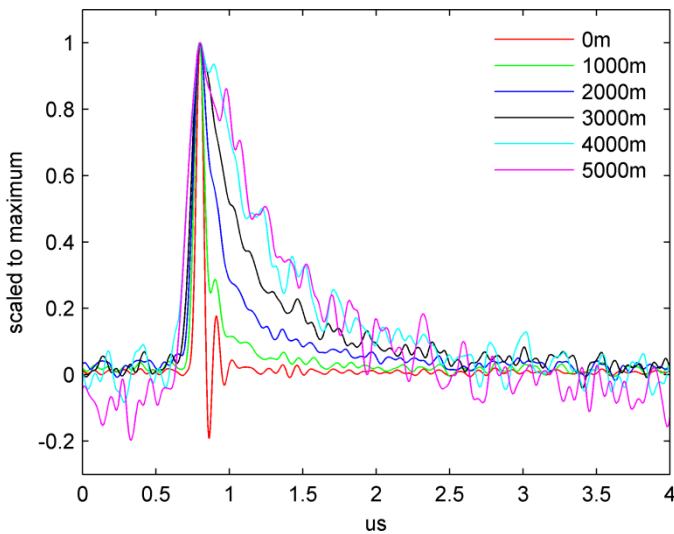
Figura 28. Esquema de propagación de un pulso de DP en un cable, [ep].

A medida que el pulso viaja por el cable suceden dos fenómenos: el pulso pierde carga como consecuencia de la atenuación y varía su forma pues la velocidad de grupo y de fase no coinciden.

---

Este fenómeno puede apreciarse claramente en las figuras Figura 30 y Figura 31, donde se muestra un tren de pulsos, consecuencia de múltiples reflexiones de un pulso de un calibrador conectado en un extremo del cable. Como se ve en figuras el valor de pico del pulso disminuye considerablemente al viajar por el cable, debido a la atenuación y a la deformación sufrida por el pulso al no coincidir las velocidades de grupo y de fase del cable.

Para una mayor claridad de la deformación a la que está sujeta el pulso, en la Figura 29 se han representado cada uno de los pulsos de la Figura 30 y la Figura 31 escalados a su máximo. Los pulsos representados son los pulsos marcados como “Full BW”, que han sido capturados con el máximo ancho de banda del equipo que es de 500MHz.



*Figura 29. Deformación sufrida por un pulso de DP al viajar por un cable de MT, [ep].*

La Tabla 1 muestra la carga y el valor de pico en función de la longitud recorrida por el pulso. Como se puede apreciar, se trata de un fenómeno fuertemente no

---

lineal, pues la atenuación que sufre el pulso, entendida como la disminución de su valor de pico, es mucho más elevada que la pérdida de carga

*Tabla 1. Pérdida de carga y atenuación de un pulso de DP en función de la longitud recorrida, [ep].*

<i>Longitud cable [m]</i>	<i>Carga [%]</i>	<i>mV<sub>pico</sub> [%]</i>
0	100	100
1000	93	27
2000	88	13
3000	76	8
4000	64	5
5000	42	3

Las medidas convencionales de DP en cables tienen el problema de que la sensibilidad del circuito de medida es dependiente de la forma de onda del pulso, la incertidumbre es elevada, y además, el ancho de banda empleado no permite la localización de la fuente de los pulsos de DP en cables.

Las medidas eléctricas no convencionales de DP en cables, se diferencian principalmente de las medidas convencionales en el ancho de banda de los sensores empleados y en los métodos de evaluación de carga.

El incremento del ancho de banda es una tendencia natural necesaria para realizar la localización de las DP en cables con precisión. La Figura 30 muestra las repetidas reflexiones de un pulso 100pC de un calibrador de DP, viajando por un cable de 500m de tipo 12/20kV HEPRZ1 de 50mm<sup>2</sup> Al de sección. Puesto que se trata de un cable de 500m, ello implica que la distancia entre dos pulsos es de 1000m.

En la imagen se muestra con línea roja la forma de onda de los pulsos capturados con un ancho de banda de 500MHz, mientras que con línea azul se muestra la forma de onda de los pulsos después de pasar por un filtro acorde a las medidas convencionales.

---

La primera apreciación es la diferencia de amplitudes entre ambas ondas, siendo mucho menor la sensibilidad al emplear los filtros de medidas convencionales. Además se puede ver claramente como el reducido ancho de banda de las medidas convencionales produce una deformación del pulso que dificulta la localización del mismo en el cable. Este hecho se puede apreciar claramente en la Figura 31 donde se muestran los pulsos escalados al máximo.

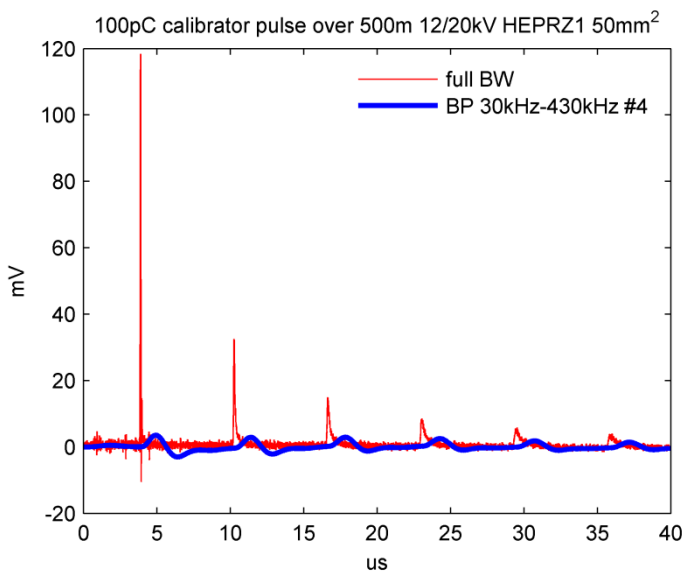
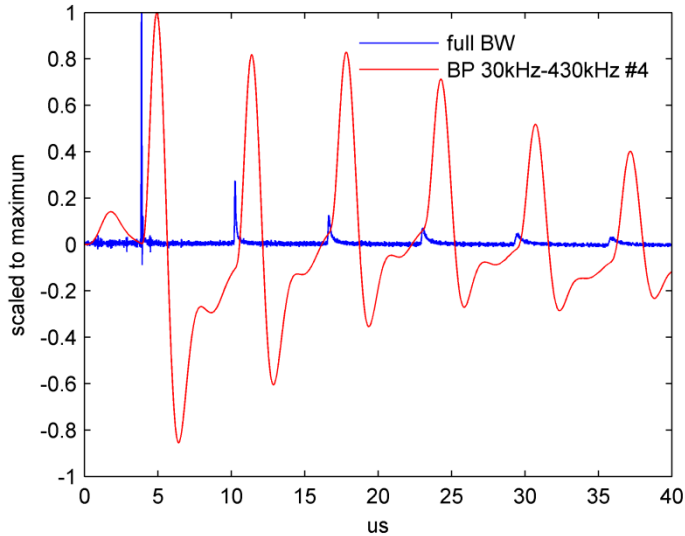


Figura 30. Pulsos de calibrador registrados en cable de 500m, [ep].





*Figura 31. Pulsos de calibrador registrados en cable de 500m escalados al máximo, [ep].*

Para evitar los problemas de emplear filtros pseudo-integradores al realizar medidas de DP en cables, se tiende a aumentar el ancho de banda de las medidas, con lo que se obtiene una mayor sensibilidad y una mejor resolución en el posicionamiento.

El ancho de banda empleado para la medida no convencional de descargas parciales en cables depende del tipo de sensor empleado, no existiendo una referencia común para estas medidas. Normalmente la frecuencia de corte inferior es del orden de decenas de kHz a unidades de MHz, mientras que las frecuencias de corte superior oscilan entre 10MHz y 50MHz

---

### 2.2.4.2. Agrupamiento de las descargas parciales. Formación de clusters.

La mejora en el ancho de banda de los sensores de descargas parciales posibilita el empleo de técnicas matemáticas para la caracterización de los pulsos de descargas parciales y su posterior clasificación, [43]-[49], puesto que se obtiene una reproducción mas fidedigna de la forma de onda de los pulsos.

Una de las técnicas más empleadas en la actualidad se basa en realizar un análisis de tiempo equivalente y ancho de banda equivalente a una señal de tipo pulsante, Figura 32. La formulación matemática empleada se describe a continuación.

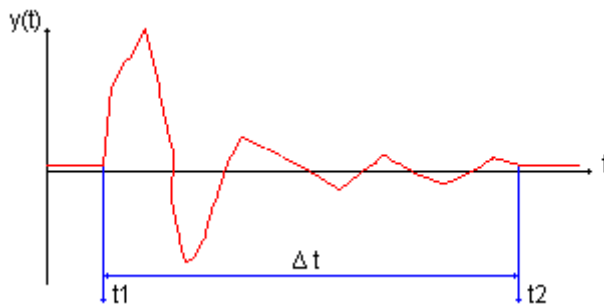


Figura 32. Señal de tipo pulsante arbitraria, [ep].

Sea  $y(t)$  una señal continua , podemos normalizarla de la forma

$$y_n(t) = \frac{y(t)}{\sqrt{\int_{t_1}^{t_2} y(t)^2 dt}}$$

de modo que se cumple que la energía de la señal normalizada  $y_n(t)$  es la unidad.

---

En términos puramente matemáticos, la potencia de una señal  $u(t)$  es la señal al cuadrado

$$u(t)^2$$

y su energía es

$$\int_{t_1}^{t_2} u(t)^2 dt$$

Podemos calcular el centro de gravedad de la potencia de la onda normalizada como el momento de orden uno de la potencia de la onda normalizada

$$t_o = \int_{t_1}^{t_2} t \cdot y_n(t)^2 dt$$

con lo que la desviación típica de la potencia de la onda normalizada no es más que la raíz cuadrada del momento de orden dos respecto del centro de gravedad de la señal

$$T_{eq} = \sigma_T = \sqrt{\int_{t_1}^{t_2} (t - t_o)^2 \cdot y_n(t)^2 dt}$$

La misma operación puede realizarse para los coeficientes del análisis de Fourier de forma que podemos calcular la desviación típica del espectro de potencia de la señal normalizada, comúnmente llamada densidad de potencia espectral

$$W_{eq} = \sigma_w = \sqrt{\int_0^{\infty} f^2 \cdot |Y_n(f)|^2 df}$$

donde  $|Y_n(f)|$  es el módulo de los coeficientes de Fourier de la señal normalizada  $y_n(t)$ .

---

La desviación típica de la señal en el tiempo  $T_{eq}$  y en la frecuencia  $W_{eq}$  de la potencia de la señal normalizada son dos valores característicos de la forma de onda del pulso y que pueden ser utilizados para discriminar los pulsos.

Matemáticamente resulta interesante recalcar que la energía de la señal en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia es la misma, cumpliéndose la igualdad de Parseval

$$\int_{-\infty}^{\infty} |y_n(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |Y_n(f)|^2 df$$

Para ilustrar cómo funciona el algoritmo de tiempo y ancho de banda equivalente, en las figuras Figura 33 y Figura 34 se muestran los resultados al aplicar el algoritmo de  $T_{eq} / W_{eq}$  a dos pulsos de DP. En la cabecera de las figuras se indica el centro de gravedad del pulso normalizado  $t_o$ , así como su  $T_{eq}$  y  $W_{eq}$ .

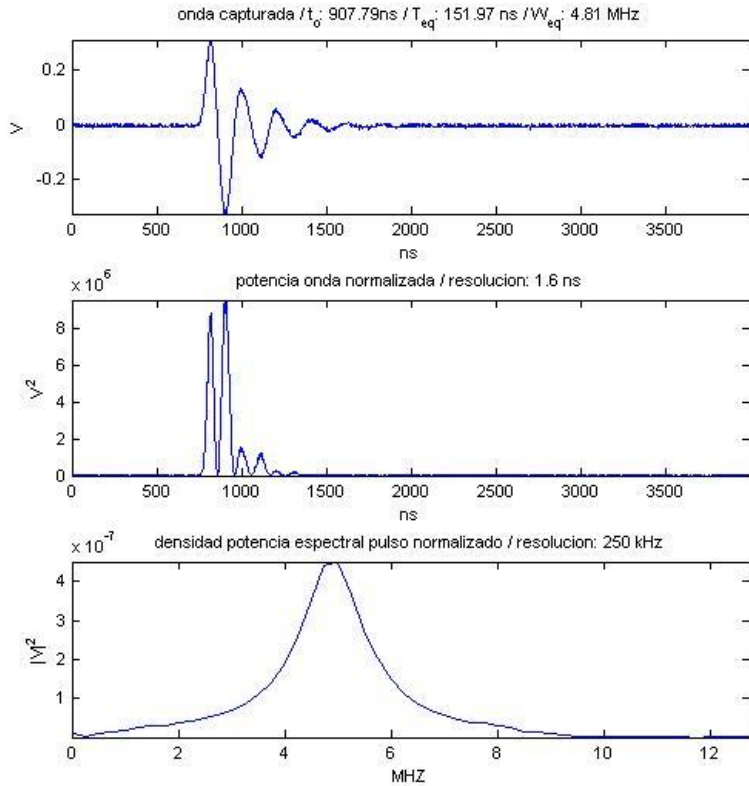
En ambas figuras, la primera gráfica con título “onda capturada” se corresponde con la captura del pulso detectado mediante sensores inductivos de gran ancho de banda. La segunda gráfica con título “potencia onda normalizada” es la gráfica de la potencia del pulso normalizado para que su energía sea la unidad. La tercera gráfica con título “densidad potencia espectral pulso normalizado” es la representación de los coeficientes de Fourier de la onda normalizada al cuadrado.

El pulso de la Figura 33 es un pulso de calibración de 1000pC medido en un circuito de ensayo mediante un sensor inductivo de banda ancha BW 2MHz - 100MHz. El pulso representado se capturó con un osciloscopio digital de 500MHz de ancho de banda analógico muestreando a 625MS/s y una longitud de captura de 2500 puntos.

El pulso de la Figura 34 es pulso de DP interna medido con un sensor inductivo de banda ancha BW 2MHz - 100MHz. El pulso representado se capturó con un

---

osciloscopio digital de 500MHz de ancho de banda analógico muestreando a 2.5GS/s y una longitud de captura de 5000 puntos.



*Figura 33. Parámetros calculados y formas de onda empleadas por el algoritmo Teq Weq aplicados a un pulso de calibración de 1000pC inyectado en el circuito de ensayo, [ep].*

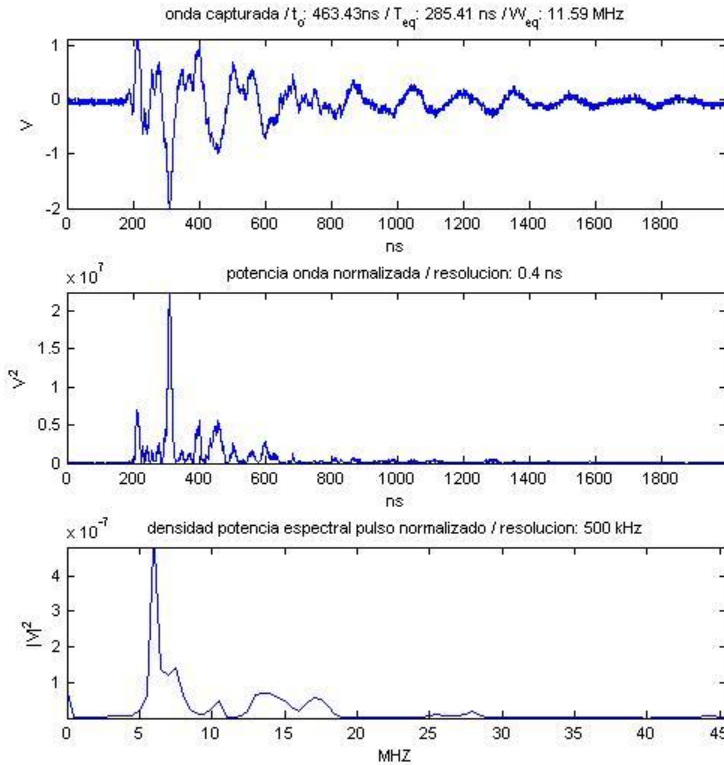


Figura 34. Parámetros calculados y formas de onda empleadas por el algoritmo Teq Weq aplicados a un pulso de DP producido a 300kV en un transformador monofásico de alta tensión, [ep].

Esta técnica de agrupamiento de DP basada en la caracterización de un pulso por herramientas matemáticas (en este caso dos números, el ancho de banda equivalente de un pulso y su duración equivalente) permite obtener diagramas de magnitud vs. fase asociados a pulsos de características similares.

La Figura 35 muestra un ejemplo de diagrama de magnitud vs. fase de un generador trifásico de 650MVA. Como se aprecia en la figura, en el diagrama de magnitud vs. fase existe una superposición de pulsos de DP procedentes de diversas

fuentes. Las herramientas de agrupamiento permiten la identificación de las fuentes de ruido con lo que se obtienen diagramas de magnitud vs. fase más limpios, lo que hace que las herramientas de reconocimiento automático funcionen de forma óptima. Las trazas verticales, tipo B, y horizontales, tipo A, se corresponden con pulsos relativamente rápidos como se aprecia en la gráfica de caracterización de tiempo equivalente y frecuencia equivalente, teniendo además poca dispersión, como suele suceder con interferencias de orígenes artificiales, pues suelen proceder de procesos automáticos. En cambio, los pulsos de DP tienen un comportamiento más estocástico y con mayores dispersiones, [50] y [51], dada la naturaleza de las descargas eléctricas.

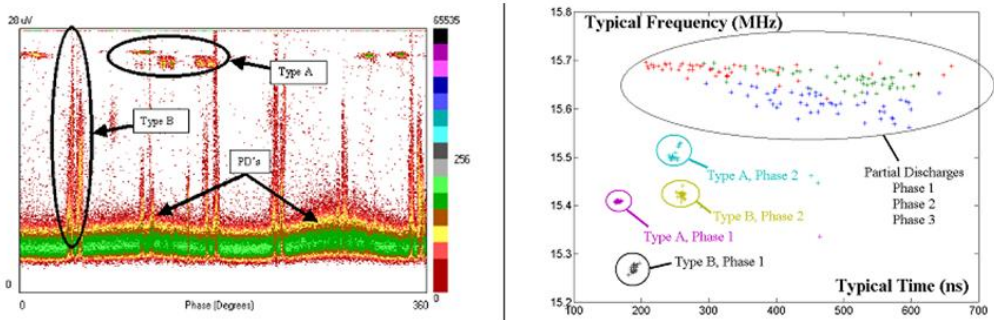


Figura 35. Ejemplo de diagrama de magnitud vs. fase con identificación de DP por técnica de agrupamiento de DP (clúster) [52].

### 2.2.4.3. Procedimiento de ensayo.

El diagrama de bloques de la Figura 36 muestra el esquema de la secuencia a seguir para realizar un ensayo de DP en cable en el caso de medidas no convencionales.

- 
- Calibración: la primera tarea es la calibración, necesaria para obtener la constante de calibración que relaciona para cada medida la proporción entre la magnitud medida y la carga aparente. Como se ha explicado anteriormente, para localizar una DP en un cable es necesario posicionar correctamente el intervalo de tiempo entre el pulso directo y el reflejado. Por ello, cuando se calibra, al valor de la mínima calibración con la que es posible ver correctamente el final del cable se le llama la sensibilidad de la medida. La sensibilidad de la medida es un estimador de la calidad de la medida, pues determina de forma indirecta y aproximada la mínima carga que puede ser medida en las condiciones en que se va a realizar el ensayo.
  - Determinación del ruido de fondo: en segundo lugar se procede a la determinación del ruido de fondo. En este punto, si se trata de pulsos de ruido se procede a la caracterización de los pulsos de ruido, como por ejemplo, por su tiempo equivalente y su ancho de banda equivalente (lo que permitirá identificarlos posteriormente), o bien, si se trata de ruido senoidal de fondo se ajustan filtros digitales o analógicos.
  - Medida de DP: posteriormente se realiza la medida de DP a diferentes niveles de tensión. De los datos registrados se procede a la localización de las DP por reflectometría en el caso de medir desde un extremo del cable y a la evaluación de la carga. Al grupo de DP de una misma localización, teniendo en cuenta que en el posicionamiento se pueden llegar a cometer errores de hasta el  $\pm 1\%$  de la longitud del cable, [52], se le aplican los algoritmos de clustering, que identificarán posibles diferentes fuentes de problemas en una misma localización. Posteriormente se emplean las descargas de una misma localización y de características similares para la obtención de los diagramas de magnitud vs. fase de cada uno de los grupos obtenidos.



- Diagnóstico: los diagramas de magnitud vs. fase se emplean para determinar el tipo de defecto que está produciendo la actividad de las descargas parciales y su severidad. Los parámetros a considerar son el tipo de defecto, DP interna, DP superficial o DP corona, el número de descargas parciales por ciclo de tensión y la magnitud de tales descargas.

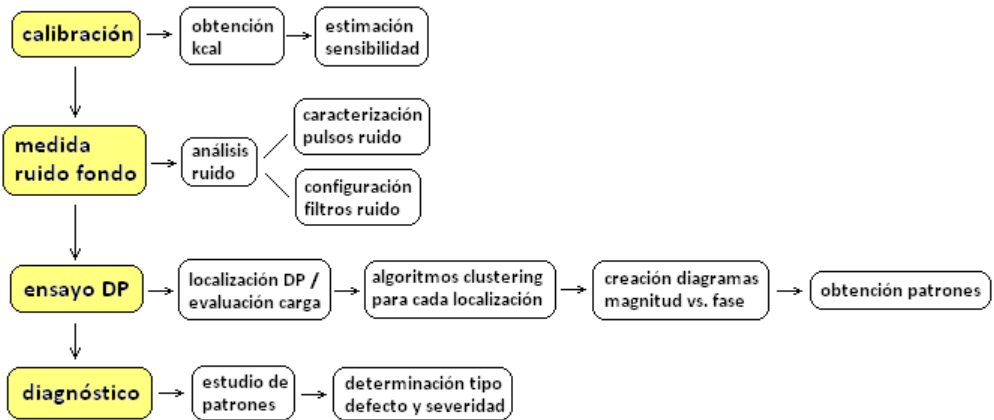


Figura 36. Diagrama de bloques de ensayo de DP no convencional en cables, [ep].

### 2.2.5. Problemática.

La medida de descargas parciales en cables necesita de un ancho de banda tal que permita la localización precisa de los focos de descargas parciales en los cables, y que permita la reproducción fidedigna de los pulsos de DP para el posterior tratamiento matemático y aplicar las herramientas de clusterización o agrupamiento de los datos.

---

Estos anchos de banda quedan lejos de los empleados en las medidas convencionales, para las cuales la incertidumbre de medida es de  $\pm 10\%$  o  $1\text{pC}$ , la mayor de estas cantidades. La idoneidad de los dispositivos de medida convencionales ya han sido puestos en entredicho por diferentes autores dada la sensibilidad de los circuitos de medida a la forma de onda de los pulsos de descargas parciales y a los límites inherentes a la pseudo-integración que realizan los filtros pseudo-integradores propuestos para las medidas convencionales, [29]-[33].

Es posible utilizar filtros digitales que emulen el proceso analógico de los filtros de las medidas convencionales que realmente actúan como pseudo-integradores. La principal característica de estos filtros es que el valor de pico de la onda a la salida del filtro es proporcional al área del pulso a la entrada del filtro, de forma que mediante el empleo de calibradores, se puede obtener una relación entre el valor de pico en mV a la salida del filtro y el valor de carga inyectado por un calibrador de descargas parciales.

La constante de calibración así obtenida es válida siempre y cuando los pulsos de descargas parciales detectados posean una forma similar a los inyectados por el calibrador.

En cables se presenta una problemática particular debida a dos factores. El primero es la deformación de los pulsos de DP al viajar por el cable, pues como ya se ha explicado anteriormente y como puede apreciarse en la Figura 29, la forma de onda de los pulsos depende su recorrido por el cable, por lo que en principio no existiría una única forma de onda para un calibrador representativa de todas las posibles longitudes de ensayo. El segundo es la propia aleatoriedad de los pulsos de DP dada la naturaleza estocástica del fenómeno que ya ha sido presentada en [51], y las diferencias en la forma de onda de los pulsos de DP que pueden darse cuando se trabaja con tensiones próximas a la tensión de aparición de las DP o bien superiores a

---

esta, ver Figura 4. Ambos fenómenos hacen que en la práctica sea imposible definir una única forma de onda para los calibradores que sea representativa de todos los casos, por lo que la incertidumbre de las medidas tiende a ser mayor que lo estipulado para medidas convencionales.

En la actualidad no existe ninguna norma o estándar que defina el procedimiento de evaluación de carga en métodos no convencionales, ni existe estimación alguna de la incertidumbre de dicha evaluación de carga.



---

### **3. Análisis de la evaluación de la carga aparente con pseudo-integradores (método convencional).**

#### **3.1. Introducción.**

Los primeros sistemas de medida de descargas parciales estaban fundamentados en sistemas analógicos de medida. Dada las características y prestaciones de los antiguos osciloscopios resultaba complicada la detección, evaluación de la carga, y grabación de los rápidos y cortos pulsos de descargas parciales. Desde el punto de vista de la evaluación de la carga con sistemas analógicos, el uso de filtros pseudo-integradores tiene la ventaja de que ante pulsos cortos a la entrada producen pulsos más largos a su salida (ver Figura 11 y Figura 31), por lo que puede reducirse la velocidad de muestreo necesaria para la captura de los pulsos. En los antiguos equipos de detección de descargas parciales, el valor de pico del pulso a la salida del filtro pseudo-integrador es detectado por sistemas analógicos de detección de cresta. Dadas las características del comportamiento de este tipo de filtros ante pulsos de descargas parciales, el valor de pico de los pulsos a la salida del filtro es aproximadamente proporcional al área del pulso a la entrada, por lo que puede realizarse la evaluación de la carga a partir de la determinación de una constante de calibración mediante un calibrador que inyecte una carga conocida.

En el estado del arte se ha descrito la problemática de la determinación de la magnitud de las descargas parciales cuando la forma de onda de la DP difiere de la forma de onda de los pulsos inyectados por los calibradores.

---

Aunque el ancho de banda propuesto por el método convencional para medidas en banda ancha no permite una localización precisa de las DP en cables y además presenta baja sensibilidad en comparación con los métodos no convencionales, representa un estándar que unifica criterios independientemente del detector empleado. Resulta igualmente interesante el estudio de los filtros pseudo-integradores, propios de los métodos convencionales, pues se pueden emplear también en sistemas de medida no convencionales, dado que los pulsos de descargas parciales una vez digitalizados pueden filtrarse digitalmente para obtener la carga de los pulsos sin necesidad de integraciones digitales, lo que simplifica y acelera el proceso de evaluación de la carga.

En este capítulo se analizan los sistemas de medida convencionales de banda ancha que se emplean para la evaluación de la carga en medidas de DP en cables, así como el procedimiento empleado. Se estudia el comportamiento de los pseudo-integradores ante diferentes formas de onda y se exploran los límites alcanzados desde el punto de vista de la evaluación de la carga y la sensibilidad. Además se estudia la influencia del ancho de banda de los sensores de medida sobre la incertidumbre en la evaluación de la carga, y se proponen diferentes métodos de evaluación de carga estudiando el error máximo que puede cometerse suponiendo una forma de onda de parámetros variables definida para los pulsos. El análisis realizado se centra en el estudio de la constante de calibración, a través de la influencia sobre esta de la forma de onda de los pulsos, de las frecuencias de corte de los filtros y del orden de estos, y de la respuesta en frecuencia del sistema de medida, incluidos los sensores y la influencia del propio cable de alta tensión sobre el sistema de medida.

## 3.2. Método convencional.

### 3.2.1. Descripción del método convencional.

La medida convencional DP en cables se ajusta al esquema representado en la Figura 37, constando de dos partes fundamentales, el sistema de alimentación de alta tensión y el sistema de medida de DP.

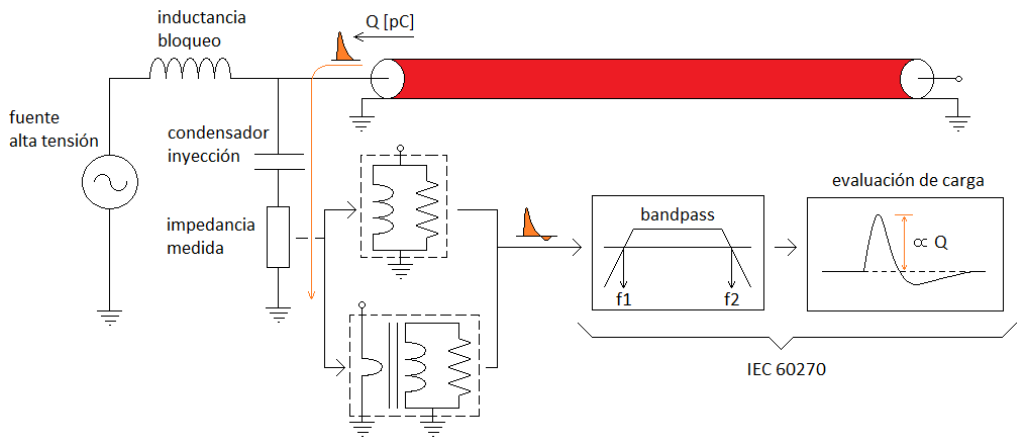


Figura 37. Esquema medida convencional en cable de MT, [ep].

El **sistema de alimentación de alta tensión** está formado por la fuente de alta tensión y la inductancia de bloqueo.

La fuente de alta tensión energiza el cable dando la corriente necesaria para ello según la capacidad del cable. El transformador de este tipo de fuentes debe estar libre de DP para evitar interferencias en la medida.

La inductancia de bloqueo tiene una doble función. Por una parte evita que las descargas procedentes del cable circulen hacia la fuente de alta tensión, forzando al

---

pulso a pasar a través del condensador de inyección por la impedancia de medida, aumentando así la sensibilidad de la medida. Por otra parte, sirve de filtro ante posibles perturbaciones de la red que a través del transformador pueden pasar al circuito de medida, e igualmente atenúa posibles pulsos de DP del transformador en el caso de que este no esté libre de DP.

El **sistema de medida de descargas parciales** consta de un condensador de inyección, de la impedancia de medida, del filtro pasabanda y de un detector de pico.

El condensador de inyección en el caso de cables forma parte del sistema de medida junto con la impedancia de medida, pero no tiene una gran influencia sobre la magnitud de la carga aparente. El motivo es que en ensayos de cables, dada la duración de los pulsos de DP y la velocidad de propagación de los cables, el cable se comporta como una línea de transmisión modelizable con parámetros distribuidos, por lo que el pulso de DP que se acopla con los electrodos, que en este caso son el propio conductor del cable y la malla de tierra, queda influenciado localmente por la propia capacidad del cable circundante al punto de la descarga parcial.

La impedancia de medida generalmente es un dispositivo formado por componentes pasivos que convierte las corrientes de entrada en señales de tensión a su salida. La respuesta en frecuencia de dicho dispositivo de medida se diseña de forma que atenúe de forma suficiente las frecuencias de la onda de alimentación del cable y sus armónicos, evitando así que aparezcan tensiones excesivas a estas frecuencias a la entrada del filtro pasa-banda pseudo-integrador.

En general el diseño de las impedancias de medida suele basarse en filtros pasaltos con frecuencias de corte por encima de los 20 kHz, ver [54]. La frecuencia de corte superior suele quedar limitada por la respuesta en frecuencia de los inductores, llegando a las unidades o decenas de MHz. En la Figura 37 se han representado dos tipos de impedancia de medida basadas en configuraciones RL. Los comportamientos



---

de ambas impedancias de medida son similares, aunque el modelo que emplea el transformador de impedancias proporciona aislamiento galvánico entre el circuito de alta tensión y el instrumento de medida.

Otras topologías para las impedancias de medida como los circuitos tanque o RLC paralelo también han sido empleados tradicionalmente, pero tienen el inconveniente de la fuerte atenuación que existe a alta frecuencia, [55] y [56], lo que obliga al uso de amplificadores operacionales entre la salida de la línea de transmisión y el filtro.

El filtro pasa-banda es un elemento clave en este tipo de medidas, que actúa como un filtro en el sentido tradicional, filtrando el ruido recogido en las medidas, y por otra parte actúa como un pseudo-integrador. La relación entre las frecuencias de corte de este filtro y espectro del pulso hacen que el filtro se comporte como un pseudo-integrador, de forma que el valor de pico de la onda a la salida del filtro es proporcional a la carga del pulso a la entrada de este.

El conjunto formado por la impedancia de medida, la línea de transmisión y el filtro pasabanda componen la impedancia de transferencia del sistema. Según las frecuencias corte de la impedancia de transferencia, el método convencional diferencia entre instrumentos de banda ancha e instrumentos de banda estrecha.

Para **instrumentos de medida de DP de banda ancha** se debe cumplir con los siguientes valores recomendados de ancho de banda de los equipos:

$$30 \text{ kHz} \leq f_1 \leq 100 \text{ kHz}$$

$$f_2 \leq 500 \text{ kHz}$$

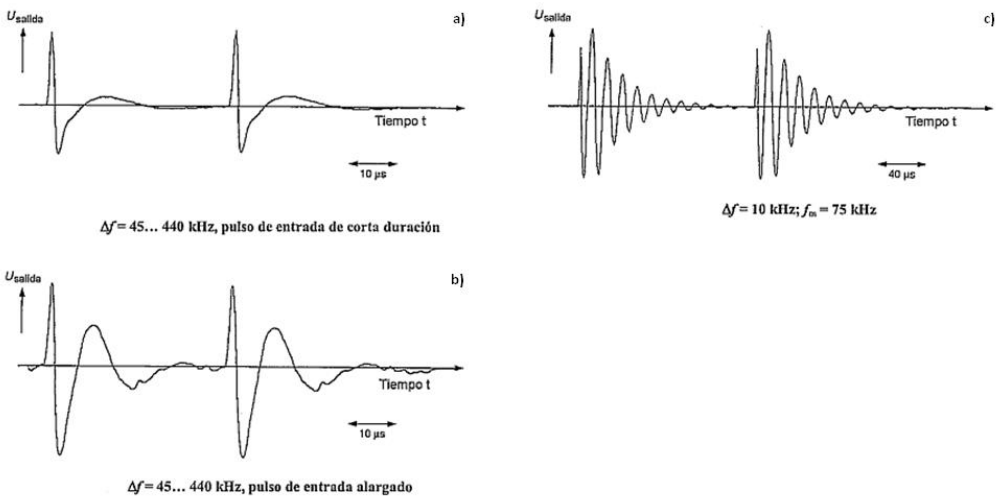
$$100 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 400 \text{ kHz}$$

Para **instrumentos de medida de DP de banda estrecha** se debe cumplir con los siguientes valores recomendados:

$$9 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 30 \text{ kHz}$$

$$50 \text{ kHz} \leq f_m \leq 1 \text{ MHz}$$

Finalmente, a la salida del filtro se dispone de un detector de pico que mide el valor de pico de la onda a la salida del filtro, que se considera proporcional al área del pulso a la entrada del filtro.



*Figura 38. Pulsos a la salida del filtro pseudo-integrador [2].*

La Figura 38 muestra tres tipos de pulsos de salida de dos sistemas de medida con anchos de banda diferentes. La Figura 38A y Figura 38B, muestran la respuesta de un mismo sistema de medida ante un pulso de corta duración y un pulso alargado. Como se aprecia en las figuras, empleando un detector de pico en el caso B se obtendría una falsa polaridad, pues el valor del pico negativo es mayor que el del pico positivo. La Figura 38C muestra la respuesta de un sistema de medida de banda

---

estrecha. Se aprecia que en este tipo de detectores la determinación de la polaridad es más compleja de realizar con equipos analógicos, y el valor de pico debe ser determinado a partir de la envolvente de la onda.

### 3.2.2. Procedimiento para la evaluación de la carga.

El **procedimiento para la evaluación de la carga de los pulsos de DP** consiste en la determinación de una constante de calibración, que llamaremos  $k_{cal}$  [ $pC/mV_{pico}$ ], que relaciona la carga aparente de un pulso de DP con el valor de pico de la onda a la salida del instrumento de medida o detector.

La constante de calibración  $k_{cal}$  se obtiene experimentalmente a partir de los calibradores, de forma que, conectando el calibrador en bornes del condensador de inyección se inyecta un pulso de carga conocida y se mide el valor de pico a la salida del detector, por lo que la constante de calibración queda determinada.

Es necesario calibrar en cada medida y para cada configuración de ensayo, pues la ganancia o atenuaciones seleccionadas en los filtros, la longitud del cable, el valor del condensador de inyección, las características de la impedancia de medida seleccionada, o los anchos de banda del detector, influyen sobre la forma de onda del pulso y sobre el valor de pico de la medida y, en consecuencia, sobre la determinación del valor de la constante de calibración. El valor de la constante de calibración obtenido se emplea entonces para la determinación de la carga del pulso, midiendo el valor de pico del pulso y multiplicando este por la constante de calibración.

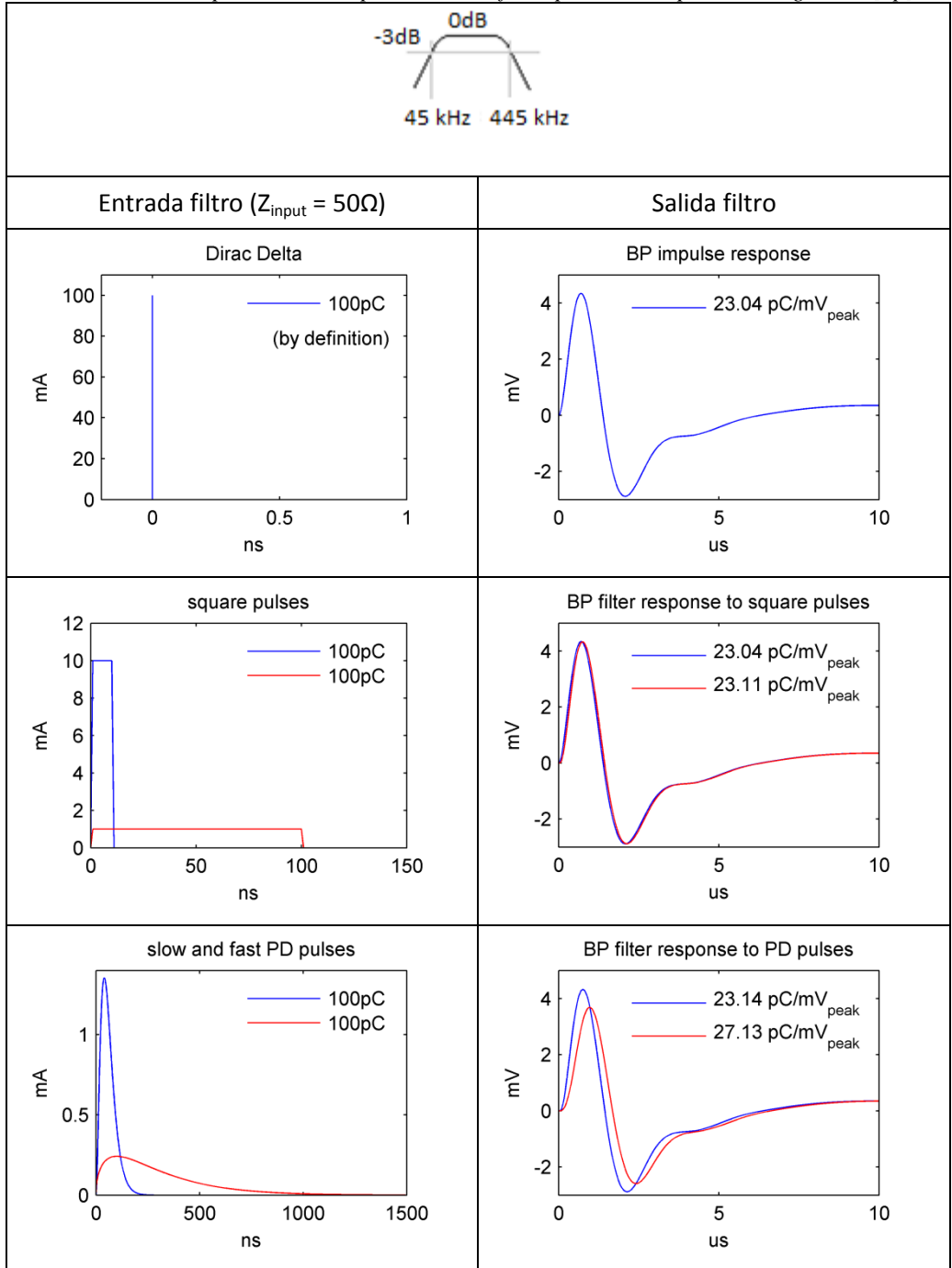
La Tabla 2 muestra un ejemplo del comportamiento de los filtros pasa-banda ante diferentes entradas. El filtro considerado en este ejemplo es un filtro digital

---

Butterworth pasa-banda, con respuesta a  $-3\text{dB}$  de  $45\text{kHz}$  a  $445\text{kHz}$  de orden 6. La columna de la izquierda contiene las entradas al filtro, y la columna de la derecha las respuestas del filtro ante las correspondientes entradas.

Todas las entradas tienen un área de  $100\text{pC}$ . El pulso de Dirac que por definición tiene un área unitaria, ha sido escalado a  $100\text{pC}$ . Los pulsos de entrada representados son pulsos de corriente. La tensión a la entrada del filtro sería el valor de la corriente por la impedancia de entrada, típicamente  $50\Omega$ .

Tabla 2. Comparativa de respuestas de un filtro pasa-banda pseudo-integrador, [ep].



La tabla muestra las respuestas del filtro ante un pulso de Dirac (respuesta impulsional), dos pulsos cuadrados de duración muy corta respecto a la duración de la respuesta impulsional, y dos pulsos de DP, uno de ellos rápido y otro lento.

Como se aprecia en la tabla, se han obtenido los valores de las constantes de calibración para cada una de las respuestas. Considerando como referencia el valor de la respuesta impulsional, no se observan grandes diferencias en el valor de la constante de calibración ante pulsos de duración corta. Muestra de ello son los valores de  $k_{cal}$  obtenidos para los pulsos cuadrados, de duración 10ns y 100ns respectivamente, y diferencias mínimas en la constante de calibración. Al simular pulsos de descargas parciales de diferentes duraciones y tiempos de subida, se aprecia como el valor de la constante de calibración disminuye para pulsos de larga duración, con diferencias significativas. La Tabla 3 recoge las duraciones de los pulsos, las constantes de calibración obtenidas y las variaciones porcentuales de la constante de calibración respecto del valor referencia considerado, que en este caso es la constante de calibración obtenida de la respuesta impulsional del filtro.

Tabla 3. Variaciones de la  $k_{cal}$  con la forma de entrada de los pulsos, [ep].

Pulso entrada	Duración pulso	Kcal [ $\mu\text{C}/\text{mV}_{\text{pico}}$ ]	$\Delta$ Kcal %
Dirac (referencia)	-	23.04	0
Cuadrado	10 ns	23.04	0.00
	100 ns	23.11	0.28
Descarga Parcial	280 ns	23.14	0.42
	2100 ns	27.13	17.76

### 3.2.3. Evaluación de la carga con pseudo-integradores.

Matemáticamente resulta complicado encontrar las expresiones analíticas operativas que acotan el comportamiento de los filtros al emplearlos como pseudo-integradores con pulsos como los producidos por las descargas parciales en cables.

---

Según las propiedades de los sistemas lineales, la respuesta de un filtro puede estudiarse a partir de su respuesta impulsional mediante la convolución. La convolución permite obtener la respuesta de un sistema,  $u(t)$ , conocida la respuesta impulsional del sistema,  $h(t)$ , y la entrada,  $i(t)$ , de forma que

$$u(t) = i * h = \int_{-\infty}^{+\infty} i(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t - \tau) \cdot h(\tau) \cdot d\tau$$

De forma discreta, la convolución de dos señales se representa por

$$\begin{aligned} u_1 &= h_1 \cdot i_1 \\ u_2 &= h_2 \cdot i_1 + h_1 \cdot i_2 = h_1 \cdot i_2 + h_2 \cdot i_1 \\ u_3 &= h_3 \cdot i_1 + h_2 \cdot i_2 + h_1 \cdot i_3 = h_1 \cdot i_3 + h_2 \cdot i_2 + h_3 \cdot i_1 \\ u_4 &= h_4 \cdot i_1 + h_3 \cdot i_2 + h_2 \cdot i_3 + h_1 \cdot i_4 = h_1 \cdot i_4 + h_2 \cdot i_3 + h_3 \cdot i_2 + h_4 \cdot i_1 \\ &\dots \end{aligned}$$

correspondiendo los índices con los instantes de tiempo del muestreo.

Considerando que los pulsos de descargas parciales tienen una duración muy corta respecto a la duración de la respuesta impulsional, se puede aproximar el comportamiento del filtro ante una descarga parcial al comportamiento del filtro ante la función delta de Dirac.

La respuesta de un sistema ante un pulso de Dirac,  $\delta(t)$ , es la propia respuesta impulsional, de forma que

$$u(t) = \delta * h = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - \tau) \cdot h(\tau) \cdot d\tau = h(t)$$

Existe una propiedad de la convolución que relaciona el área de la respuesta del sistema con el área de la entrada y con el área de la respuesta impulsional. Integrando ambos términos de la expresión de la convolución se obtiene que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} u(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt$$

Un ejemplo de esta propiedad puede aplicarse a la función delta de Dirac. Se demuestra que el área de la función de Dirac es la unidad para un impulso unitario, pues cuando la entrada es la función de Dirac, la salida es la propia respuesta impulsional, luego

$$\int_{-\infty}^{+\infty} u(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot dt \rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot dt \rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$$

Puesto que la convolución tiene la propiedad de la linealidad, toda entrada proporcional a la función delta de Dirac tiene una respuesta igualmente proporcional a la respuesta impulsional, y además proporcional a su área.

*Tabla 4. Respuesta impulsional ante pulso de Dirac, [ep].*

Entrada	Área entrada	Salida	Máximo salida
$\delta(t)$	1	$h(t)$	$\max(h(t))$
$\alpha \cdot \delta(t)$	$\alpha \cdot 1$	$\alpha \cdot h(t)$	$\alpha \cdot \max(h(t))$

Esta particularidad demuestra que para pulsos en entrada cortos en relación con la respuesta impulsional del sistema, el valor de pico de la salida es aproximadamente proporcional al área de la entrada.



Este fenómeno puede comprobarse en la Tabla 2, donde se observa, como la repuesta del sistema ante un pulso de Dirac de 100pC es muy parecida a la repuesta de otros pulsos de corta duración. Particularmente, en el caso de pulsos cortos cuadrados prácticamente no existen diferencias en la repuesta del sistema cuando comparamos su repuesta a dos pulsos, ambos de 100pC, uno de 10ns de duración y otro de 100ns de duración.

Evidentemente a medida que la duración de los pulsos cuadrados de entrada aumenta, la repuesta del filtro se aleja del comportamiento ante repuesta impulsional y la constante de calibración sufre variaciones importantes. La Figura 39 muestra la evolución de la constante de calibración al variar la duración de un pulso cuadrado para un filtro digital de ancho de banda. 45kHz-445kHz y orden 6.

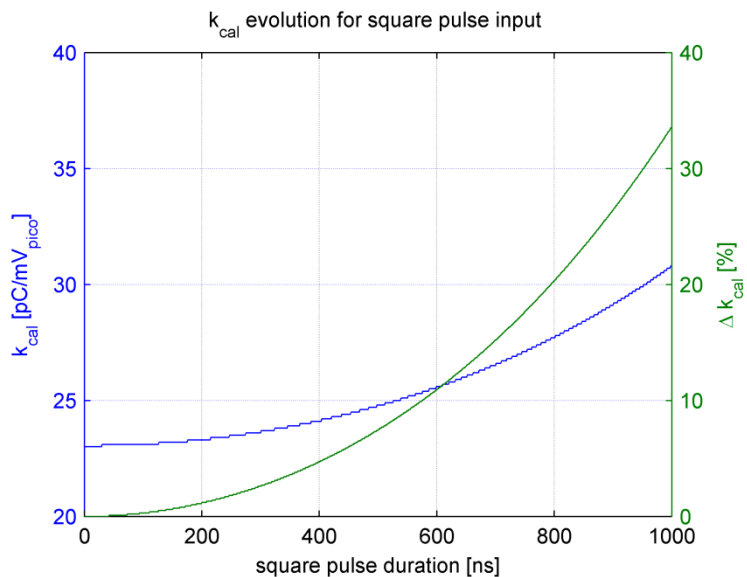


Figura 39. Evolución de la constante de calibración con la duración de un pulso cuadrado. Filtro BW 45kHz-445kHz, orden 6, [ep].

La complejidad de las funciones de transferencia para filtros pasa-banda de alto orden, y de las funciones representativas de los pulsos de DP, hacen que sea muy difícil el estudio analítico del sistema a través de la convolución.

Para demostrar matemáticamente la aproximación de las respuestas de los filtros a la respuesta impulsional ante entradas de corta duración, y para demostrar la proporcionalidad del valor de pico con la carga, puede estudiarse el comportamiento de un integrador ante un pulso de duración determinada y ante una exponencial.

Supongamos que se tiene un filtro pasabajos como el de la Figura 40.

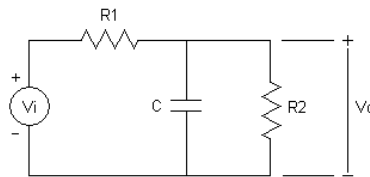


Figura 40. Filtro pasabajos, [ep].

En este caso la expresión que define el comportamiento del filtro en el tiempo es la siguiente ecuación diferencial ordinaria de coeficientes constantes y reales

$$\frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C} \cdot V_o(t) = \frac{1}{R_1 \cdot C} \cdot V_i(t)$$

Si suponemos que  $V_o(t) = 0$  para  $t \leq t_0$  cuando  $V_i(t) = 0$  para  $t \leq t_0$  tenemos un sistema lineal causal con entrada  $V_i(t)$  y salida  $V_o(t)$ . Podemos suponer condiciones iniciales nulas en nuestro sistema por lo que  $V_o(0) = 0$  y  $V_i(t) = 0$  para  $t < t_0$

Renombrando los valores de las constantes de la ecuación anterior de forma que

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C} \quad \text{y} \quad \beta = R_1 \cdot C$$

se tiene que

$$\frac{dV_o(t)}{dt} + \alpha \cdot V_o(t) = \frac{1}{\beta} \cdot V_i(t)$$

Ahora vamos a estudiar el comportamiento ante dos entradas de área la unidad pero completamente diferentes en su forma. Llamemos a estas entradas  $V_{i1}(t)$  y  $V_{i2}(t)$ , y las definimos de la siguiente forma

$$V_{i_1}(t) = \frac{\beta}{\gamma} \cdot [U(t) - U(t - \gamma)] \quad t \geq 0$$

$$V_{i_2}(t) = \frac{\beta}{\gamma} \cdot e^{-t/\gamma} \cdot U(t) \quad t \geq 0$$

siendo  $U(t)$  la función escalón definida como

$$U(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

La respuesta de nuestro sistema ante las entradas es la siguiente:

$$V_{o_1}(t) = \begin{cases} (1 - e^{-\alpha t}) / \alpha \gamma & 0 \leq t \leq \gamma \\ (e^{\alpha \gamma} - 1) \cdot e^{-\alpha t} / \alpha \gamma & t > \gamma \end{cases}$$

$$V_{o_2}(t) = \frac{1}{1 - \alpha \gamma} (e^{-\alpha t} - e^{-t/\gamma}) \quad t > 0$$

En el caso de que la duración del pulso de entrada sea mucho menor que la constante de tiempo de respuesta del sistema,  $\gamma \ll 1/\alpha$ , las respuestas del sistema  $V_{o1}(t)$  y  $V_{o2}(t)$  tienden a

$$V_{o_1}(t) \cong V_{o_2}(t) \cong e^{-\alpha t} \quad \text{en } t \geq \gamma$$

independientemente de la forma de onda de la entrada  $V_i(t)$  y en el caso de que  $\gamma \rightarrow 0$  las respuestas tienden a su valor límite de  $e^{-\alpha t}$ , lo que constituye su respuesta impulsional.

En general, si la duración del pulso de entrada  $V_i(t)$  es mucho menor que  $1/\alpha$  el valor de  $V_o(t)$  se aproxima a

$$V_o(t) \cong \left( \int_0^{\infty} V_i(t) \cdot dt \right) \cdot e^{-\alpha t}$$

Lo que demuestra que efectivamente, en el caso de pulsos rápidos respecto de la respuesta impulsional del sistema, la respuesta del sistema es insensible a la forma de onda del pulso, y aproximadamente se obtiene una respuesta impulsional proporcional al valor del área del pulso.

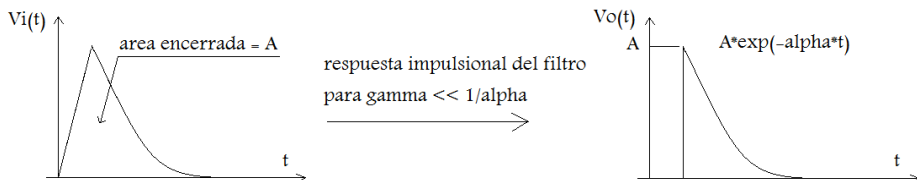


Figura 41. Respuesta del filtro ante impulso de corta duración, [ep].

El ejemplo anterior descrito analíticamente, se ha centrado en el integrador representado en la Figura 40. En el dominio frecuencial es equivalente al comportamiento de un filtro pasa-bajos de frecuencia de corte  $\omega = 1/R_2C$  para  $R_2$  grande.

---

Aunque desde el punto de vista de la evaluación de la carga, lo ideal sería emplear dispositivos que permitieran capturar todo el ancho de banda de un pulso de DP e integrarlo de forma analógica o digital, en la práctica resulta imposible pues a los pulsos de DP se les superpone siempre la señal de la onda de alimentación en alta tensión del cable. Para evitar errores y saturaciones de los equipos de medida como consecuencia de la presencia de dicha onda que en proporción es mucho mayor que la de los pulsos de DP, es necesario que los sensores y los filtros tengan frecuencias de corte inferior lo suficientemente elevadas como para evitar que la señal de excitación del cable y sus armónicos saturen las etapas de los filtros y sensores, o introduzcan errores en la medida. En la práctica los dispositivos de medida empleados tienen frecuencias de corte inferior superiores a los 20kHz lo que provoca deformaciones sobre la forma de onda del pulso con implicaciones directas en los procesos de evaluación de carga, y que además suponen una pérdida de información respecto del pulso original.

### **3.3. Definición de tipos de pulso.**

En este punto se procede a la definición matemática de un pulso gaussiano representativo de pulsos de DP, que a través de la variación de sus parámetros permite simular diferentes rangos de tiempos de subida y de bajada capaces de abarcar un amplio espectro de pulsos.

Para poder realizar el estudio de la constante de calibración es necesario encontrar una formulación matemática que aproxime la forma de onda de las descargas parciales en cables.

---

La formulación matemática deber ser tal que sea capaz de representar pulsos con diferentes valores de parámetros característicos de forma de onda pulsantes, como por ejemplo, tiempos de subida y tiempos de bajada.

Tal y como se ha explicado en el Capítulo 2, los pulsos de descargas parciales pueden ser muy lentos cuando se producen cerca del nivel de tensión de aparición, o muy rápidos si se producen a tensiones superiores al nivel de tensión de aparición, ver Figura 4. Puesto que la descarga parcial es una descarga eléctrica acoplada a dos electrodos, la dinámica del fenómeno depende además de la geometría del defecto, del material aislante y geometría de los electrodos, del medio en que se produzca la avalancha electrónica, del campo eléctrico que produce la avalancha y de las distribuciones de carga espacial principalmente, por lo que la variabilidad de formas de pulsos de descargas parciales es muy grande.

Además de la influencia de las variables intrínsecas al fenómeno de la descarga parcial, en el caso particular de cables, la descarga parcial sufre deformaciones en la forma del pulso puesto que la longitud viajada por el pulso antes de llegar al punto de medida produce deformaciones significativas de las forma de onda del pulso, volviéndolo más ancho según el pulso viaja por el cable, Figura 29.

Para el estudio desarrollado en esta tesis se ha empleado una formulación matemática de tipo pulso gaussiano para los pulsos de corriente de DP de la forma

$$i(t) = a \cdot t^n \cdot e^{-b \cdot t^m}$$

donde  $t$  es la variable temporal,  $e$  la función exponencial, y  $a$ ,  $b$ ,  $n$  y  $m$  coeficientes reales que definen las propiedades del pulso.

Un desarrollo analítico de la expresión anterior permite obtener las expresiones para el tiempo de pico y la corriente de pico, fijados los coeficientes  $a$ ,  $b$ ,  $n$  y  $m$ , resultando que

$$t_{peak} = \left[ \frac{-n}{b \cdot m} \right]^{1/m}$$

$$i_{peak} = a \cdot \left[ \frac{-n}{b \cdot m} \right]^{n/m} e^{-n/m}$$

Otras propiedades, como la carga del pulso, el tiempo de subida o el tiempo de bajada del pulso no pueden ser evaluadas analíticamente, por lo que resulta necesario recurrir a simulaciones numéricas para determinarlas.

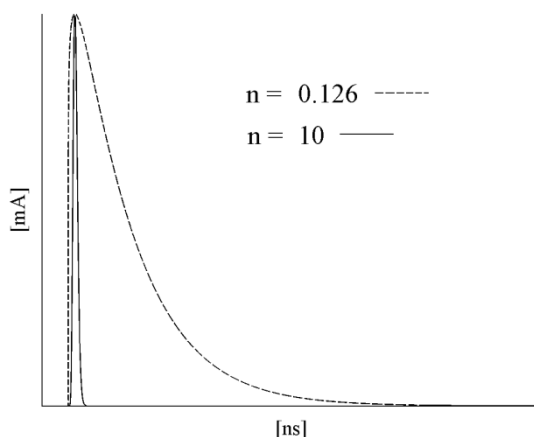


Figura 42. Pulso lento y pulso rápido obtenidos al variar el coeficiente  $n$ , [r2].

La Figura 42 muestra dos formas de onda diferentes obtenidas a partir de la formulación de la corriente al variar el coeficiente  $n$ , fijando el coeficiente  $m$  a la unidad. Las formas de onda de tipo pulsante se pueden caracterizar por su tiempo de subida, tiempo de bajada, tiempo de pico y duración del pulso, ver Figura 43.

---

Se define el tiempo de subida,  $t_r$ , como el tiempo entre el 10% y el 90% del valor de pico. Inversamente, el tiempo de bajada,  $t_f$ , se define como el tiempo entre el 90% y el 10% del valor de pico. El tiempo de pico,  $t_{peak}$ , es el tiempo entre el inicio del pulso y el valor de pico, y el tiempo de duración del pulso,  $t_l$ , es el tiempo entre el inicio del pulso y el tiempo en que el pulso cae por debajo del 99.99% de su valor de pico.

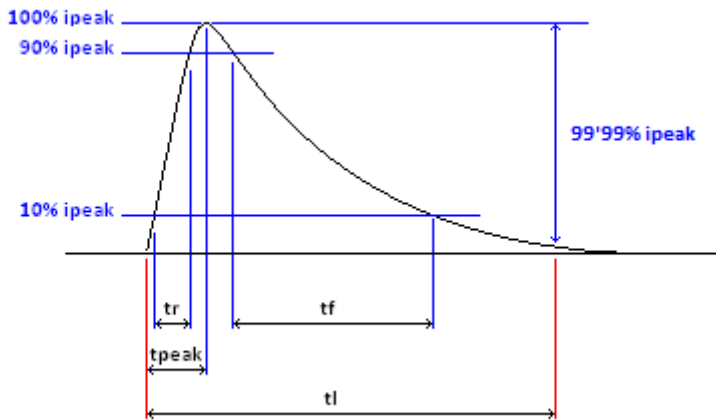


Figura 43. Parámetros de caracterización de un pulso, [ep].

El tratamiento matemático de la expresión para la formulación de los pulsos de corriente de descargas parciales solo proporciona expresiones analíticas para la determinación del valor de la corriente de pico y del tiempo de pico, como ya ha sido comentado anteriormente. Dada la complejidad del tratamiento matemático de este tipo de expresiones, el resto de parámetros como el tiempo de subida, tiempo de bajada, tiempo de pico y duración del pulso, y las relaciones entre ellos, se han obtenido mediante cálculos numéricos para tiempos de tipo de hasta 100ns.



Las figuras Figura 44, Figura 45 y Figura 46 muestran los resultados de dichos cálculos. El parámetro  $m$  se ha fijado a la unidad, y el parámetro  $n$  se ha variado entre 0.126 y 10. Las simulaciones han demostrado una mínima influencia del parámetro  $b$  dentro de los tiempos de pico considerados. La Tabla 5 muestra de forma resumida los límites de los resultados obtenidos con los rangos empleados para la variable  $n$ .

Tabla 5. Resumen de los límites de los parámetros de caracterización de pulsos de descargas parciales, [ep].

$m$	1
$n$	[0.126, 10]
$t_{fall}/t_{rise}$	[1.74, 100.91]
$t_{peak}/t_{rise}$	[1.73, 5.18]
$t_{length}/t_{peak}$	[3.02, 78.5]

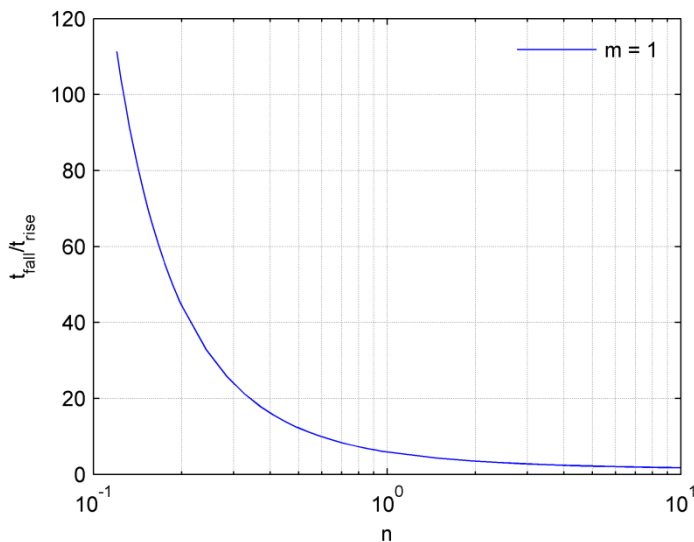


Figura 44. Relación entre tiempo de subida y tiempo de bajada en función de la variación del parámetro  $n$ , [ep].

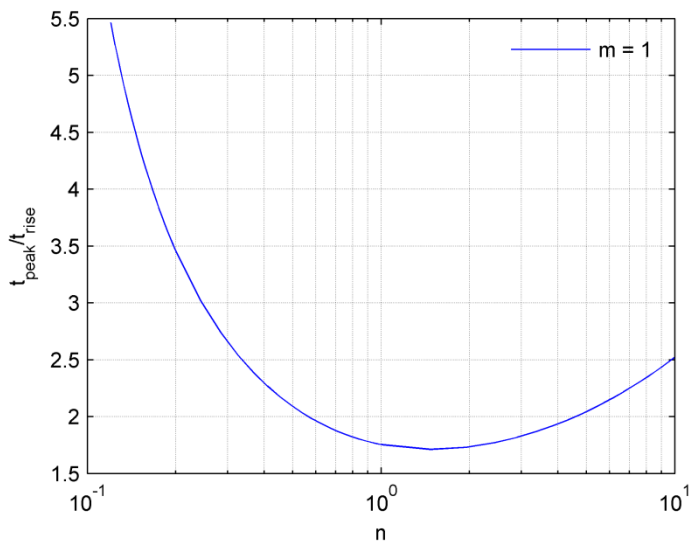


Figura 45. Relación entre el tiempo de pico y el tiempo de subida en función de la variación del parámetro  $n$ , [ep].

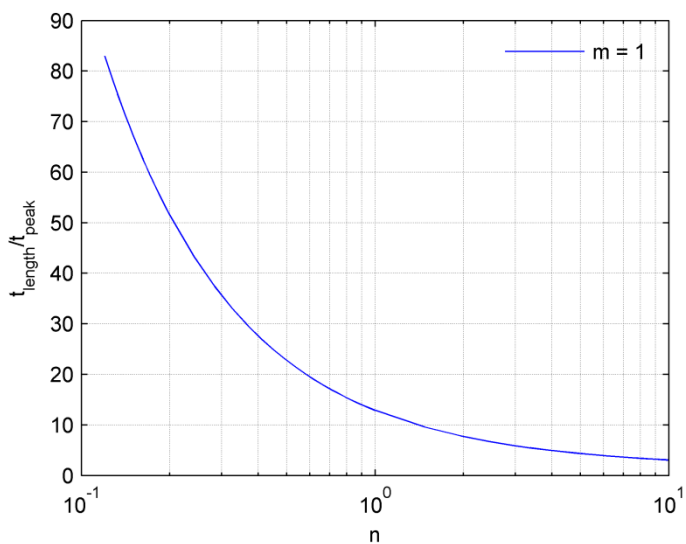


Figura 46. Relación entre el tiempo de duración del pulso y el tiempo de pico del pulso en función de la variación del parámetro  $n$ , [ep].

---

Las figuras Figura 47 y Figura 48 muestran en línea roja el pulso más corto y el pulso más largo de los pulsos empleados en las simulaciones. Como puede apreciarse, los pulsos del calibrador, así como pulsos de descargas parciales, uno de corta duración y otro de larga duración, y los pulsos del calibrador quedan dentro de la familia de pulsos considerada. Todos los pulsos se han normalizado respecto de su máximo.

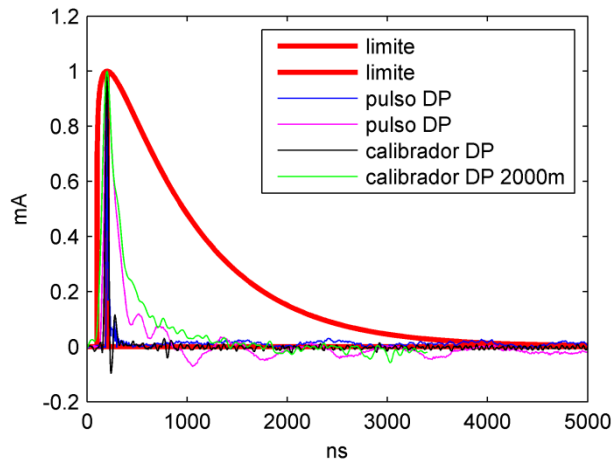


Figura 47. Superposición de pulsos simulados, pulsos de DP y pulsos de calibrador, [ep].

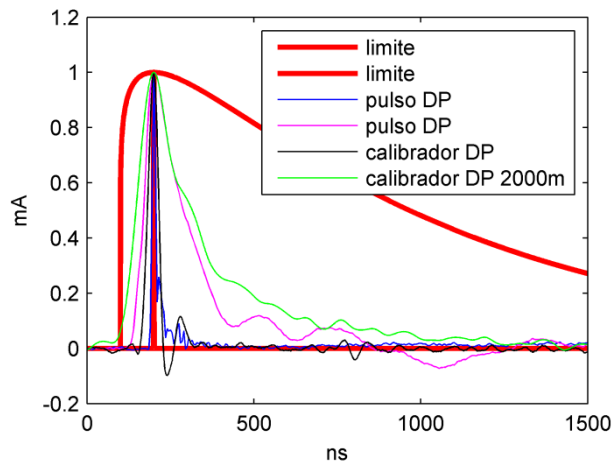


Figura 48 Detalle de superposición de pulsos simulados, pulsos de DP y pulsos de calibrador, [ep].

---

### 3.4. Análisis por cálculo numérico.

#### 3.4.1. Descripción del análisis.

Una vez definidos los tipos de pulsos se procede al estudio de la constante de calibración en filtros pseudo-integradores, y la influencia que tiene sobre la variación de dicha constante las frecuencias de corte seleccionadas, y el ancho de banda de los sensores empleados.

La definición del tipo de pulso realizada anteriormente permite junto con la definición del tipo de filtro pseudo-integrador, la simulación del comportamiento de la constante de calibración,  $k_{cal}$ , ante diferentes tipos de pulsos de descargas parciales.

El esquema general de las simulaciones realizadas se ajusta al diagrama de bloques de la Figura 49, donde se representan los diferentes bloques implicados en la simulación.

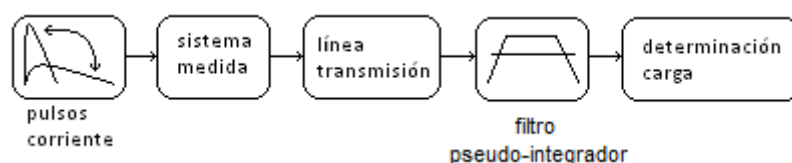


Figura 49. Esquema de simulaciones, [ep].

Los pulsos de corriente ya han sido definidos en el punto anterior. Para todas las simulaciones, el conjunto de pulsos obtenidos se corresponde con las familias creadas al variar  $n$ ,  $m$  y  $t_{pico}$  dentro de los siguientes rangos.

---

$m$	$1$
$n$	$[0.126, 10]$
$t_{pico} [ns]$	$[1, 100]$

El sistema de medida se ha simulado como un filtro pasa-altos de orden 2 y de orden 4, ambos con frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz, y ganancia unitaria para todas las configuraciones de las simulaciones. El orden 4 es representativo de sistemas de medida de tipo capacitivo, mientras que el orden 2 es representativo de sistemas de medida de tipo inductivo. Para simular idealmente el comportamiento del filtro pseudo-integrador, el sistema de medida se ha modelado como un filtro ideal pasa-todo.

La línea de transmisión que conecta el sensor con el pseudo-integrador no se ha simulado, pues típicamente las longitudes de cable empleadas y el comportamiento en radiofrecuencia de los cables coaxiales empleados no modifican representativamente el comportamiento del sistema de medida.

El filtro pseudo-integrador se ha simulado digitalmente, empleando una frecuencia de muestreo de 1ns, o lo que es lo mismo, 1GS/s, lo que permite una reconstrucción en frecuencia según el criterio de Nyquist de hasta 500MHz, que abarca ampliamente el espectro de un pulso de descarga parcial en cable. El filtro se ha implementado digitalmente por medio de un filtro pasa-banda Butterworth con diferentes órdenes y diferentes frecuencias de corte. Las frecuencias de corte simuladas se corresponden con las indicadas para sistemas de medida en banda ancha, por lo que las frecuencias de corte inferior varían entre los 30kHz y los 100kHz, y los incrementos de frecuencia considerados han sido 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz. Al filtro pseudo-integrador se le asignado una impedancia de entrada de 50Ω.

---

Las simulaciones representan la variación de la constante de calibración ante diferentes tipos de pulsos de descargas parciales de diferentes longitudes. La familia de pulsos de corriente se ha obtenido según lo descrito anteriormente al variar los parámetros,  $n$ ,  $m$  y  $t_{pico}$  en la ecuación que define los pulsos de corriente.

El estudio se centra en dos parámetros:

- la constante de calibración obtenida para un pulso de Dirac,  $k_{cal|Dirac}$ , como respuesta límite del sistema de medida. Este parámetro es además representativo de la sensibilidad de la medida. Cuando menor sea el valor de la  $k_{cal}$  mejor será la sensibilidad pues el valor de la constante de calibración disminuye al aumentar el valor de pico de la onda a la salida del filtro pseudo-integrador;
- la variación máxima de la constante de calibración para pulsos de duración inferior a la cota fijada, referida a la constante de calibración obtenida para un pulso de Dirac, de forma que

$$\Delta k_{cal}[\%] = \frac{k_{cal|max}(t_l < cota) - k_{cal|Dirac}}{k_{cal|Dirac}} \cdot 100$$

La consideración de este parámetro tiene la ventaja de que su valor es independiente de las ganancias del sensor y del filtro pseudo-integrador. Al ser la convolución un proceso lineal las ganancias, que matemáticamente son únicamente factores de escala, afectarán igualmente a la determinación de todas las respuestas, por lo que el valor porcentual no se ve afectado por el valor de dichas ganancias.

Una pequeña variación de  $\Delta k_{cal} [\%]$  indicará que la constante de calibración permanece más o menos constante al variar la longitud de los pulsos de corriente, lo que disminuirá la incertidumbre en la

---

determinación del valor de la carga para pulsos de duración menor a la cota empleada. La contribución a la incertidumbre en tanto por cien de la medida de la carga asociada a la determinación de la constante de calibración para este tipo de medidas, será precisamente el valor de  $\Delta k_{cal} [\%]$ , ver Apéndice A.

La Figura 50 representa un ejemplo de la evolución de la variable  $\Delta k_{cal} [\%]$  frente a la longitud de pulso,  $t_i$ , para un sensor pasa-altos de 1000kHz de orden 2, con un filtro pseudo-integrador de ancho de banda de 30kHz a 430kHz de orden 6, para la familia de pulsos obtenida al variar  $n$  entre 0.126 y 10,  $m$  igual a la unidad, y tiempos de pico entre 1ns y 100ns. Se ha representado sólo hasta una longitud de pulso de 2000ns.

La figura muestra claramente la influencia de la longitud de pulso en la variación de la constante de calibración. En este caso y para la configuración descrita, como se aprecia en la figura se obtienen variaciones de hasta el 30% en la constante de calibración para pulsos de longitud 2000ns. Sin embargo para pulsos de longitud menor a 1000ns, la variación es menor al 10%.

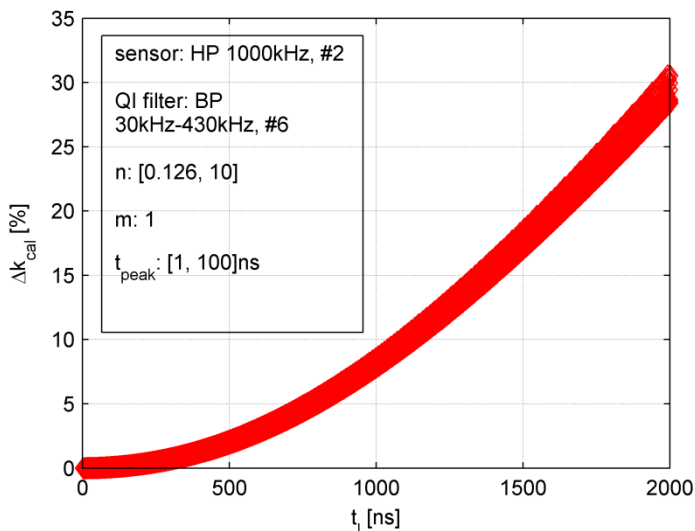


Figura 50. Representación de la evolución de  $\Delta k_{cal}$  [%] vs. la longitud del pulso, [ep].

### 3.4.2. Expresión de la incertidumbre en el proceso de evaluación de la carga.

Sin considerar los errores de medida asociados a la medida de la tensión de pico, a los anchos de banda de los sistemas de medida, a la resolución vertical de los digitalizadores de los osciloscopios, etc. y según en el método de medida descrito en este apartado para la determinación de la carga, el error cometido en la determinación de la carga depende directamente de la constante de calibración empleada, pues a partir de la medida de la tensión de pico, y de la constante de calibración obtenida al realizar la calibración, se obtiene el valor de la carga de forma que

$$pC = mV_{pico} \cdot k_{cal} \left[ \frac{pC}{mV_{pico}} \right] \pm error$$



---

El error absoluto cometido en cualquier medida se define como la diferencia entre la magnitud medida y la magnitud verdadera, de forma que

$$error = |magnitud\ medida - magnitud\ verdadera|$$

y expresando el error absoluto de forma proporcional a la magnitud verdadera se obtiene el error relativo

$$error[\%] = \frac{|magnitud\ medida - magnitud\ verdadera|}{magnitud\ verdadera} \cdot 100$$

En nuestro caso, la expresión del error relativo tiene la siguiente forma

$$\begin{aligned} error[\%] &= \frac{|mV_{pico} \cdot k_{cal_{empleada}} - mV_{pico} \cdot k_{cal_{verdadera}}|}{mV_{pico} \cdot k_{cal_{verdadera}}} \cdot 100 = \\ &= \frac{|k_{cal_{empleada}} - k_{cal_{verdadera}}|}{k_{cal_{verdadera}}} \cdot 100 \end{aligned}$$

La constante de calibración empleada puede diferir de la verdadera en el caso de que los pulsos del calibrador sean diferentes de los pulsos reales de descargas parciales que se estén midiendo.

En cables, la variación en la forma de onda de los pulsos de descargas parciales se debe principalmente a:

- la dinámica interna de la descarga parcial y las distribuciones de campo eléctrico y de carga en el interior del defecto
- el nivel de sobretensión y consecuentemente de campo eléctrico aplicado
- la longitud de cable que el pulso de descarga parcial a recorrido antes de llegar al punto de medida

En nuestro caso, dado que las expresiones de la constante de calibración de las simulaciones se expresan según su variación porcentual respecto de la constante de calibración obtenida para un pulso de Dirac, se tiene que

$$k_{cal_i} = k_{cal|Dirac} \cdot \left( 1 + \frac{\Delta k_{cal_i}}{100} \right)$$

La expresión del error relativo en forma proporcional queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} error[\%] &= \frac{|k_{cal_{empleada}} - k_{cal_{verdadera}}|}{k_{cal_{verdadera}}} \cdot 100 = \\ &= \frac{\left| \frac{\Delta k_{cal_{empleada}}}{100} - \frac{\Delta k_{cal_{verdadera}}}{100} \right|}{1 + \frac{\Delta k_{cal_{verdadera}}}{100}} \cdot 100 \end{aligned}$$

Considerando la incertidumbre como la cota superior del error, en nuestro caso el error se maximiza cuando  $\Delta k_{cal_{verdadera}}$  se hace cero y  $\Delta k_{cal_{empleada}}$  es máxima, o lo que es lo mismo, estamos empleando la constante de calibración obtenida para un pulso muy largo para calcular la carga de un pulso que es idealmente muy corto (pulso de Dirac). Así la incertidumbre expresada en tanto por cien coincide con la expresión de  $\Delta k_{cal}$  para una longitud de pulso dada.

### 3.4.3. Determinación del orden óptimo de un filtro pseudo-integrador.

En este apartado se recoge el análisis de la determinación del orden óptimo para la implementación del filtro pseudo-integrador. Para ello, siguiendo el esquema

---

indicado en la Figura 49, y considerando que el sistema de medida se comporta como un filtro ideal pasa-todo, se ha estudiado el comportamiento de las variables  $k_{cal/Dirac}$  y  $\Delta k_{cal} [\%]$  para longitudes de pulsos de descargas parciales menores a 1000ns y 2000ns, empleando filtros pasa-banda con frecuencia de corte inferior de entre 30kHz y 100kHz, con anchos de banda de 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz, de orden 2, 4, 6 y 8.

Las figuras Figura 51, Figura 52, Figura 53 y Figura 54 representan la  $k_{cal}/_{Dirac}$  para cuatro anchos de banda diferentes, 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz, para frecuencias de corte inferior de 30kHz a 100kHz, de órdenes 2, 4, 6 y 8.

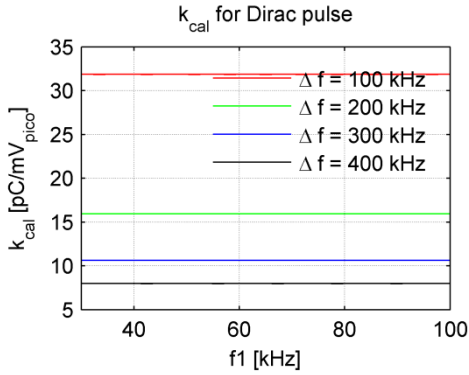


Figura 51. Valores de  $K_{cal}$  para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 2, [ep].

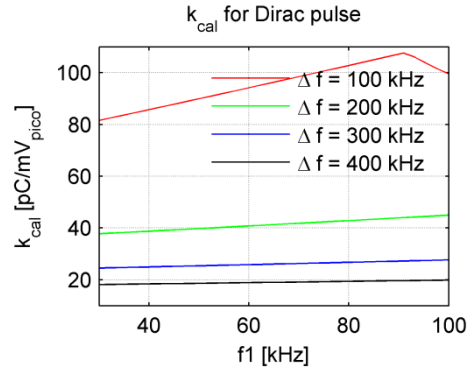


Figura 52. Valores de  $K_{cal}$  para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 4, [ep].

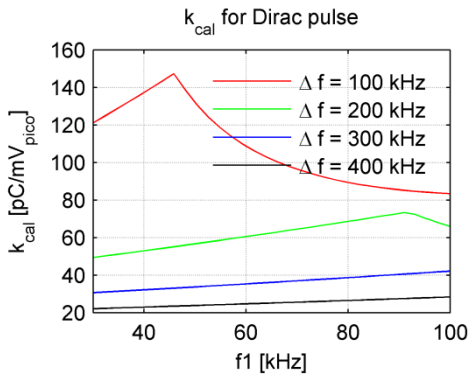


Figura 53. Valores de  $K_{cal}$  para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 6, [ep].

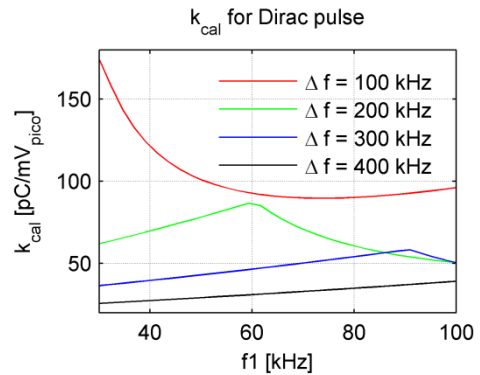


Figura 54. Valores de  $K_{cal}$  para un pulso de Dirac sobre filtro pasa-banda de orden 8, [ep].

Las figuras Figura 55, Figura 56, Figura 57 y Figura 58 representan la  $\Delta k_{cal}$  [%] para cuatro anchos de banda diferentes, 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz, para frecuencias de corte inferior de 30kHz a 100kHz, de órdenes 2, 4, 6 y 8, y longitudes de pulso menores a 1000ns.

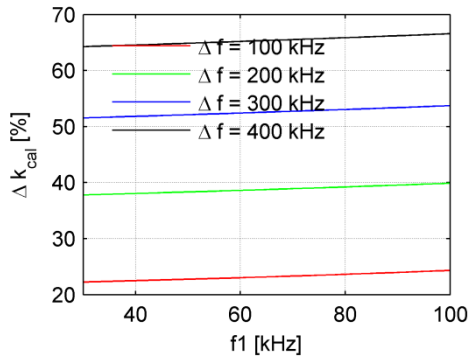


Figura 55. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 2 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].

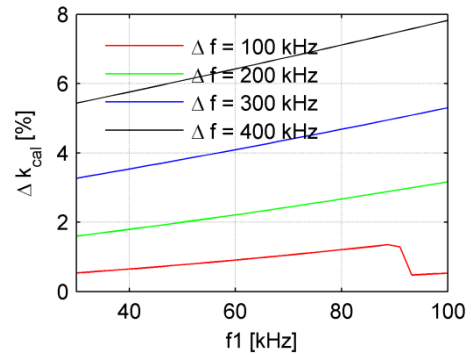


Figura 56. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 4 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].

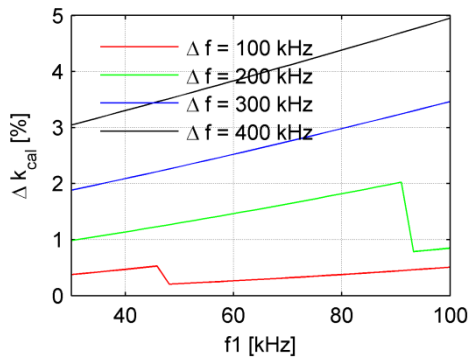


Figura 57. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 6 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].

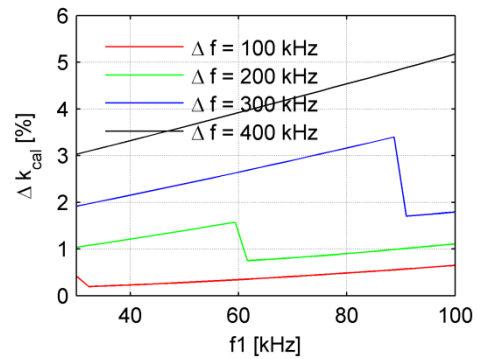


Figura 58. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 8 y longitudes de pulso menores a 1000 ns, [ep].

Las figuras Figura 59, Figura 60, Figura 61 y Figura 62 representan la  $\Delta k_{cal}$  [%] para cuatro anchos de banda diferentes, 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz, para frecuencias de corte inferior de 30kHz a 100kHz, de órdenes 2, 4, 6 y 8, y longitudes de pulso menores a 2000ns.

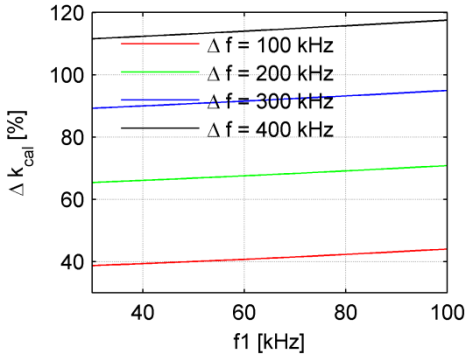


Figura 59. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 2 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].

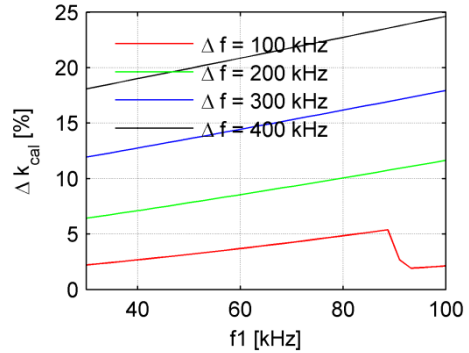


Figura 60. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 4 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].

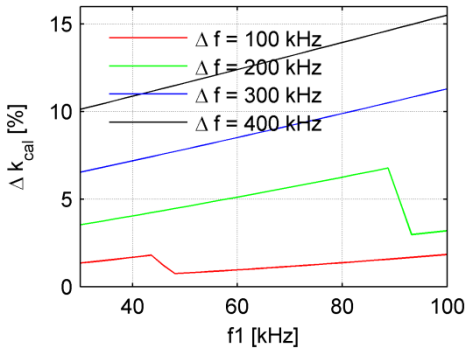


Figura 61. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 6 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].

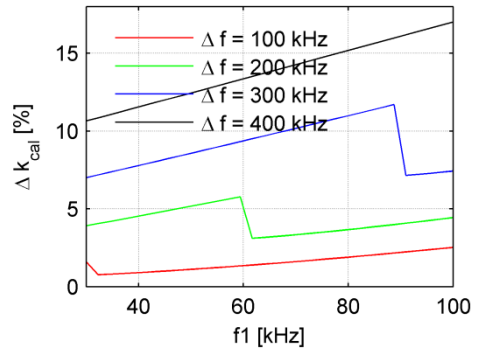


Figura 62. Valores del incremento máximo de la Kcal para filtro pasa-banda de orden 8 y longitudes de pulso menores a 2000 ns, [ep].

---

La Figura 55 muestra claramente como para pulsos menores a 1000ns los filtros de orden 2 son inapropiados para todos los rangos de frecuencias de corte considerados pues poseen variaciones de la constante de calibración muy elevadas. Un incremento del orden hasta un orden 4, Figura 56, rápidamente reduce las variaciones de la constante de calibración. Como puede apreciarse en las figuras Figura 57 y Figura 58, donde se representa la  $\Delta k_{cal} [\%]$  para filtros de orden 6 y de orden 8 respectivamente, prácticamente no existen diferencias en las variaciones de la constante de calibración.

Las mismas conclusiones pueden extraerse al observar las figuras Figura 59, Figura 60, Figura 61 y Figura 62 donde se representan las variaciones de la constante de calibración para pulsos menores a 2000ns.

Desde el punto de vista de la calibración y de la incertidumbre en la determinación de la carga, el orden óptimo para el filtro pseudo-integrador es un orden 6. El incremento del orden no está justificado, mientras que la reducción del orden incrementa las variaciones de la constante de calibración.

#### **3.4.4. Influencia de la frecuencia de corte del sistema de medida. Sistema de medida como filtro pasa-alto de orden 2.**

Una vez determinado el orden óptimo del filtro cuasi-integrador, se ha simulado el comportamiento del conjunto, considerando que el sistema de medida se comporta como un filtro pasa-alto de orden 2 (#2), para frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz.

Es este caso en las gráficas se han representado los valores de  $\Delta k_{cal} [\%]$  en función de la frecuencia de corte inferior del filtro pseudo-integrador de orden 6,

---

para un ancho de banda determinado (100kHz, 200kHz, 300kHz o 400kHz), para cuatro longitudes de pulso, siendo estas 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns.

Las figuras Figura 63 a Figura 67 muestran la  $k_{cal}/Dirac$  para un sistema de medida ideal pasa-todo, y para un sistema de medida con comportamiento de filtro pasa-altos de orden 2 con frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz.

Las figuras Figura 68 a Figura 87 muestran la  $\Delta k_{cal} [\%]$  para un sistema de medida ideal pasa-todo, y para un sistema de medida con comportamiento de filtro pasa-altos de orden 2 con frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz, para cada uno de los anchos de banda considerados, siendo estos 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz. En cada una de estas gráficas se han representado las curvas pertenecientes a cuatro longitudes de pulso diferentes, siendo estos 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns.



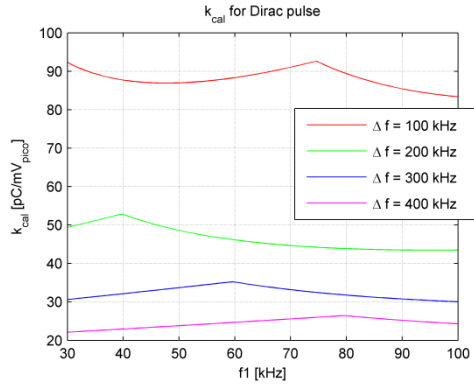


Figura 63.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-todo. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

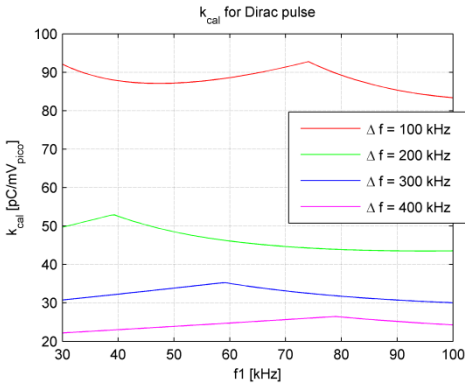


Figura 64.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

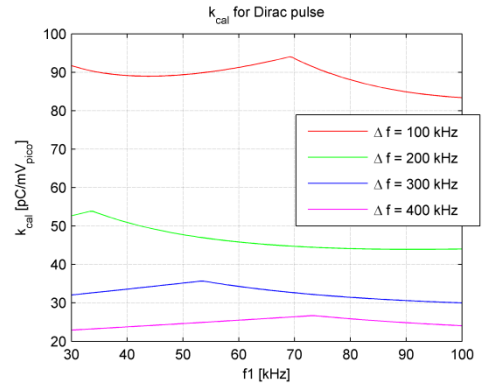


Figura 65.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

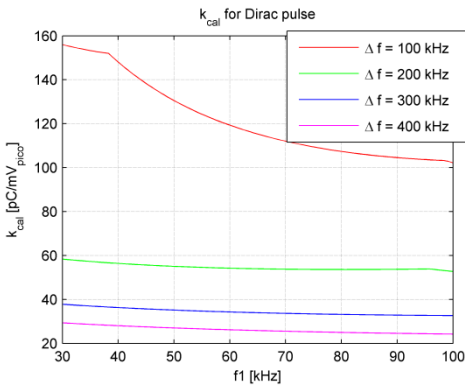


Figura 66.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

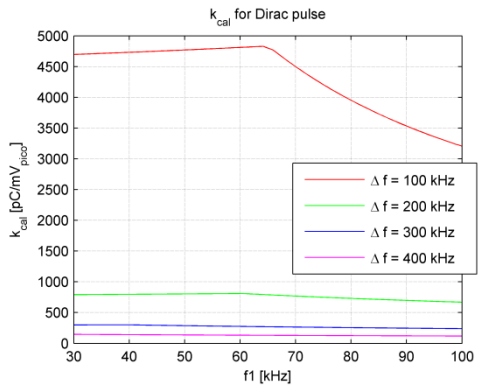


Figura 67.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

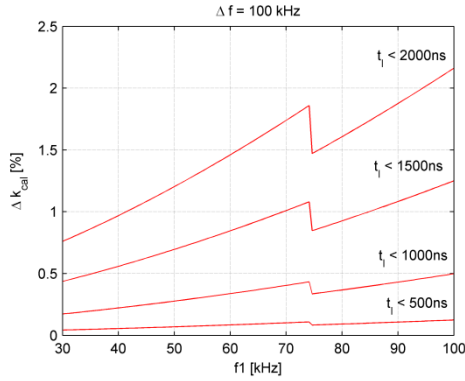


Figura 68.  $\Delta kcal$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100\text{kHz}$  orden 6, [ep].

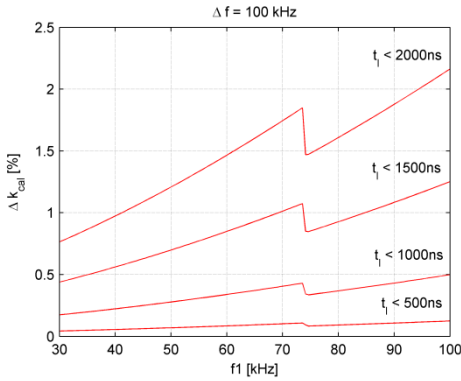


Figura 69.  $\Delta kcal$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100\text{kHz}$  orden 6, [ep]

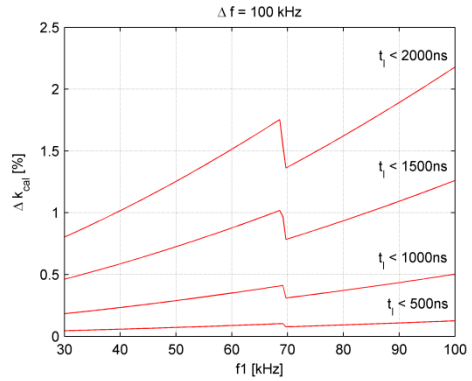


Figura 70.  $\Delta kcal$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100\text{kHz}$  orden 6, [ep]

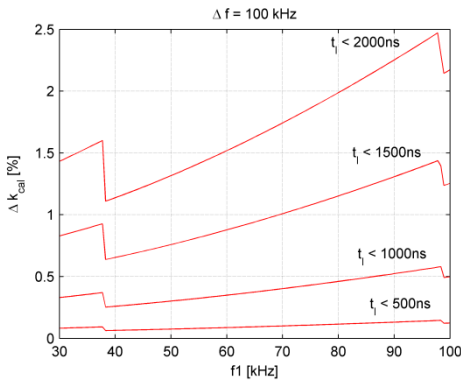


Figura 71.  $\Delta kcal$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100\text{kHz}$  orden 6, [ep]

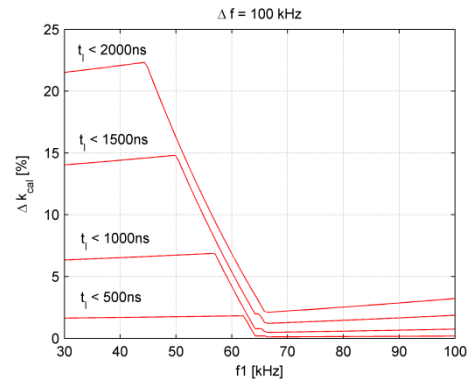


Figura 72.  $\Delta kcal$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100\text{kHz}$  orden 6, [ep]

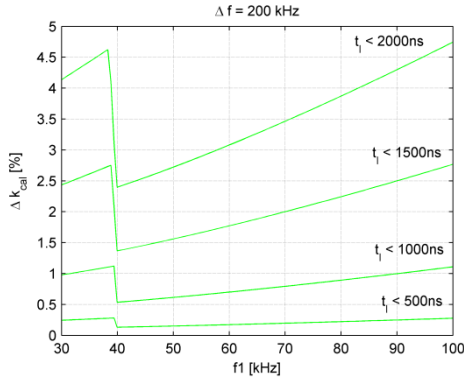


Figura 73.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep].

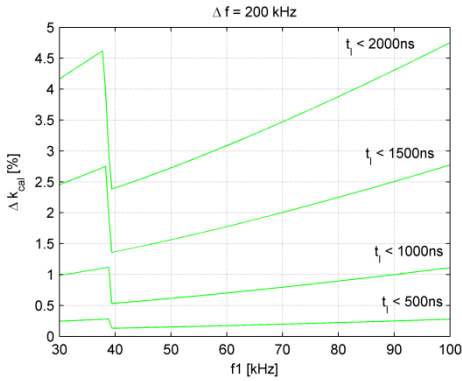


Figura 74.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

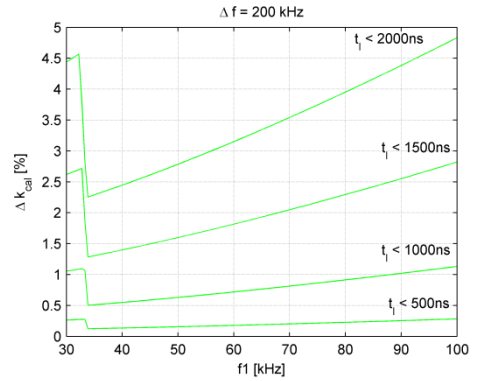


Figura 75.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

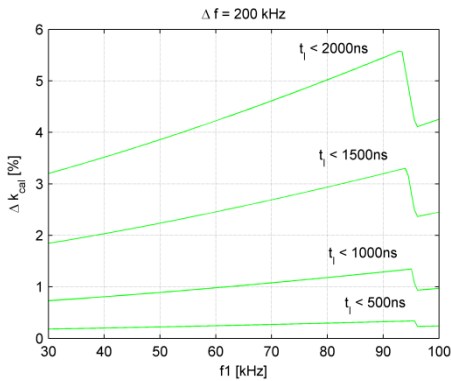


Figura 76.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

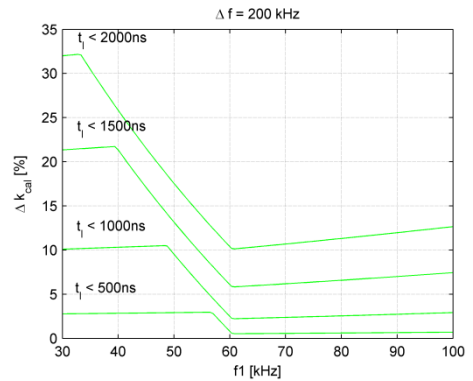


Figura 77.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

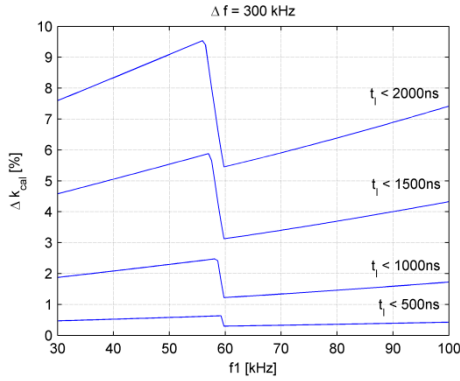


Figura 78.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300\text{kHz}$  orden 6, [ep].

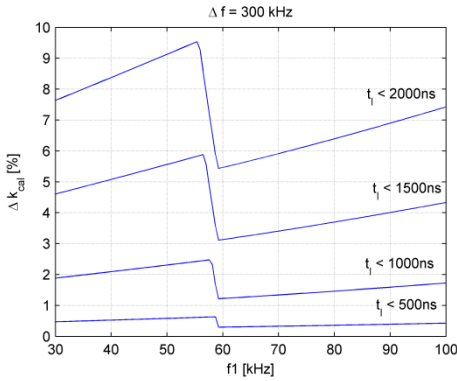


Figura 79.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema de medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300\text{kHz}$  orden 6, [ep]

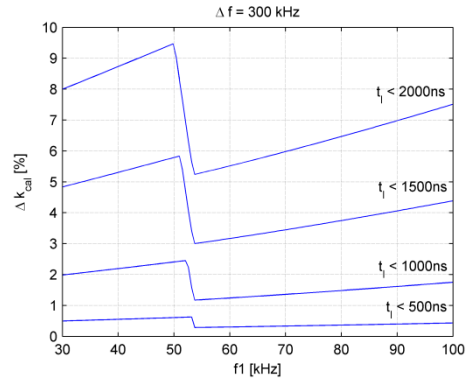


Figura 80.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema de medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300\text{kHz}$  orden 6, [ep]

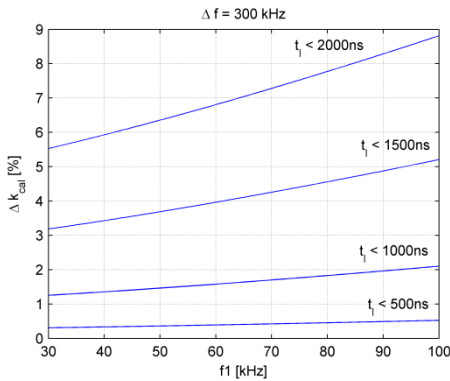


Figura 81.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300\text{kHz}$  orden 6, [ep]

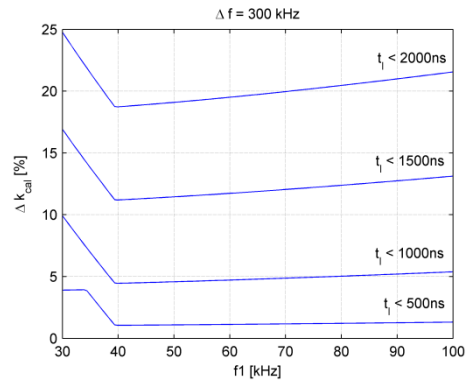


Figura 82.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300\text{kHz}$  orden 6, [ep]

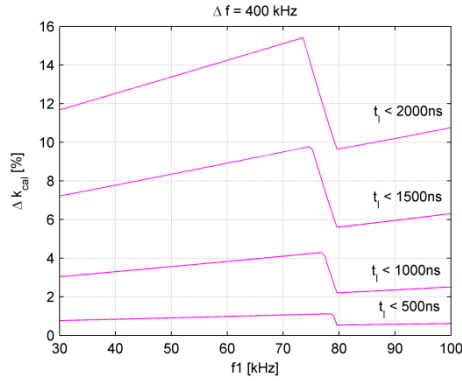


Figura 83.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep].

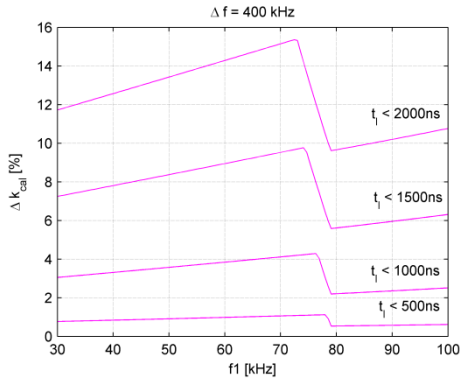


Figura 84.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

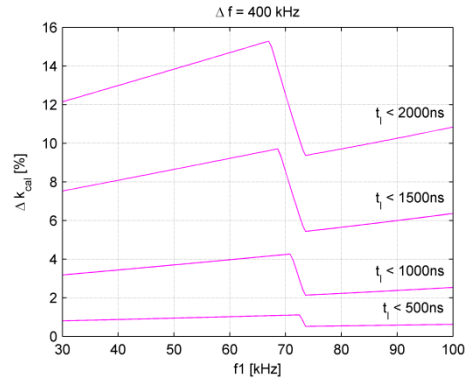


Figura 85.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

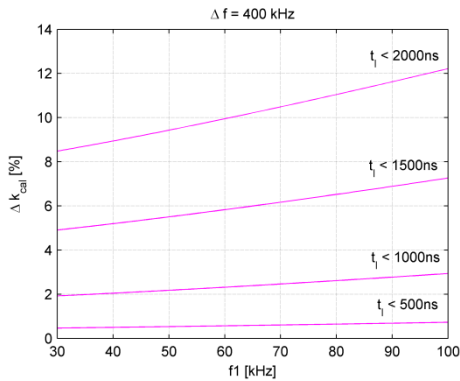


Figura 86.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

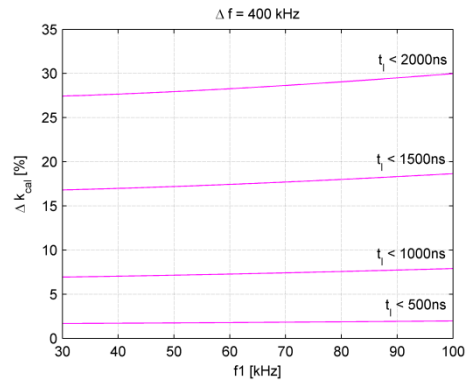


Figura 87.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #2. Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

La Tabla 6 recoge los resultados para las configuraciones simuladas para un valor límite de  $\Delta k_{cal} [\%] < 10\%$ . Los cuadros en verde indican que la configuración cumple sin restricciones la condición establecida. Los cuadros en naranja indican que para cumplir con el valor límite establecido, es necesario cumplir la condición que figura en su interior, así por ejemplo, si empleamos un sistema de medida con frecuencia de corte de 1000kHz y un filtro pseudo-integrador con 100kHz de ancho de banda, si queremos que la variación de la constante de calibración sea menor al 10% para pulsos de longitud inferior a 2000ns, es necesario que la frecuencia de corte inferior del filtro pseudo-integrador sea superior a 57kHz. Los cuadros en rojo indican que para cualquier configuración se supera el valor límite establecido.

Tabla 6. Resumen de resultados para un valor límite de  $\Delta k_{cal} [\%] < 10\%$  con sistema de medida de orden 2, [ep].

QI filter BW	$\Delta f = 100\text{kHz}$				$\Delta f = 200\text{kHz}$				$\Delta f = 300\text{kHz}$				$\Delta f = 400\text{kHz}$				
	$t_1 < [ns]$				$t_1 < [ns]$				$t_1 < [ns]$				$t_1 < [ns]$				
$f_c[\text{kHz}]$	5 0 0	1 0 0	1500	2000	5 0 0	1000	1500	2 0 0	5 0 0	1 0 0	1500	2000	5 0 0	1 0 0	1 5 0	2000	
1																	$f_1: [78-86]\text{kHz}$
10																	$f_1: [72-85]\text{kHz}$
100																	$f_1 < 60\text{kHz}$
1000			$f_1 > 55\text{kHz}$	$f_1 > 57\text{kHz}$		$f_1 > 49\text{kHz}$	$f_1 > 54\text{kHz}$										

### 3.4.5. Influencia de la frecuencia de corte del sistema de medida.

#### Sistema de medida como filtro pasa-alto de orden 4.

Se ha simulado el comportamiento del sistema de medida, considerando que se comporta como un filtro pasa-alto de orden 4, simulando frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz.

Es este caso en las gráficas se han representado los valores de  $\Delta k_{cal} [\%]$  en función de la frecuencia de corte inferior del filtro pseudo-integrador de orden 6,

---

para un ancho de banda determinado (100kHz, 200kHz, 300kHz o 400kHz), para cuatro longitudes de pulso, siendo estas 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns.

Las figuras Figura 88 a Figura 92 muestran la  $k_{cal}/Dirac$  para un sistema de medida ideal pasa-todo, y para un sistema de medida con comportamiento de filtro pasa-altos de orden 4 con frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz.

Las figuras Figura 93 a Figura 112 muestran la  $\Delta k_{cal} [\%]$  para un sistema de medida ideal pasa-todo, y para un sistema de medida con comportamiento de filtro pasa-altos de orden 4 con frecuencias de corte de 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1000kHz, para cada uno de los anchos de banda considerados, siendo estos 100kHz, 200kHz, 300kHz y 400kHz. En cada una de estas gráficas se han representado las curvas pertenecientes a cuatro longitudes de pulso diferentes, siendo estos 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns.

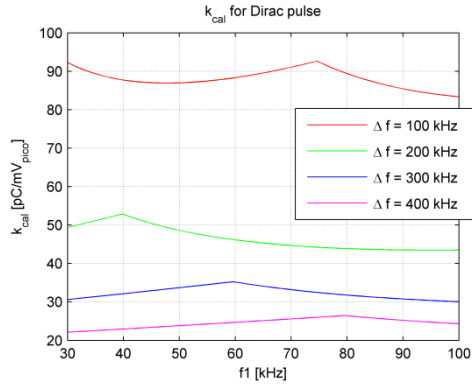


Figura 88.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-todo. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

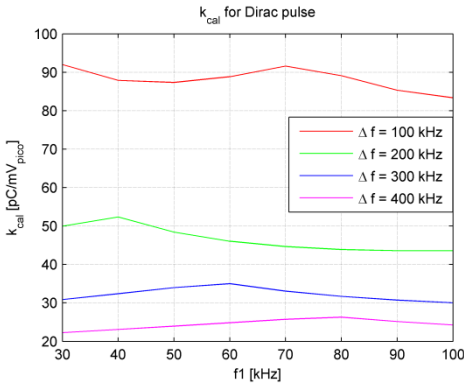


Figura 89.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

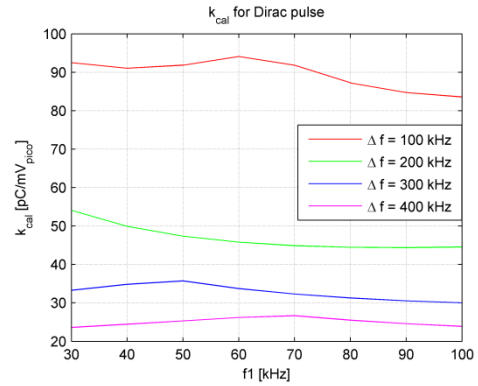


Figura 90.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

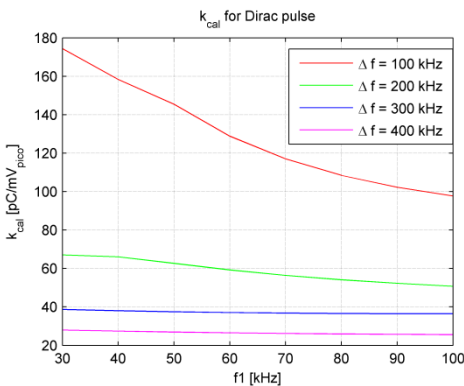


Figura 91.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].

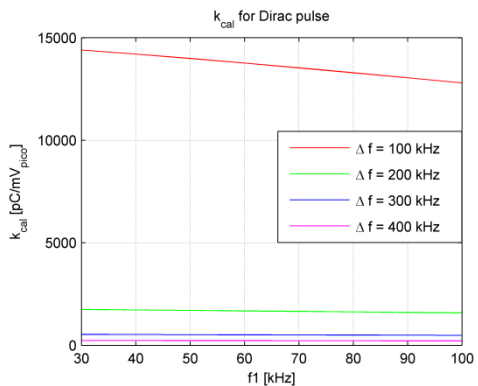


Figura 92.  $k_{cal}$  para pulso de Dirac. Sistema medido pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador orden 6, [ep].



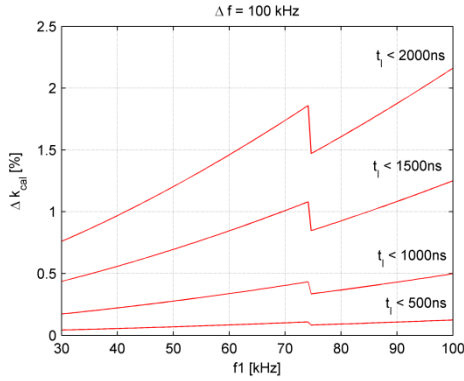


Figura 93.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100kHz$  orden 6, [ep].

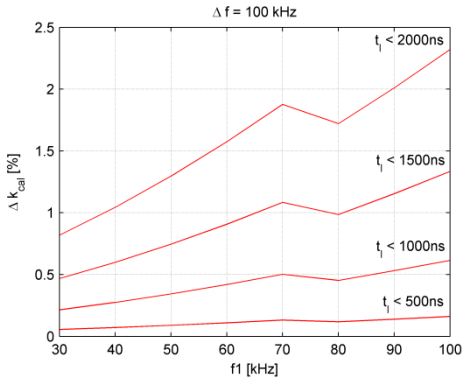


Figura 94.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100kHz$  orden 6, [ep]

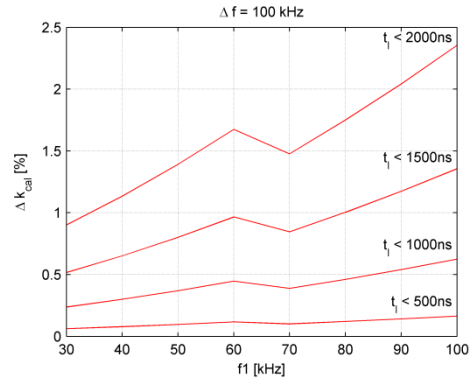


Figura 95.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100kHz$  orden 6, [ep]

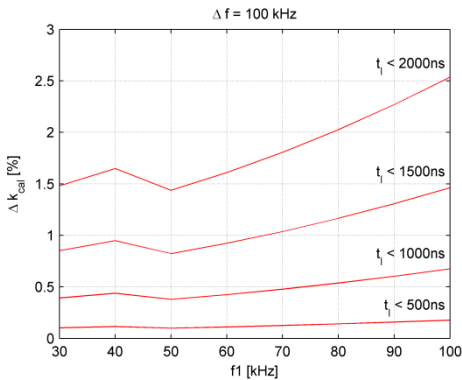


Figura 96.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100kHz$  orden 6, [ep]

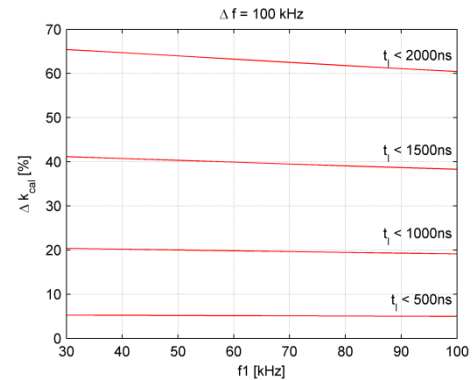


Figura 97.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 100kHz$  orden 6, [ep]

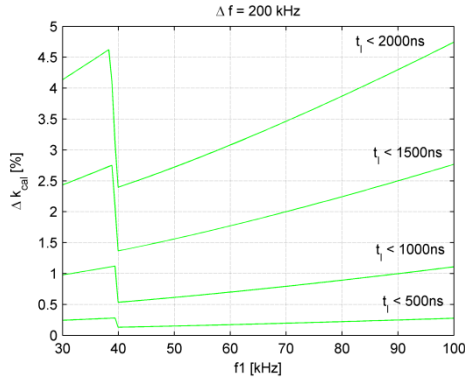


Figura 98.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep].

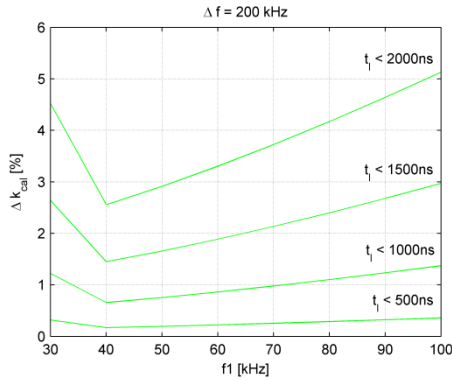


Figura 99.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

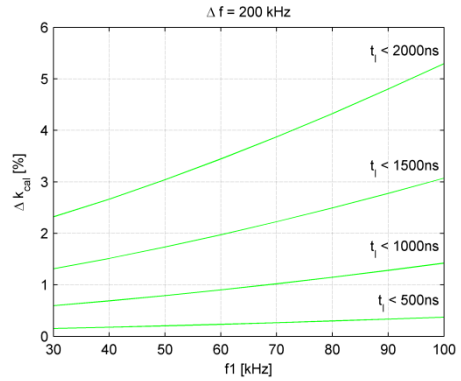


Figura 100.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

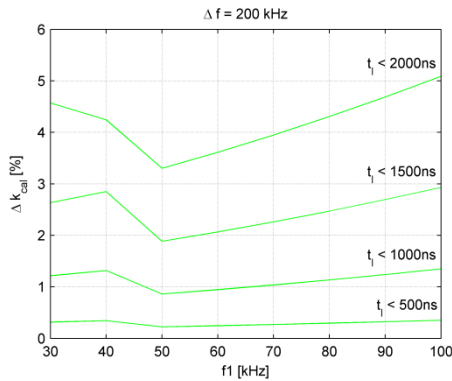


Figura 101.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

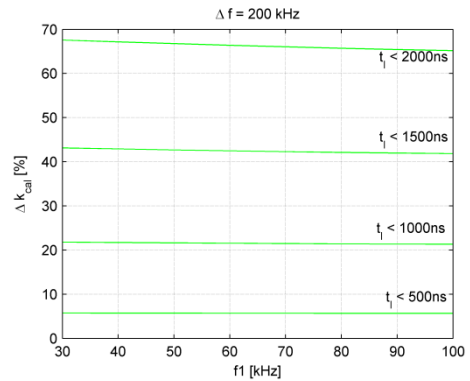


Figura 102..  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 200\text{kHz}$  orden 6, [ep]

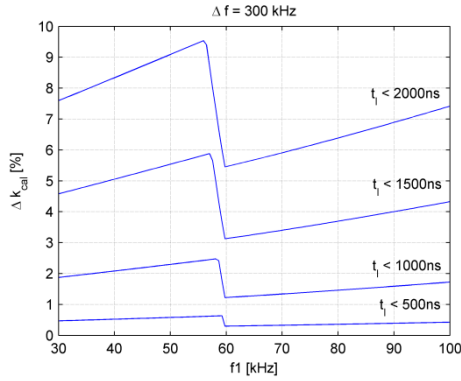


Figura 103.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300kHz$  orden 6, [ep].

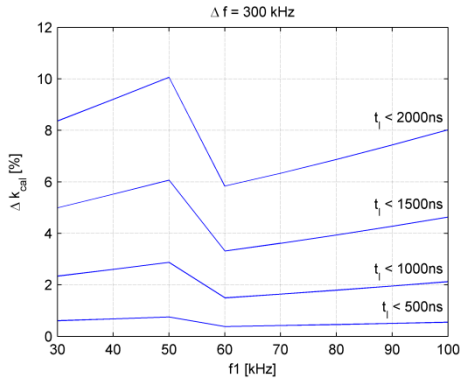


Figura 104.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 1kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300kHz$  orden 6, [ep]

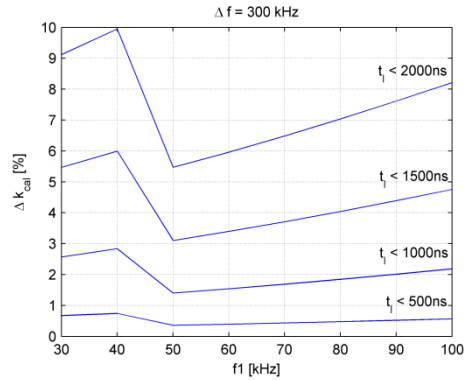


Figura 105.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 10kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300kHz$  orden 6, [ep]

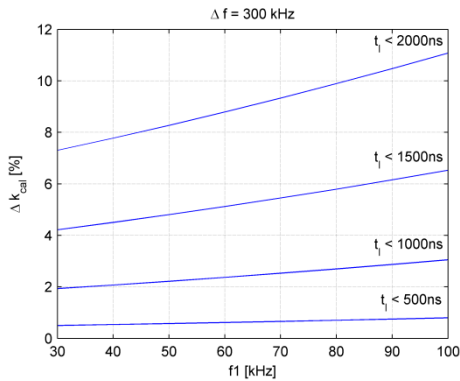


Figura 106.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 100kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300kHz$  orden 6, [ep]

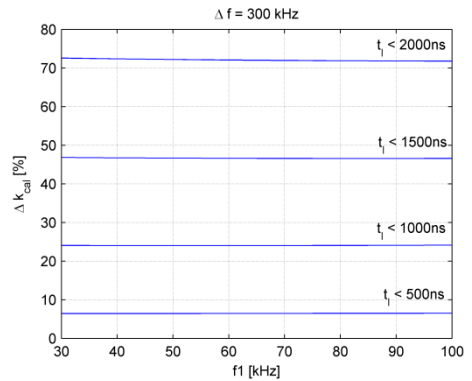


Figura 107.  $\Delta k_{cal} [\%]$  vs  $f_1 [kHz]$ . Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4. Pseudo-integrador  $\Delta f = 300kHz$  orden 6, [ep]

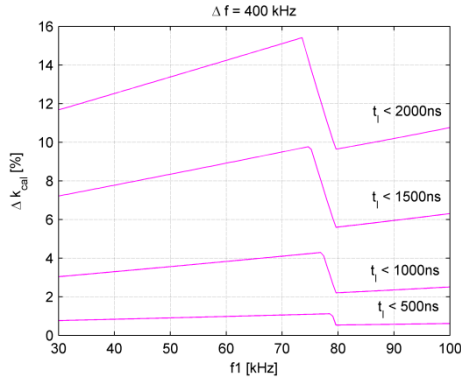


Figura 108.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-todo. Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep].

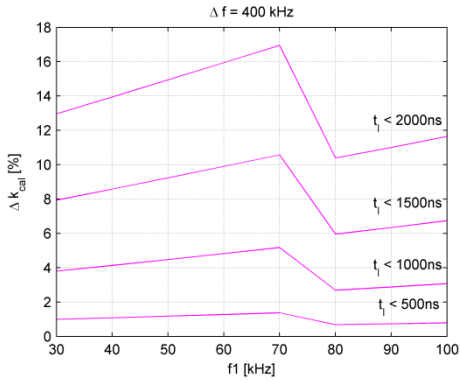


Figura 109.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

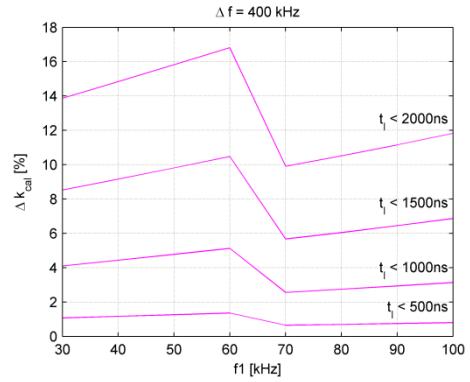


Figura 110.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 10kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

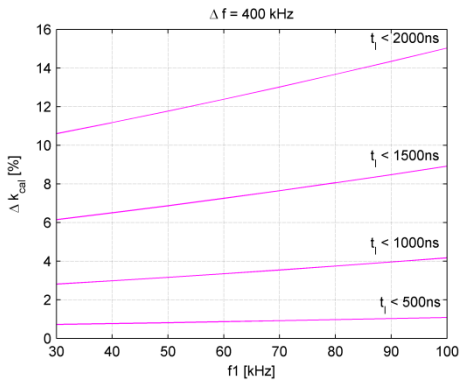


Figura 111.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 100kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

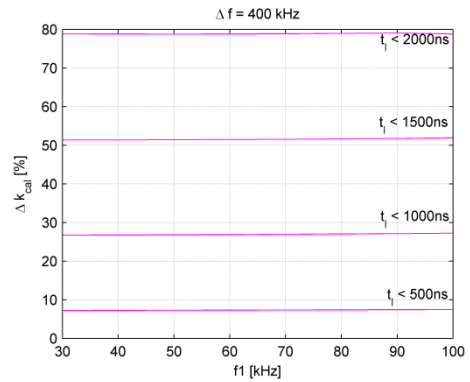


Figura 112.  $\Delta k_{cal}$  [%] vs  $f_1$  [kHz]. Sistema medida pasa-alto 1000kHz #4.

Pseudo-integrador  $\Delta f = 400\text{kHz}$  orden 6, [ep]

La Tabla 7 recoge los resultados para las configuraciones simuladas para un valor límite establecido de  $\Delta k_{cal} [\%] < 10\%$ .

Tabla 7. Resumen de resultados para un valor límite de  $\Delta k_{cal} [\%] < 10\%$  con sistema de medida de orden 4, [ep].

QI filter BW	$\Delta f = 100\text{kHz}$				$\Delta f = 200\text{kHz}$				$\Delta f = 300\text{kHz}$				$\Delta f = 400\text{kHz}$			
	$t_1 < [ns]$				$t_1 < [ns]$				$t_1 < [ns]$				$t_1 < [ns]$			
$f_c [\text{kHz}]$	5 0 0	1 0 0	1500	2000	5 0 0	1000	1500	2 0 0	5 0 0	1 0 0	1500	2000	5 0 0	1 0 0	1500	2 0 0
1																$f_1 < 62\text{kHz}$ $f_2 > 72\text{kHz}$
10																$f_1 < 53\text{kHz}$ $f_2 > 61\text{kHz}$
100												$f_1 < 82\text{kHz}$				
1000																

### 3.5. Conclusiones.

Los estudios realizados en este capítulo han demostrado por medio de cálculos numéricos que los filtros pseudo-integradores de banda ancha pueden emplearse como parte del sistema de medida de descargas parciales en cables y obtener con ellos medidas de carga aparente con incertidumbres razonables incluso para pulsos de duraciones de 2000ns, siempre y cuando se empleen las configuraciones adecuadas.

Los resultados muestran la influencia del orden de los sistemas de medida y de las frecuencias de corte de los filtros pseudo-integradores para lograr incertidumbres razonables, y el compromiso necesario de estos parámetros con la sensibilidad.

Desde el punto de vista del orden del filtro pseudo-integrador, se ha comprobado que el orden óptimo del filtro es un orden 6. Filtros de órdenes inferiores poseen variaciones elevadas de la constante de calibración por lo que

---

resultan desaconsejables desde el punto de vista de la evaluación de la carga, mientras que incrementar el orden a un orden 8 no reduce las variaciones de la constante de calibración y en la práctica supone un aumento de complejidad en el caso de emplear filtros analógicos.

La influencia del ancho de banda del sistema de medida queda patente en la Tabla 6 para sistemas de medida con comportamiento de filtro pasa-alto de orden 2 y en la Tabla 7 para orden 4, donde se resumen los resultados de las configuraciones simuladas.

Para sistemas de medida de orden 2, como se aprecia en la Tabla 6, si se quiere obtener una variación de la constante de calibración menor al 10% para pulsos de duración de hasta 2000ns, es necesario una frecuencia de corte inferior a 100kHz y ancho de banda del filtro cuasi-integrador igual o menor a 300kHz. En el caso de emplear sistemas de medida de orden 4, es necesario emplear una frecuencia de corte inferior a 100kHz y ancho de banda del filtro cuasi-integrador igual o menor a 200kHz.

Los sistemas de medida con frecuencias de corte de 1000kHz de orden 2, solo pueden ser empleados con anchos de banda del filtro cuasi-integrador de 100kHz, y frecuencias de corte inferior de dicho filtro superiores a 57kHz, si se quiere mantener la cota de la variación de la constante de calibración por debajo del 10% para pulsos de longitud menor o igual a 2000ns.

Desde el punto de vista de la sensibilidad, las figuras Figura 63 a Figura 67, muestran la constante de calibración para un pulso de Dirac para las configuraciones del filtro pasa-banda de orden 6 ensayadas para sistemas de medida de orden 2. Como se aprecia en las figuras, prácticamente no existen diferencias en los valores de la  $k_{cal}/Dirac$  para un sistema de medida pasa-todo y para sistemas de medida con frecuencias de corte de 1kHz y 10kHz.

---

Un análisis de la Figura 63, donde se representan los valores de  $k_{cal}/Dirac$  para un sistema de medida pasa-todo, muestra las diferencias en los valores de dicha variable, para los cuatro anchos de banda considerados de 100kHz, 200kHz, 300kHz, y 400 kHz del filtro cuasi-integrador. Por ejemplo, para una frecuencia de corte inferior de 30kHz, y ancho de banda de 100kHz, el valor de la constante de calibración es de  $92 \text{ pC/mV}_{pico}$ , mientras que para un ancho de banda de 400kHz es de  $22 \text{ pC/mV}_{pico}$ . Desde el punto de vista de la sensibilidad ello implica que el ancho de banda de 400kHz, a igual pulso de descarga parcial, produce a la salida del filtro un pulso que es  $92/22 \approx 4.1$  superior en mV al ancho de banda de 100kHz, lo que aumenta la sensibilidad de la medida pues a igual pulso a la entrada se obtiene una respuesta de mayor valor de pico a la salida. Por ello, desde el punto de vista de la sensibilidad, el ancho de banda más apropiado es el de 400kHz.

Respecto de la influencia de la frecuencia de corte del sistema de medida, el sistema de medida óptimo es siempre el que posee un comportamiento de pasa-todo pues se alcanza el mayor valor de pico para un mismo pulso de descarga parcial. En la práctica resulta impracticable pues es necesario atenuar la onda de la frecuencia de energización del cable. Por ello, las frecuencias de corte ideales para los sistemas de medida son las de 1kHz y 10kHz. Por ejemplo, para una frecuencia de corte inferior del filtro cuasi-integrador de 30kHz, la sensibilidad de la medida con un sistema de medida de orden 2 de frecuencia de corte de 1kHz es 1.69 superior que con un sistema de medida de frecuencia de corte de 100kHz para un ancho de banda del filtro cuasi-integrador de 100kHz, y 1.36 veces superior para un ancho de banda del filtro cuasi-integrador de 400kHz.

Puesto que la sensibilidad de la medida y la incertidumbre en la evaluación de la carga son variables contrapuestas, pues el aumento de la sensibilidad implica el aumento de la incertidumbre al emplear este tipo de sistemas de medida de descargas parciales, es necesario llegar a un compromiso entre estas dos variables.

---

Un buen compromiso entre estos dos parámetros es emplear un ancho de banda para el filtro pseudo-integrador menor a 300kHz con sistemas de medida de orden 2 de frecuencia de corte de entre 1kHz y 10kHz. Para sistemas de medida de orden 4 es necesario emplear un ancho de banda del filtro pseudo-integrador menor a 200kHz.



---

## **4. Análisis de la evaluación de la carga aparente con sistemas de medida de gran ancho de banda (método no convencional).**

### **4.1. Introducción.**

En el capítulo anterior se ha analizado el procedimiento para la evaluación de carga de los pulsos de descargas parciales empleando el método convencional para equipos de banda ancha, y se han explorado los límites de los errores cometidos en la determinación de la carga al emplear dichos métodos.

En este capítulo se proponen y se estudian tres sistemas para la evaluación de la carga cuando se emplean sistemas de medida de descargas parciales correspondientes a los métodos no convencionales, es decir, sin emplear filtros pseudo-integradores para la evaluación de la carga sino recurriendo a otras técnicas.

### **4.2. Generalidades.**

El análisis realizado en este capítulo se centra en el estudio de la constante de calibración para sistemas de medida de gran ancho de banda, a través de la influencia sobre dicha constante de la forma de onda de los pulsos, de las frecuencias de corte del sistema de medida y del orden de este.

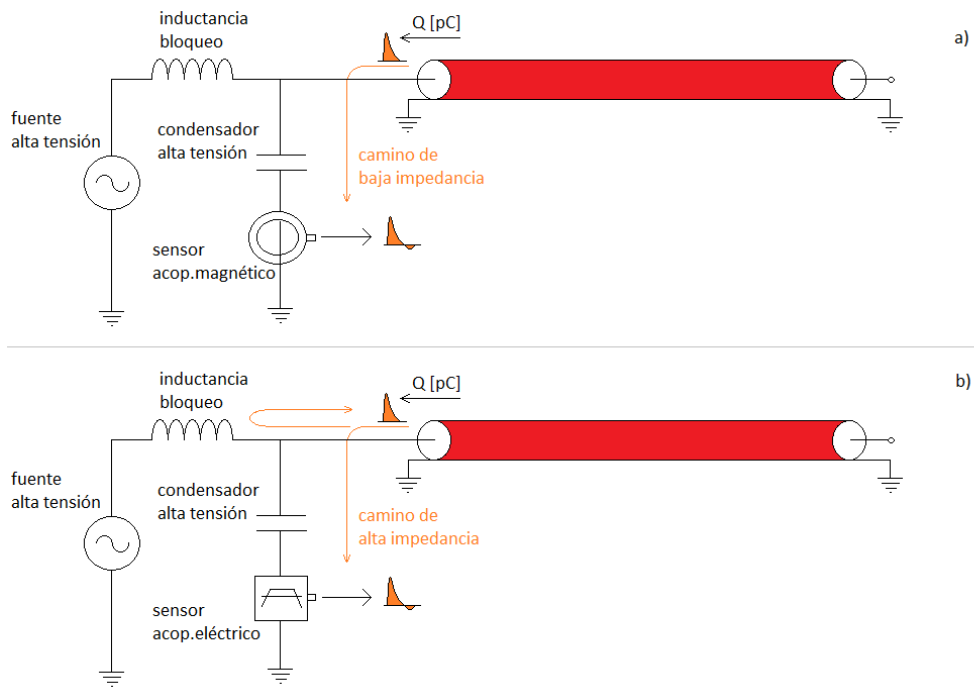
Los sistemas de medida de gran ancho de banda emplean sensores de gran ancho de banda de dos tipos: sensores acoplados por campo eléctrico (sensores

---

capacitivos) y sensores acoplados por campo magnético (sensores inductivos), ver Figura 113. En ambos tipos de dispositivos las frecuencias de corte de los sensores deben ser tales que permitan la reproducción de los pulsos de descargas parciales, y que además tengan la suficiente atenuación a la frecuencia de energización como para que los digitalizadores y equipos de medida no resulten dañados o saturados.

Los sensores acoplados por campo magnético suelen ser transformadores de corriente de alta frecuencia, (HFCT High Frequency Current Transformers), cuya función de transferencia, es decir, la ecuación que describe la relación entre la tensión de salida y la corriente de entrada, se ajusta a la de un filtro pasa-banda de orden 2. La influencia del propio cable de alta tensión junto con el condensador actúa sobre la corriente que va a medir el sensor como si de un filtro de orden 2 se tratara. El conjunto cable-condensador y el sistema de medida se comportará entonces comportarse como un orden 4.

Los sensores acoplados por campo eléctrico son dispositivos de alta impedancia capaces de medir las tensiones que los pulsos de descargas parciales producen al propagarse por el cable. Generalmente constan de un condensador de alta tensión acoplado con el conductor del cable, y un circuito conectado en serie diseñado para atenuar suficientemente la onda de tensión a la frecuencia de energización y con el ancho de banda adecuado para poder medir las descargas parciales. Estos dispositivos ajustan su comportamiento al de un filtro pasa-banda, de orden 2 o 4, dependiendo de la frecuencia de corte inferior del dispositivo y del nivel de tensión que deban soportar.



*Figura 113. a) Sistema de medida con sensor acoplado magnéticamente; b) Sistema de medida con sensor acoplado eléctricamente, [ep].*

En los siguientes puntos de este capítulo se realiza un estudio matemático, desde el punto de vista de la determinación de la carga, de la medida de descargas parciales. Seguidamente se describen tres procedimientos para la determinación de la carga con este tipo de sistemas de medida, y finalmente se realizan cálculos numéricos para determinar la cota de los errores cometidos al emplear este tipo de dispositivos.

---

## 4.3. Método no convencional.

### 4.3.1. Análisis de la problemática de la medida de la carga.

De forma general, el comportamiento de cualquier sistema de medida queda definido por una función de transferencia que establece la relación entre la entrada y la salida del sistema, donde la entrada es el fenómeno que se quiere medir y la salida es la medida de dicho fenómeno. En el caso de la medida de descargas parciales la entrada es el pulso de corriente generado por la descarga parcial, y la salida es el pulso de tensión medido.

La respuesta de un sistema ante una entrada conocida, puede obtenerse en el dominio de la frecuencia, mediante el uso de la transformada de Fourier, o bien en el dominio del tiempo, mediante la convolución, si se conoce la función de transferencia del sistema, ver Figura 114.

La formulación de ambas respuestas es equivalente, pues a través del empleo de la transformada puede expresarse una función en el dominio frecuencial a partir de la función en el dominio temporal, y viceversa por medio de la antitransformada de Fourier.

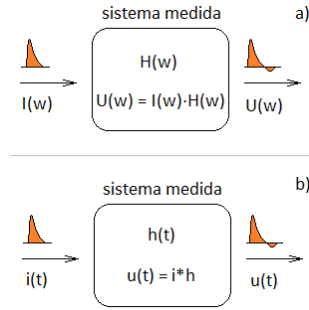


Figura 114. a) Respuesta de un sistema en el dominio de la frecuencia; b) respuesta de un sistema en el dominio del tiempo, [ep].

### Dominio del tiempo

En el dominio temporal, dada una corriente  $i(t)$ , y la respuesta impulsional del sistema de medida,  $h(t)$ , la salida del sistema de medida,  $u(t)$ , puede calcularse a partir de la convolución de la respuesta impulsional del sistema y del pulso de corriente, de la forma

$$u(t) = i * h = \int_{-\infty}^{+\infty} i(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau$$

Si se discretizan las señales y se trabaja en el dominio temporal discreto, entonces se tiene que

$$\begin{aligned} u_1 &= h_1 \cdot i_1 \\ u_2 &= h_2 \cdot i_1 + h_1 \cdot i_2 = h_1 \cdot i_2 + h_2 \cdot i_1 \\ u_3 &= h_3 \cdot i_1 + h_2 \cdot i_2 + h_1 \cdot i_3 = h_1 \cdot i_3 + h_2 \cdot i_2 + h_3 \cdot i_1 \\ u_4 &= h_4 \cdot i_1 + h_3 \cdot i_2 + h_2 \cdot i_3 + h_1 \cdot i_4 = h_1 \cdot i_4 + h_2 \cdot i_3 + h_3 \cdot i_2 + h_4 \cdot i_1 \\ &\dots\dots \end{aligned}$$

La integración de la convolución de las dos señales,  $i(t)$  y  $h(t)$ , conduce a la siguiente expresión

$$\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t)dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)dt$$

En el dominio discreto del tiempo, se cumple igualmente que

$$\sum_{i=1}^n u_i = i_1 \sum_{i=1}^n h_i + i_2 \sum_{i=1}^{n-1} h_i + \dots + i_{n-1} \sum_{i=1}^2 h_i + i_n \cdot h_1$$

y tomando límites cuando  $n \rightarrow \infty$ , se tiene que

$$\sum_{i=1}^n u_i = \sum_{i=1}^n i_i \cdot \sum_{i=1}^n h_i$$

Puesto que la corriente eléctrica es la variación de la carga en el tiempo, la carga se define como la integral de la corriente, y así

$$i(t) = \frac{dq}{dt} \quad \rightarrow \quad q = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t)dt$$

lo que conduce a una expresión de la carga en función de la integral de la salida del sistema y de la integral de su respuesta impulsional, pues

$$\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt = \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} i(t)dt}_q \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)dt \quad \rightarrow \quad q = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} h(t)dt}$$

La expresión anterior permite teóricamente la evaluación de la carga a partir de la integración de la respuesta del sistema y de la integración de la respuesta impulsional. El valor de la integral de la respuesta impulsional puede ser determinado incluso experimentalmente mediante el empleo de un calibrador. Inyectando con un

---

calibrador una carga conocida,  $q_{calibrador}$ , y midiendo la respuesta del sistema a dicha carga, puede obtenerse el valor de integral de la respuesta impulsional de forma que

$$k_{cal} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)dt = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt}{q_{calibrador}}$$

siendo  $k_{cal}$  una constante del sistema de medida.

De esta forma, una vez determinada la constante de calibración, la carga de una descarga parcial podría obtenerse a partir de la integración de la respuesta del sistema y de la constante de calibración  $k_{cal}$  mediante la expresión

$$q = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} h(t)dt} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt}{k_{cal}}$$

Las expresiones y el razonamiento realizado hasta ahora muestran como teóricamente es posible obtener una única constante de calibración para evaluar la carga de una descarga parcial.

En la práctica resulta inviable obtener la carga integrando completamente la señal dado el comportamiento de la respuesta impulsional para sistemas de medida con funciones de transferencia de tipo filtro pasa-banda.

Para demostrarlo se puede recurrir a la función de transferencia de mínimo orden que define el comportamiento de un filtro pasa-banda, siendo  $H(s)$  la función de transferencia en el dominio de Laplace,  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  el ancho de banda a -3db, con  $\omega_1$  la frecuencia de corte inferior, y  $\omega_2$  la frecuencia de corte superior, y  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$

$$H(s) = \frac{K_{BP} \cdot \Delta\omega \cdot s}{s^2 + \Delta\omega \cdot s + \omega_0^2}$$

---

La respuesta impulsional del sistema puede obtenerse realizando la antitransformada de Laplace de la ecuación anterior, de donde se deduce que la respuesta impulsional,  $h(t)$ , del sistema de medida vale

$$h(t) = \frac{\alpha_1}{\gamma_1 - \gamma_2} (\gamma_1 \cdot e^{\gamma_1 t} - \gamma_2 \cdot e^{\gamma_2 t})$$

con las constantes

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= K_{BP} \cdot \Delta\omega \\ \beta_1 &= \Delta\omega \\ \beta_2 &= \omega_0^2 \\ \gamma_1 &= \frac{-\beta_1 + \sqrt{\beta_1^2 - 4\beta_2}}{2} \\ \gamma_2 &= \frac{-\beta_1 - \sqrt{\beta_1^2 - 4\beta_2}}{2} \end{aligned}$$

siendo  $K_{BP}$  la ganancia del sistema.

Dado que en este caso se conoce la expresión analítica de la respuesta impulsional es posible obtener la expresión de la integral de la respuesta impulsional

$$\int_0^t h(t) \cdot dt = \frac{\alpha_1}{\gamma_1 - \gamma_2} (e^{\gamma_1 t} - e^{\gamma_2 t})$$

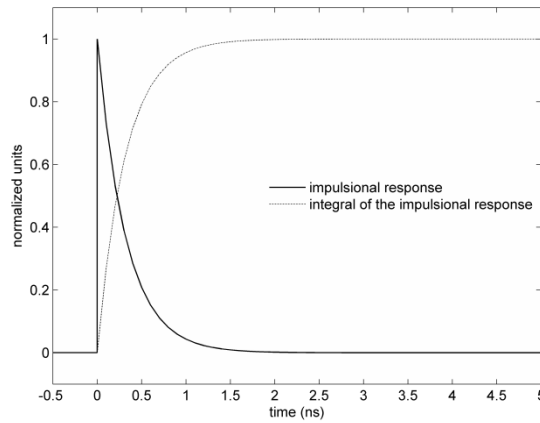
Integral que tiende a cero cuando  $t \rightarrow \infty$  lo que imposibilita la obtención de una única constante de calibración y obliga necesariamente a acotar el periodo de integración si se quiere que el valor de dicha integral no sea nulo.

Las figuras Figura 115 y Figura 116 muestran la respuesta impulsional y la integral de dicha respuesta para dos sensores acordes a las expresiones anteriores, normalizadas a sus máximos para una mejor interpretación. El sensor denominado

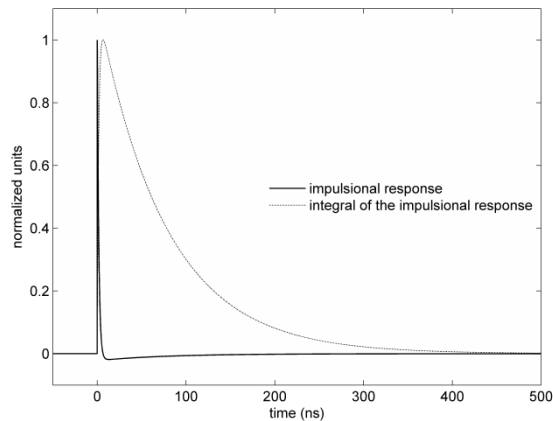


---

HFCT1 tiene un ancho de banda de 4kHz a 500MHz, y el sensor HFCT2 un ancho de banda de 2MHz a 100MHz.



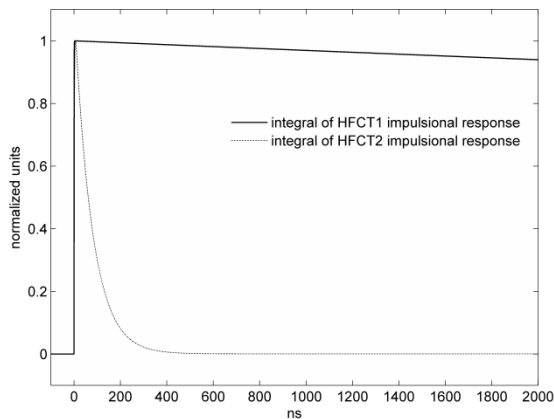
*Figura 115. Respuesta impulsional e integral de dicha respuesta para un sensor con ancho de banda de 4kHz-500MHz, [r1].*



*Figura 116. Respuesta impulsional e integral de dicha respuesta para un sensor con ancho de banda de 2MHz-100MHz, [r1].*

---

Al examinar las figuras Figura 115 y Figura 116, claramente se aprecia como el sensor HFCT1 mantiene un valor de integral de la respuesta impulsional con una pendiente de bajada muy pequeña en el intervalo de medida, mientras que en el caso del HFCT2 el valor de la integral cae rápidamente a cero al finalizar la respuesta impulsional. La Figura 117 muestra en una misma escala de tiempos la integral de la respuesta impulsional de ambos sensores.



*Figura 117. Integrales de la respuesta impulsional de dos sensores: HFCT1 con ancho de banda de 4kHz a 500MHz; HFCT2 con ancho de banda de 2MHz a 100MHz, [r1].*

De esta forma, comportamiento de estos sistemas obliga a redefinir los intervalos de integración en función del ancho de banda de los sistemas y de sus frecuencias de corte, para poder obtener un valor de  $k_{cal}$  no nulo. Este fenómeno se debe a que dependiendo básicamente de la frecuencia de corte inferior, la integral de la respuesta impulsional cae a cero cuando el pulso de corriente medido se hace cero, dificultando así el cálculo de  $k_{cal}$ .

Este fenómeno se representa en las figuras Figura 118 y Figura 121. En la Figura 118 se aprecia como el pulso de DP capturado con el dispositivo HFCT1 (BW: 4kHz-500MHz) prácticamente no sufre deformación, mientras que el pulso capturado con

el dispositivo HFCT2 (BW: 2MHz-100MHz) sufre una deformación que incrementa su parte negativa anulando así rápidamente la integral del pulso como consecuencia del comportamiento de su respuesta impulsional.

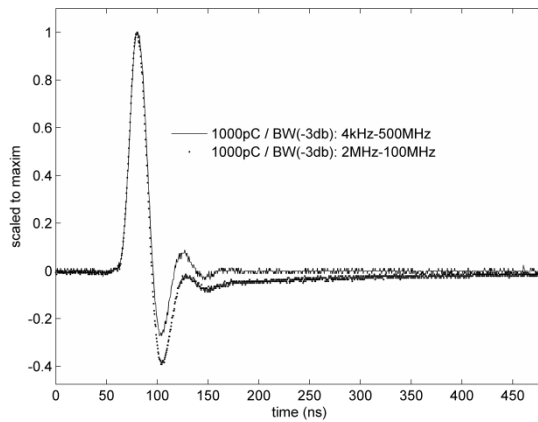


Figura 118. Pulso de 1000pC capturado con HFCT1 y con HFCT2, [r1].

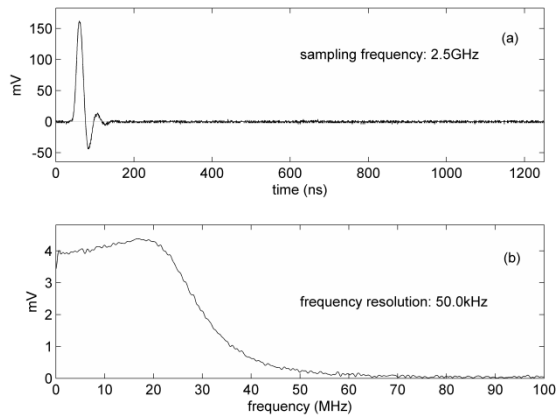


Figura 119. Espectro del pulso capturado con el HFCT1, [r1].

Las figuras Figura 119 y Figura 120 muestran el espectro de los pulsos capturados. Como se aprecia en las figuras, la frecuencia de corte superior de ambos sensores es claramente suficiente para la aplicación seleccionada, mientras que las grandes diferencias se encuentran en la parte baja del espectro. La Figura 121 muestra la evolución de las integrales del pulso de corriente al emplear los sensores HFCT1 y HFCT2.

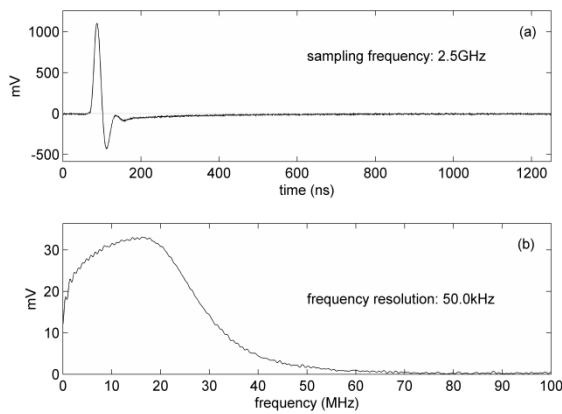


Figura 120. Espectro del pulso capturado con el HFCT2, [r1].

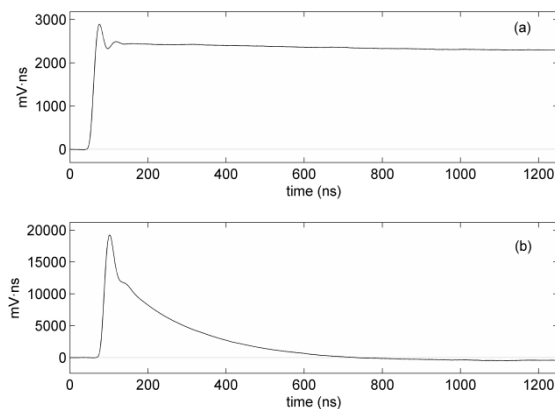


Figura 121. Evolución de las integrales del pulso de la Figura 118, [r1].

---

La integración parcial de la convolución de las funciones  $i(t)$  y  $h(t)$ , a lo largo de una ventana temporal de duración  $t_w$ , para una duración de pulso de corriente de  $t_p$ , tiene como expresión

$$\int_0^{t_w} v(t) dt = \underbrace{\int_0^{t_p} i(t) dt}_q \cdot \int_0^{t_w - t_p} h(t) dt + \int_{t_w - t_p}^{t_w} \int_0^t h(t - \tau + t_w - t_p) \cdot i(\tau) d\tau \cdot dt$$

De la ecuación anterior se desprende que, integrando parcialmente la respuesta del sistema de medida durante un periodo de tiempo  $t_w$  siempre mayor a la duración del pulso  $t_p$ , no es posible obtener el valor de la carga del pulso de corriente pues es imposible calcular el segundo término de la igualdad al desconocer el propio valor de la corriente.

### **Dominio de la frecuencia**

En el dominio de la frecuencia es posible extraer las mismas conclusiones dada la equivalencia tiempo-frecuencia a través del teorema de Parseval y la transformada de Laplace. Para mayor simplicidad se trabaja con las ecuaciones discretizadas en el tiempo.

El Teorema de Parseval demuestra que la energía de una onda en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia es la misma, por lo que

$$\sum_{n=0}^N |u[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N |U[n]|^2$$

siendo  $u[n]$  el pulso discretizado en el tiempo de duración  $N$ , y  $U[n]$  la transformada de Fourier de dicho pulso.

Dado que el espectro de la salida,  $U[n]$ , es producto de los espectros de la respuesta impulsional,  $H[n]$ , y de la corriente,  $I[n]$ , entonces

$$U[n] = I[n] \cdot H[n] \Rightarrow \sum_{n=0}^N |u[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N |U[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N |I[n] \cdot H[n]|^2$$

Puesto que el primer termino de la transformada de Fourier es el valor medio de la señal, que es proporcional a la carga, entonces, para una duración de pulso de  $N_p$  muestras y considerando que  $N > N_p$  se tiene que

$$\sum_{n=0}^N \left| \underbrace{u[n]}_{\substack{\text{valor medido} \\ \text{(conocido)}}} \right|^2 = \frac{1}{N} \left| \underbrace{I[0]}_{\infty q} \cdot H[0] \right|^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \underbrace{I[n]}_{\substack{\text{valor} \\ \text{desconocido}}} \cdot H[n] \right|^2$$

Al igual que el desarrollo en el dominio del tiempo, el resultado demuestra que no es posible obtener el valor de la carga del pulso realizando integraciones parciales del pulso, pues en este caso no se puede determinar el valor proporcional a la carga pues depende del propio pulso de corriente, que es la magnitud que queremos determinar.

#### 4.3.2. Propuesta de metodologías para la evaluación de la carga: definición de la constante de calibración.

En el punto anterior se ha explicado como no es posible integrar completamente el pulso de descarga parcial a la salida del sistema de medida pues su integral

---

siempre va a ser cero dado el comportamiento de la respuesta impulsional de los sistemas de medida que actúan como filtros pasa-banda.

La situación descrita anteriormente imposibilita la determinación de una única constante de calibración, y obliga a restringir el periodo de integración para evitar que el valor de la integral tienda a cero, lo que conduce directamente a la necesidad de una integración parcial del pulso y al hecho de que existan diferentes constantes de calibración para cada forma de pulso y periodo de integración.

En este punto se proponen tres métodos de evaluación de carga a partir de las señales a la salida del sistema de medida y de la obtención de las constantes de calibración, Figura 122.

El método 1 obtiene la carga a partir de la medida del valor de pico del pulso de tensión a la salida del sistema de medida y de la constante de calibración que relaciona la carga del pulso con su valor de pico, por lo que

$$pC = mV_{pico} \cdot k_{cal1} \quad \rightarrow \quad k_{cal1} = \frac{q_{calibrador}[pC]}{mV_{pico}}$$

El método 2 obtiene la carga a partir del valor de una integración parcial del pulso de tensión, integración hasta llegar al 3% del valor de pico, y de la constante de calibración que relaciona la carga del pulso con el valor de dicha integral, por lo que

$$pC = A_{3\%} \cdot k_{cal2} \quad \rightarrow \quad k_{cal2} = \frac{q_{calibrador}[pC]}{A_{3\%}[mV \cdot ns]}$$

El método 3 obtiene también la carga a partir del valor de una integración parcial del pulso de tensión, en este caso correspondiente al área que queda entre el máximo valor de pico y los puntos donde la señal pasa por cero, y de la constante de calibración que relaciona la carga del pulso con el valor de dicha integral, por lo que

$$pC = A_{pico} \cdot k_{cal3} \quad \rightarrow \quad k_{cal3} = \frac{q_{calibrador}[pC]}{A_{pico}[mV \cdot ns]}$$

Cuando menor sea la variación de la constante de calibración en función de los parámetros analizados, mejor es el método de evaluación de carga.

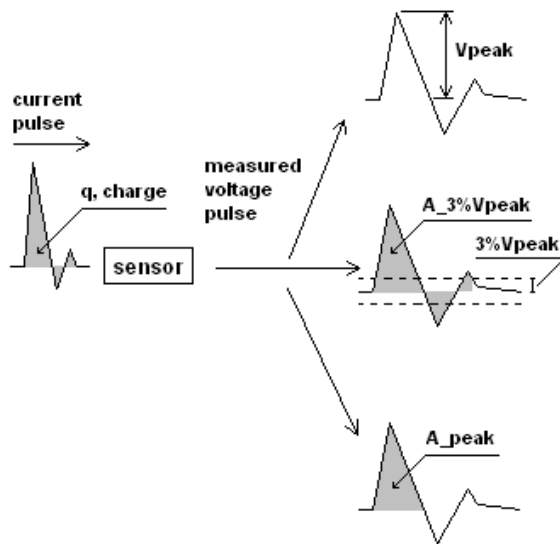


Figura 122. Esquema de los procedimientos para la evaluación de la carga, [r2].

#### 4.4. Comparación de los métodos de evaluación de la carga.

En este punto se estudia el comportamiento de los tres procedimientos para la evaluación de la carga de los pulsos de descargas parciales descritos en el apartado anterior, mediante el análisis del conjunto de constantes de calibración que se



obtienen para una determinada familia de pulsos y para unas determinadas características de los sistemas de medida, como es el ancho de banda de estos.

La definición del tipo de pulso realizada en el punto 3.3 permite junto con la definición del sensor, la simulación del comportamiento de la constante de calibración,  $k_{cal}$ , ante diferentes tipos de pulsos de descargas parciales para diferentes configuraciones del sistema de medida.

El esquema general de las simulaciones realizadas se ajusta al diagrama de bloques de la Figura 123.

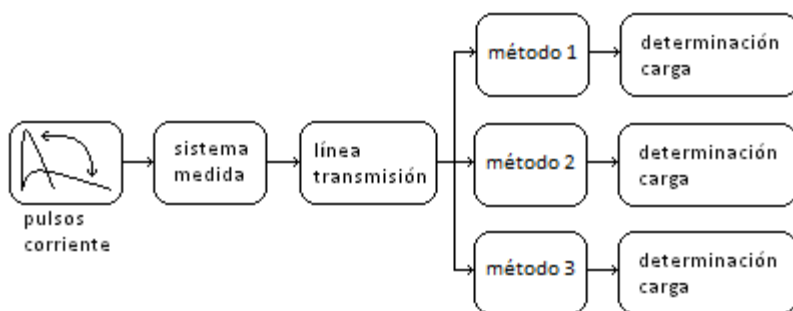


Figura 123. Esquema de simulaciones, [ep].

Los pulsos de corriente ya han sido definidos en el punto 3.3. Para todas las simulaciones, el conjunto de pulsos obtenidos se corresponde con las familias creadas al variar  $n$ ,  $m$  y  $t_{pico}$  dentro de los siguientes rangos.

$m$	$1$
$n$	$[0.126, 10]$
$t_{pico}$ [ns]	$[1, 100]$

---

#### 4.4.1. Análisis para sistemas de medida de orden 2.

En este punto el estudio se ha centrado en la simulación de los sistemas de medida mediante modelos de filtros pasa-banda de orden 2, con ganancia unitaria y diferentes frecuencias de corte. Las frecuencias de corte inferior simuladas son de 1, 5, 10, 20, 50, 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 600, 700, 800, 900, 1000, 1500 y 2000kHz. Las frecuencias de corte superior son de 10MHz y 100MHz. El paso temporal de las simulaciones ha sido de 0.1ns, lo que se corresponde con un muestreo de 10GS/s, por lo que según el criterio de Nyquist el ancho de banda es de 5GHz, valor muy superior al contenido frecuencial de los pulsos de descargas parciales.

Las figuras Figura 124, Figura 125, Figura 126 y Figura 127 representan la evolución de la constante de calibración para un pulso de Dirac,  $k_{cal}$ , y la evolución de la variación máxima en tanto por cien de la constante de calibración respecto de la  $k_{cal}$  de Dirac, obtenidas para cada método empleado, en función de la frecuencia de corte inferior, para una frecuencia de corte superior de 10MHz y tiempos de duración de pulso inferiores a 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns, respectivamente.

Las figuras Figura 128, Figura 129, Figura 130 y Figura 131 representan la evolución de la constante de calibración para un pulso de Dirac,  $k_{cal}$ , y la evolución de la variación máxima en tanto por cien de la constante de calibración respecto de la  $k_{cal}$  de Dirac, obtenidas para cada método empleado, en función de la frecuencia de corte inferior, para una frecuencia de corte superior de 100MHz y tiempos de duración de pulso inferiores a 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns, respectivamente.

Como ha sido explicado en el punto 3.4.2, y más detalladamente en el 'Apéndice A. Expresión de la incertidumbre.', la variación máxima de la constante de calibración en tanto por cien,  $\Delta k_{cal} [\%]$ , es representativa de la incertidumbre

---

asociada a la medida de la carga para pulsos de longitud menor a la especificada, para sistemas de medida con los anchos de banda especificados.

La representación de la constante de calibración para un pulso de Dirac,  $k_{cal}$ , tiene el interés particular de representar, para sistemas de banda muy ancha, el valor inversamente proporcional de la ganancia de los sistemas de medida, por lo que representa un indicador de la sensibilidad de la medida.

Las tablas Tabla 8 a Tabla 15 recogen con detalle los valores de  $k_{cal}$  y  $\Delta k_{cal} [\%]$  para las diferentes configuraciones ensayadas.

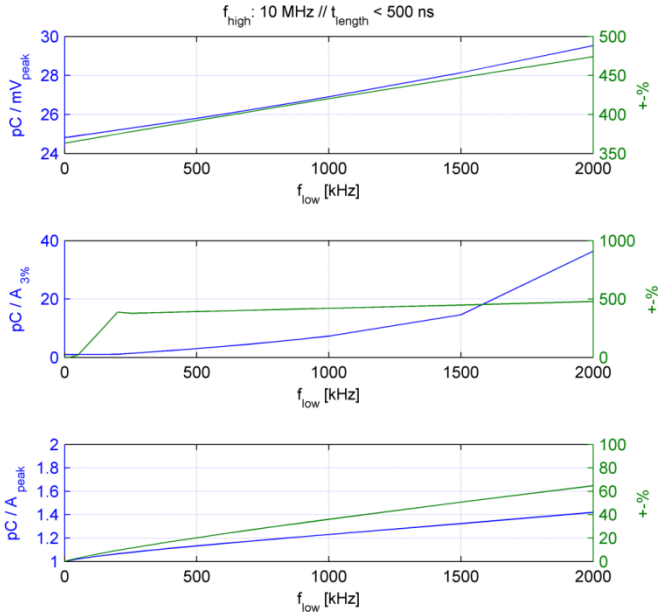


Figura 124. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 8. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 500 \text{ ns}$	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	24.82 ± 363.31%	1.01 ± 1.22%	1.00 ± 0.09%
5	24.83 ± 363.55%	1.01 ± 1.08%	1.00 ± 0.40%
10	24.83 ± 363.85%	1.01 ± 0.95%	1.01 ± 0.73%
20	24.85 ± 364.44%	1.02 ± 1.18%	1.01 ± 1.34%
50	24.91 ± 366.22%	1.03 ± 19.32%	1.02 ± 2.96%
100	25.01 ± 369.18%	1.05 ± 139.82%	1.04 ± 5.35%
150	25.10 ± 372.12%	1.06 ± 262.42%	1.05 ± 7.52%
200	25.20 ± 375.05%	1.07 ± 387.34%	1.07 ± 9.56%
250	25.30 ± 377.96%	1.40 ± 377.98%	1.08 ± 11.50%
300	25.40 ± 380.86%	1.70 ± 380.86%	1.09 ± 13.37%
350	25.50 ± 383.74%	2.02 ± 383.74%	1.10 ± 15.19%
400	25.60 ± 386.61%	2.34 ± 386.67%	1.11 ± 16.96%
450	25.70 ± 389.47%	2.68 ± 389.49%	1.12 ± 18.68%
500	25.81 ± 392.32%	3.02 ± 392.37%	1.13 ± 20.38%

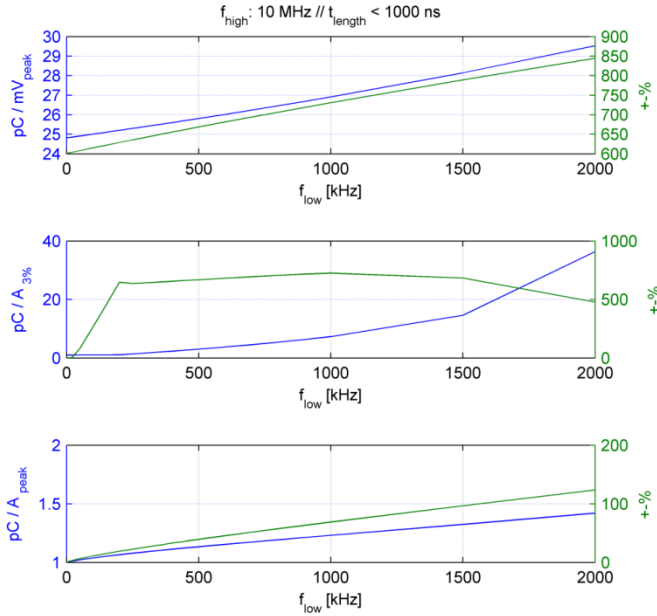


Figura 125. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 9. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 1000$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	24.82 ± 601.03%	1.01 ± 1.22%	1.00 ± 0.25%
5	24.83 ± 601.61%	1.01 ± 1.46%	1.00 ± 1.00%
10	24.83 ± 602.32%	1.01 ± 2.03%	1.01 ± 1.78%
20	24.85 ± 603.75%	1.02 ± 3.15%	1.01 ± 3.14%
50	24.91 ± 608.03%	1.03 ± 81.20%	1.02 ± 6.50%
100	25.01 ± 615.08%	1.05 ± 265.52%	1.04 ± 11.18%
150	25.10 ± 622.04%	1.06 ± 454.28%	1.05 ± 15.32%
200	25.20 ± 628.92%	1.07 ± 647.79%	1.07 ± 19.12%
250	25.30 ± 635.72%	1.40 ± 635.78%	1.08 ± 22.70%
300	25.40 ± 642.46%	1.70 ± 642.33%	1.09 ± 26.24%
350	25.50 ± 649.12%	2.02 ± 649.10%	1.10 ± 29.67%
400	25.60 ± 655.72%	2.34 ± 655.74%	1.11 ± 32.99%
450	25.70 ± 662.25%	2.68 ± 662.42%	1.12 ± 36.24%
500	25.81 ± 668.74%	3.02 ± 668.85%	1.13 ± 39.42%

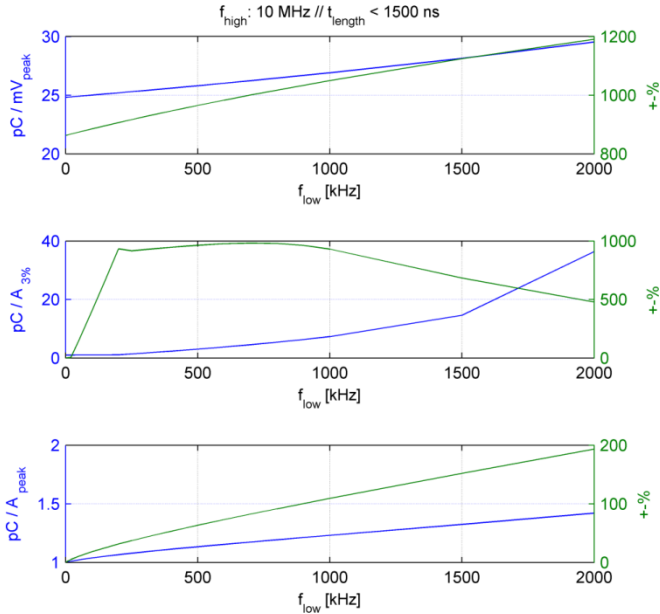


Figura 126. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 10. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 1500$ ns	
low cutoff [kHz]	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$		
	method 1 $pC/mV_{peak}$	method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	24.82 ± 862.94%	1.01 ± 1.34%	1.00 ± 0.41%
5	24.83 ± 863.86%	1.01 ± 1.99%	1.00 ± 1.61%
10	24.83 ± 865.01%	1.01 ± 2.95%	1.01 ± 2.87%
20	24.85 ± 867.29%	1.02 ± 4.85%	1.01 ± 5.07%
50	24.91 ± 874.06%	1.03 ± 149.29%	1.02 ± 10.58%
100	25.01 ± 885.11%	1.05 ± 403.53%	1.04 ± 18.24%
150	25.10 ± 895.88%	1.06 ± 664.51%	1.05 ± 24.98%
200	25.20 ± 906.39%	1.07 ± 932.36%	1.07 ± 31.20%
250	25.30 ± 916.66%	1.40 ± 916.72%	1.08 ± 37.06%
300	25.40 ± 926.71%	1.70 ± 926.54%	1.09 ± 42.66%
350	25.50 ± 936.54%	2.02 ± 936.46%	1.10 ± 48.05%
400	25.60 ± 946.18%	2.34 ± 945.92%	1.11 ± 53.27%
450	25.70 ± 955.64%	2.68 ± 955.07%	1.12 ± 58.36%
500	25.81 ± 964.94%	3.02 ± 963.39%	1.13 ± 63.34%

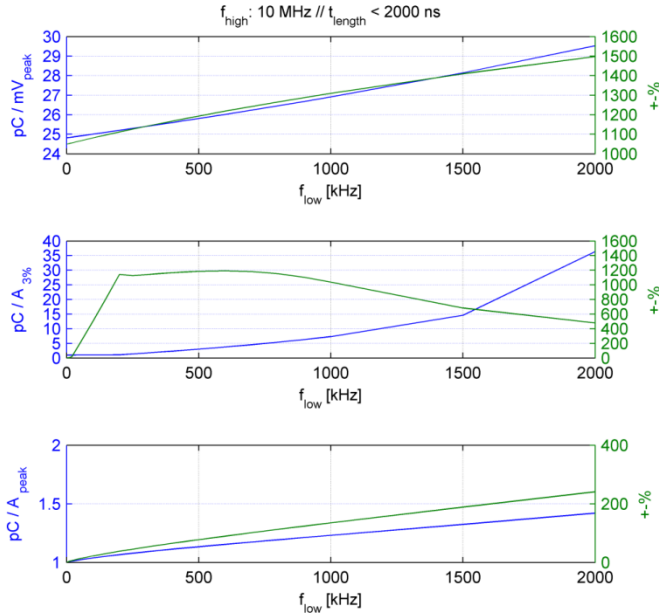


Figura 127. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 11. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 2000$ ns		
low cutoff [kHz]	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$			
	method 1 $pC/mV_{peak}$	method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$	
1	24.82 ± 1049.35%	1.01 ± 1.34%	1.00 ± 0.52%	
5	24.83 ± 1050.68%	1.01 ± 2.43%	1.00 ± 2.04%	
10	24.83 ± 1052.34%	1.01 ± 3.74%	1.01 ± 3.61%	
20	24.85 ± 1055.64%	1.02 ± 18.64%	1.01 ± 6.30%	
50	24.91 ± 1065.41%	1.03 ± 198.26%	1.02 ± 13.00%	
100	25.01 ± 1081.26%	1.05 ± 503.81%	1.04 ± 22.34%	
150	25.10 ± 1096.63%	1.06 ± 818.61%	1.05 ± 30.58%	
200	25.20 ± 1111.54%	1.07 ± 1142.82%	1.07 ± 38.18%	
250	25.30 ± 1126.06%	1.40 ± 1126.20%	1.08 ± 45.36%	
300	25.40 ± 1140.20%	1.70 ± 1139.85%	1.09 ± 52.22%	
350	25.50 ± 1153.99%	2.02 ± 1153.46%	1.10 ± 58.84%	
400	25.60 ± 1167.45%	2.34 ± 1165.65%	1.11 ± 65.27%	
450	25.70 ± 1180.63%	2.68 ± 1176.46%	1.12 ± 71.54%	
500	25.81 ± 1193.52%	3.02 ± 1184.56%	1.13 ± 77.69%	

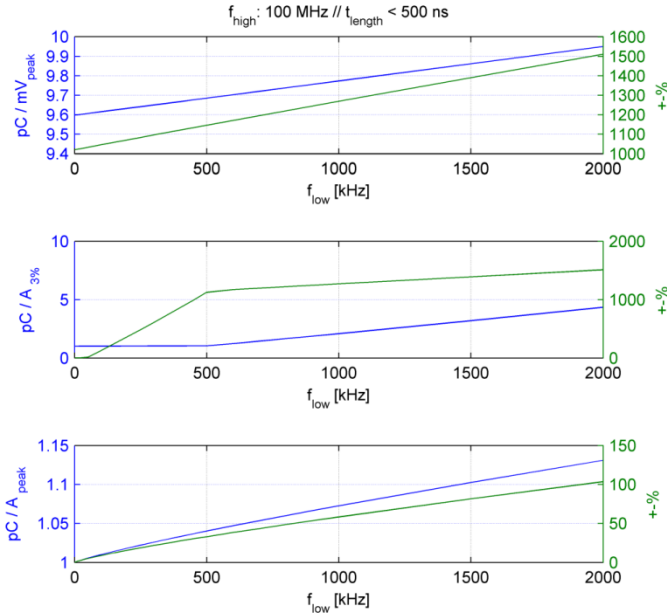


Figura 128. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 12. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 500 \text{ ns}$	
low cutoff [kHz]	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$		
	method 1 $pC/mV_{peak}$	method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	$9.60 \pm 1020.96\%$	$1.01 \pm 1.07\%$	$1.00 \pm 0.17\%$
5	$9.60 \pm 1021.99\%$	$1.01 \pm 1.33\%$	$1.00 \pm 0.69\%$
10	$9.60 \pm 1023.27\%$	$1.01 \pm 1.67\%$	$1.00 \pm 1.26\%$
20	$9.60 \pm 1025.84\%$	$1.01 \pm 2.43\%$	$1.00 \pm 2.28\%$
50	$9.61 \pm 1033.52\%$	$1.01 \pm 12.91\%$	$1.01 \pm 4.95\%$
100	$9.62 \pm 1046.28\%$	$1.01 \pm 127.92\%$	$1.01 \pm 8.84\%$
150	$9.62 \pm 1058.99\%$	$1.02 \pm 245.15\%$	$1.01 \pm 12.36\%$
200	$9.63 \pm 1071.66\%$	$1.02 \pm 364.35\%$	$1.02 \pm 15.66\%$
250	$9.64 \pm 1084.29\%$	$1.03 \pm 485.72\%$	$1.02 \pm 18.80\%$
300	$9.65 \pm 1096.87\%$	$1.03 \pm 609.33\%$	$1.03 \pm 21.82\%$
350	$9.66 \pm 1109.42\%$	$1.03 \pm 735.15\%$	$1.03 \pm 24.74\%$
400	$9.67 \pm 1121.93\%$	$1.04 \pm 862.69\%$	$1.03 \pm 27.59\%$
450	$9.68 \pm 1134.40\%$	$1.04 \pm 992.72\%$	$1.04 \pm 30.38\%$
500	$9.69 \pm 1146.85\%$	$1.04 \pm 1124.88\%$	$1.04 \pm 33.10\%$



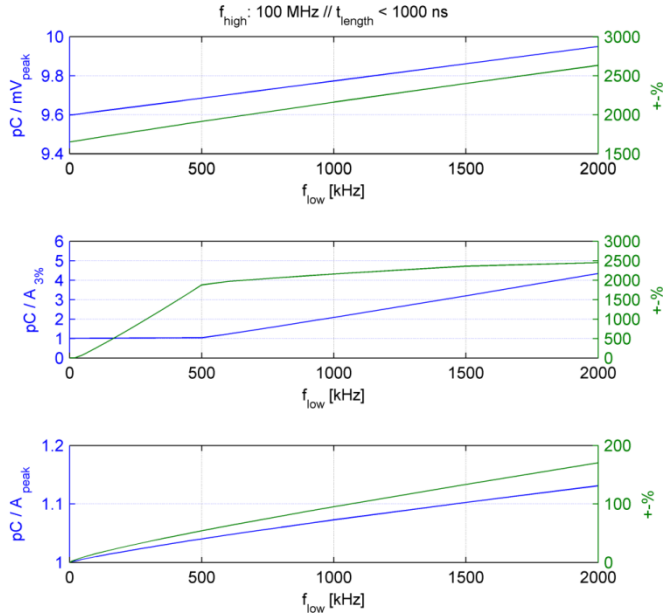


Figura 129. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 13. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 1000$ ns		
low cutoff [kHz]	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$			
	method 1 $pC/mV_{peak}$	method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$	
1	$9.60 \pm 1652.45\%$	$1.01 \pm 1.43\%$	$1.00 \pm 0.33\%$	
5	$9.60 \pm 1654.65\%$	$1.01 \pm 1.99\%$	$1.00 \pm 1.31\%$	
10	$9.60 \pm 1657.39\%$	$1.01 \pm 2.84\%$	$1.00 \pm 2.34\%$	
20	$9.60 \pm 1662.87\%$	$1.01 \pm 4.43\%$	$1.00 \pm 4.14\%$	
50	$9.61 \pm 1679.24\%$	$1.01 \pm 77.23\%$	$1.01 \pm 8.65\%$	
100	$9.62 \pm 1706.31\%$	$1.01 \pm 259.17\%$	$1.01 \pm 15.01\%$	
150	$9.62 \pm 1733.13\%$	$1.02 \pm 445.91\%$	$1.01 \pm 20.69\%$	
200	$9.63 \pm 1759.72\%$	$1.02 \pm 637.07\%$	$1.02 \pm 25.96\%$	
250	$9.64 \pm 1786.09\%$	$1.03 \pm 832.83\%$	$1.02 \pm 30.92\%$	
300	$9.65 \pm 1812.26\%$	$1.03 \pm 1033.20\%$	$1.03 \pm 35.79\%$	
350	$9.66 \pm 1838.24\%$	$1.03 \pm 1238.18\%$	$1.03 \pm 40.54\%$	
400	$9.67 \pm 1864.03\%$	$1.04 \pm 1447.30\%$	$1.03 \pm 45.16\%$	
450	$9.68 \pm 1889.66\%$	$1.04 \pm 1661.16\%$	$1.04 \pm 49.68\%$	
500	$9.69 \pm 1915.14\%$	$1.04 \pm 1879.48\%$	$1.04 \pm 54.11\%$	

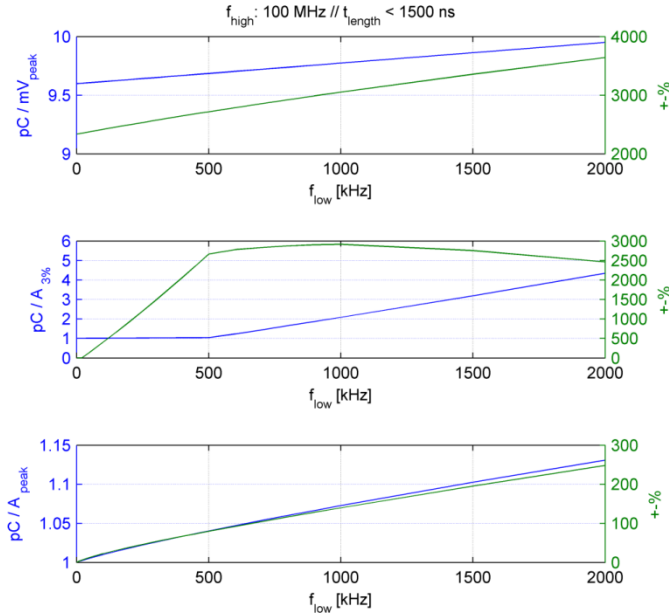


Figura 130. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 14. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2]

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 1500\text{ ns}$	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	9.60 ± 2335.43%	1.01 ± 1.79%	1.00 ± 0.48%
5	9.60 ± 2338.80%	1.01 ± 2.62%	1.00 ± 1.92%
10	9.60 ± 2343.00%	1.01 ± 3.65%	1.00 ± 3.43%
20	9.60 ± 2351.38%	1.01 ± 6.05%	1.00 ± 6.10%
50	9.61 ± 2376.26%	1.01 ± 146.65%	1.01 ± 12.82%
100	9.62 ± 2417.02%	1.01 ± 400.47%	1.01 ± 22.30%
150	9.62 ± 2456.97%	1.02 ± 661.47%	1.01 ± 30.75%
200	9.63 ± 2496.15%	1.02 ± 928.94%	1.02 ± 38.60%
250	9.64 ± 2534.64%	1.03 ± 1202.96%	1.02 ± 46.05%
300	9.65 ± 2572.48%	1.03 ± 1483.79%	1.03 ± 53.20%
350	9.66 ± 2609.73%	1.03 ± 1771.13%	1.03 ± 60.12%
400	9.67 ± 2646.41%	1.04 ± 2063.35%	1.03 ± 66.86%
450	9.68 ± 2682.58%	1.04 ± 2361.70%	1.04 ± 73.44%
500	9.69 ± 2718.25%	1.04 ± 2666.06%	1.04 ± 79.88%

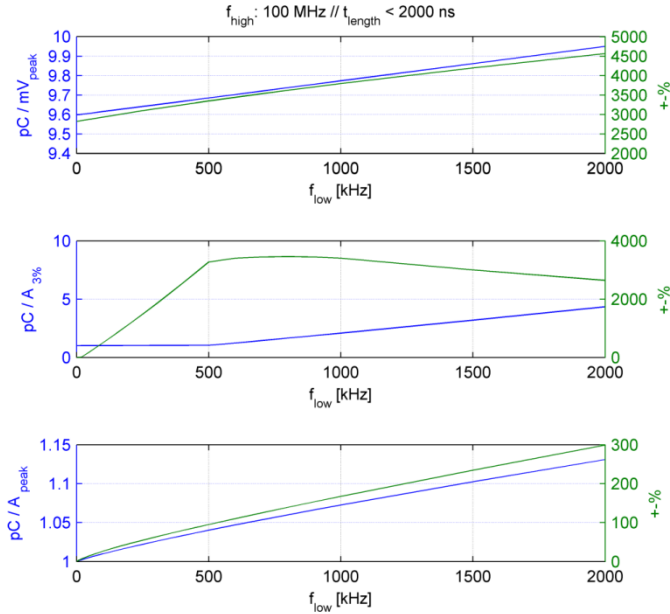


Figura 131. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 2, [r2].

Tabla 15. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 2000$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 pC/mV <sub>peak</sub>	method 2 pC/A <sub>3%</sub>	method 3 pC/A <sub>peak</sub>
1	9.60 ± 2825.65%	1.01 ± 1.79%	1.00 ± 0.60%
5	9.60 ± 2830.35%	1.01 ± 2.84%	1.00 ± 2.35%
10	9.60 ± 2836.21%	1.01 ± 4.44%	1.00 ± 4.18%
20	9.60 ± 2847.89%	1.01 ± 17.53%	1.00 ± 7.33%
50	9.61 ± 2882.52%	1.01 ± 197.08%	1.01 ± 15.28%
100	9.62 ± 2939.00%	1.01 ± 504.24%	1.01 ± 26.52%
150	9.62 ± 2994.07%	1.02 ± 821.36%	1.01 ± 36.54%
200	9.63 ± 3047.88%	1.02 ± 1147.66%	1.02 ± 45.87%
250	9.64 ± 3100.53%	1.03 ± 1482.89%	1.02 ± 54.73%
300	9.65 ± 3152.13%	1.03 ± 1827.02%	1.03 ± 63.25%
350	9.66 ± 3202.76%	1.03 ± 2179.68%	1.03 ± 71.51%
400	9.67 ± 3252.49%	1.04 ± 2538.58%	1.03 ± 79.55%
450	9.68 ± 3301.37%	1.04 ± 2904.71%	1.04 ± 87.42%
500	9.69 ± 3349.47%	1.04 ± 3274.48%	1.04 ± 95.14%

Las tablas Tabla 16 y Tabla 17 representan las constantes de calibración para un pulso de Dirac (representativas de la sensibilidad de la medida), y las variaciones porcentuales de la constante de calibración respecto de la constante de calibración ante pulso de Dirac (representativas de la incertidumbre asociada al método medida de la carga), para el método 3, para diferentes longitudes de pulso y para diferentes anchos de banda del sistema de medida.

Las frecuencias de corte superior analizadas han sido de 10MHz en la Tabla 16, y de 100MHz en la Tabla 17. En ambos casos se han representados frecuencias de corte inferior de 1kHz hasta 500kHz. Las longitudes de pulso consideradas han sido de 1000ns, 2000ns, 3000ns, 4000ns y 5000ns.

*Tabla 16. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 10MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 2, [r2].*

high cutoff: 10 MHz		$k_{cal} [pC/A_{peak}] \pm \Delta k_{cal} [\%]$				
low cutoff [kHz]	$t_{length} < 1000 \text{ ns}$	$t_{length} < 2000 \text{ ns}$	$t_{length} < 3000 \text{ ns}$	$t_{length} < 4000 \text{ ns}$	$t_{length} < 5000 \text{ ns}$	
1	1.00 ± 0.25%	1.00 ± 0.52%	1.00 ± 0.80%	1.00 ± 1.07%	1.00 ± 1.23%	
5	1.00 ± 1.00%	1.00 ± 2.04%	1.00 ± 3.11%	1.00 ± 4.06%	1.00 ± 4.65%	
10	1.01 ± 1.78%	1.01 ± 3.61%	1.01 ± 5.48%	1.01 ± 7.10%	1.01 ± 8.11%	
20	1.01 ± 3.14%	1.01 ± 6.30%	1.01 ± 9.53%	1.01 ± 12.25%	1.01 ± 13.97%	
50	1.02 ± 6.50%	1.02 ± 13.00%	1.02 ± 19.49%	1.02 ± 24.79%	1.02 ± 28.24%	
100	1.04 ± 11.18%	1.04 ± 22.34%	1.04 ± 33.14%	1.04 ± 41.87%	1.04 ± 47.73%	
150	1.05 ± 15.32%	1.05 ± 30.58%	1.05 ± 45.12%	1.05 ± 56.78%	1.05 ± 64.80%	
200	1.07 ± 19.12%	1.07 ± 38.18%	1.07 ± 56.14%	1.07 ± 70.48%	1.07 ± 80.53%	
250	1.08 ± 22.70%	1.08 ± 45.36%	1.08 ± 66.54%	1.08 ± 83.37%	1.08 ± 95.37%	
300	1.09 ± 26.24%	1.09 ± 52.22%	1.09 ± 76.47%	1.09 ± 95.66%	1.09 ± 109.57%	
350	1.10 ± 29.67%	1.10 ± 58.84%	1.10 ± 86.05%	1.10 ± 107.51%	1.10 ± 123.27%	
400	1.11 ± 32.99%	1.11 ± 65.27%	1.11 ± 95.35%	1.11 ± 118.98%	1.11 ± 136.58%	
450	1.12 ± 36.24%	1.12 ± 71.54%	1.12 ± 104.42%	1.12 ± 130.17%	1.12 ± 149.57%	
500	1.13 ± 39.42%	1.13 ± 77.69%	1.13 ± 113.30%	1.13 ± 141.09%	1.13 ± 162.29%	

Tabla 17. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal} [\%]$  para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 100MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 2, [r2].

high cutoff: 100 MHz		$k_{cal} [pC/A_{peak}] \pm \Delta k_{cal} [\%]$				
low cutoff [kHz]	$t_{length} < 1000 \text{ ns}$	$t_{length} < 2000 \text{ ns}$	$t_{length} < 3000 \text{ ns}$	$t_{length} < 4000 \text{ ns}$	$t_{length} < 5000 \text{ ns}$	
1	1.00 ± 0.33%	1.00 ± 0.60%	1.00 ± 0.88%	1.00 ± 1.14%	1.00 ± 1.30%	
5	1.00 ± 1.31%	1.00 ± 2.35%	1.00 ± 3.43%	1.00 ± 4.38%	1.00 ± 4.97%	
10	1.00 ± 2.34%	1.00 ± 4.18%	1.00 ± 6.06%	1.00 ± 7.68%	1.00 ± 8.70%	
20	1.00 ± 4.14%	1.00 ± 7.33%	1.00 ± 10.60%	1.00 ± 13.34%	1.00 ± 15.07%	
50	1.01 ± 8.65%	1.01 ± 15.28%	1.01 ± 21.88%	1.01 ± 27.27%	1.01 ± 30.77%	
100	1.01 ± 15.01%	1.01 ± 26.52%	1.01 ± 37.60%	1.01 ± 46.55%	1.01 ± 52.55%	
150	1.01 ± 20.69%	1.01 ± 36.54%	1.01 ± 51.57%	1.01 ± 63.62%	1.01 ± 71.88%	
200	1.02 ± 25.96%	1.02 ± 45.87%	1.02 ± 64.55%	1.02 ± 79.45%	1.02 ± 89.86%	
250	1.02 ± 30.92%	1.02 ± 54.73%	1.02 ± 76.88%	1.02 ± 94.46%	1.02 ± 106.95%	
300	1.03 ± 35.79%	1.03 ± 63.25%	1.03 ± 88.73%	1.03 ± 108.87%	1.03 ± 123.39%	
350	1.03 ± 40.54%	1.03 ± 71.51%	1.03 ± 100.20%	1.03 ± 122.82%	1.03 ± 139.33%	
400	1.03 ± 45.16%	1.03 ± 79.55%	1.03 ± 111.38%	1.03 ± 136.40%	1.03 ± 154.87%	
450	1.04 ± 49.68%	1.04 ± 87.42%	1.04 ± 122.32%	1.04 ± 149.66%	1.04 ± 170.08%	
500	1.04 ± 54.11%	1.04 ± 95.14%	1.04 ± 133.05%	1.04 ± 162.66%	1.04 ± 185.01%	

#### 4.4.2. Análisis para sistemas de medida de orden 4.

Seguidamente se muestran las simulaciones para sistemas de medida modelados como filtros pasa-banda de orden 4 con ganancia unitaria y diferentes frecuencias de corte. Al igual que en caso anterior, las frecuencias de corte inferior simuladas son de 1, 5, 10, 20, 50, 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 600, 700, 800, 900, 1000, 1500 y 2000kHz. Las frecuencias de corte superior son de 10MHz y 100MHz. El paso temporal de las simulaciones ha sido de 0.1ns, lo que se corresponde con un muestreo de 10GS/s, por lo que según el criterio de Nyquist el ancho de banda es de 5GHz, valor muy superior al contenido frecuencial de los pulsos de descargas parciales.

Las figuras Figura 132, Figura 133, Figura 134 y Figura 135 representan la evolución de la constante de calibración para un pulso de Dirac,  $k_{cal}$ , y la evolución de

---

la variación máxima en tanto por cien de la constante de calibración respecto de la  $k_{cal}$  de Dirac, obtenidas para cada método empleado, en función de la frecuencia de corte inferior, para una frecuencia de corte superior de 10MHz y tiempos de duración de pulso inferiores a 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns, respectivamente.

Las figuras Figura 136, Figura 137, Figura 138 y Figura 139 representan la evolución de la constante de calibración para un pulso de Dirac,  $k_{cal}$ , y la evolución de la variación máxima en tanto por cien de la constante de calibración respecto de la  $k_{cal}$  de Dirac, obtenidas para cada método empleado, en función de la frecuencia de corte inferior, para una frecuencia de corte superior de 100MHz y tiempos de duración de pulso inferiores a 500ns, 1000ns, 1500ns y 2000ns, respectivamente.

Como ha sido explicado en el punto 3.4.2, y más detalladamente en el ‘Apéndice A. Expresión de la incertidumbre.’, la variación máxima de la constante de calibración en tanto por cien es representativa de la incertidumbre asociada a la medida de la carga para pulsos de longitud menor a la especificada, para sistemas de medida con los anchos de banda especificados.

La representación de la constante de calibración para un pulso de Dirac,  $k_{cal}$ , tiene el interés particular de representar, para sistemas de banda muy ancha, el valor inversamente proporcional de la ganancia de los sistemas de medida, por lo que representa un indicador de la sensibilidad de la medida.

Las tablas Tabla 18 a Tabla 27 recogen con detalle los valores de  $k_{cal}$  y  $\Delta k_{cal} [\%]$  para las diferentes configuraciones ensayadas.

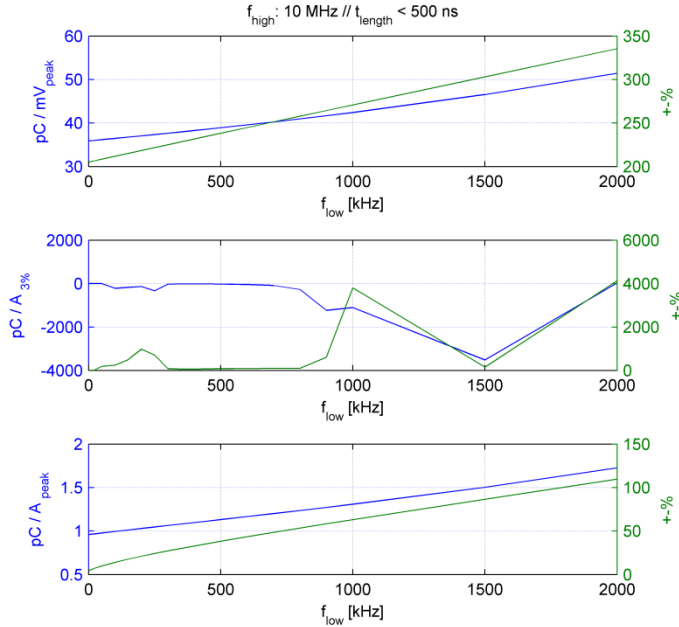


Figura 132. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 18. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 500$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	$35.90 \pm 205.15\%$	$0.98 \pm 3.11\%$	$0.96 \pm 4.42\%$
5	$35.93 \pm 205.42\%$	$0.99 \pm 3.35\%$	$0.96 \pm 5.07\%$
10	$35.96 \pm 205.76\%$	$0.99 \pm 3.48\%$	$0.96 \pm 5.74\%$
20	$36.01 \pm 206.43\%$	$1.00 \pm 3.59\%$	$0.97 \pm 6.92\%$
50	$36.18 \pm 208.45\%$	$1.04 \pm 187.30\%$	$0.98 \pm 9.89\%$
100	$36.47 \pm 211.79\%$	$-215.6 \pm 238.03\%$	$1.00 \pm 14.02\%$
150	$36.76 \pm 215.13\%$	$-172.2 \pm 500.42\%$	$1.01 \pm 17.67\%$
200	$37.05 \pm 218.46\%$	$-132.9 \pm 982.18\%$	$1.03 \pm 21.02\%$
250	$37.35 \pm 221.77\%$	$-335.6 \pm 702.68\%$	$1.05 \pm 24.19\%$
300	$37.65 \pm 225.08\%$	$-26.91 \pm 80.30\%$	$1.06 \pm 27.21\%$
350	$37.96 \pm 228.38\%$	$-12.55 \pm 59.42\%$	$1.08 \pm 30.11\%$
400	$38.27 \pm 231.67\%$	$-11.54 \pm 56.40\%$	$1.10 \pm 32.93\%$
450	$38.59 \pm 234.95\%$	$-16.49 \pm 69.63\%$	$1.11 \pm 35.68\%$
500	$38.91 \pm 238.23\%$	$-22.49 \pm 77.78\%$	$1.13 \pm 38.36\%$

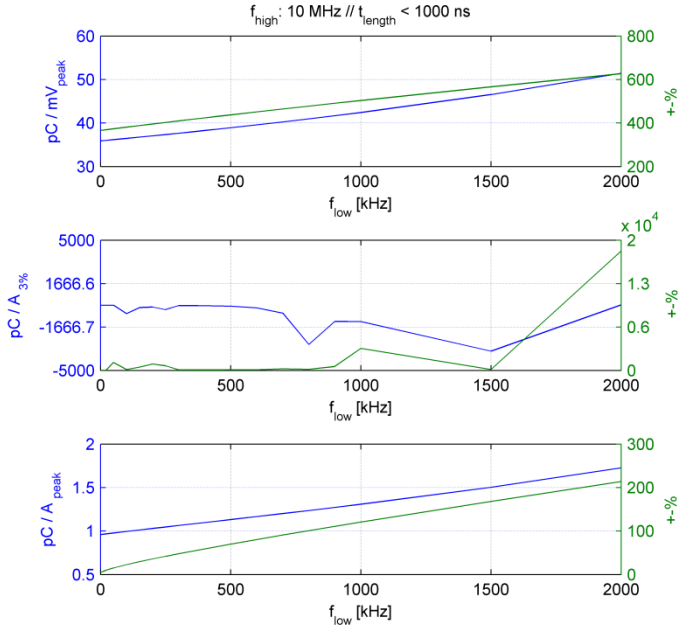


Figura 133. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 19. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 1000$ ns	
	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$		
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	$35.90 \pm 366.20\%$	$0.98 \pm 3.63\%$	$0.96 \pm 4.65\%$
5	$35.93 \pm 366.80\%$	$0.99 \pm 4.44\%$	$0.96 \pm 5.93\%$
10	$35.96 \pm 367.56\%$	$0.99 \pm 5.15\%$	$0.96 \pm 7.25\%$
20	$36.01 \pm 369.06\%$	$1.00 \pm 6.32\%$	$0.97 \pm 9.52\%$
50	$36.18 \pm 373.54\%$	$1.04 \pm 1224.13\%$	$0.98 \pm 15.05\%$
100	$36.47 \pm 380.94\%$	$-643.9 \pm 146.22\%$	$1.00 \pm 22.77\%$
150	$36.76 \pm 388.25\%$	$-172.2 \pm 500.42\%$	$1.01 \pm 29.51\%$
200	$37.05 \pm 395.49\%$	$-132.9 \pm 982.18\%$	$1.03 \pm 35.92\%$
250	$37.35 \pm 402.64\%$	$-335.6 \pm 702.68\%$	$1.05 \pm 42.06\%$
300	$37.65 \pm 409.73\%$	$-26.91 \pm 80.99\%$	$1.06 \pm 47.96\%$
350	$37.96 \pm 416.76\%$	$-21.96 \pm 76.87\%$	$1.08 \pm 53.68\%$
400	$38.27 \pm 423.72\%$	$-31.90 \pm 84.23\%$	$1.10 \pm 59.26\%$
450	$38.59 \pm 430.63\%$	$-46.22 \pm 89.16\%$	$1.11 \pm 64.72\%$
500	$38.91 \pm 437.48\%$	$-68.65 \pm 92.72\%$	$1.13 \pm 70.09\%$



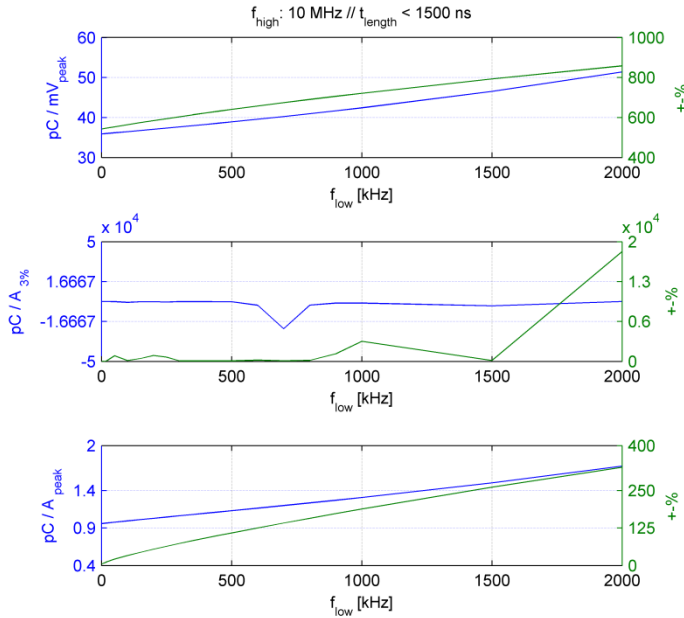


Figura 134. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 20. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 1500$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 pC/mV <sub>peak</sub>	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 pC/A <sub>3%</sub>	method 3 pC/A <sub>peak</sub>
1	35.90 ± 543.03%	0.98 ± 4.02%	0.96 ± 4.86%
5	35.93 ± 543.92%	0.99 ± 5.14%	0.96 ± 6.79%
10	35.96 ± 545.04%	0.99 ± 6.45%	0.96 ± 8.80%
20	36.01 ± 547.26%	1.00 ± 94.31%	0.97 ± 12.30%
50	36.18 ± 553.82%	-54.34 ± 956.21%	0.98 ± 21.05%
100	36.47 ± 564.49%	-643.98 ± 146.22%	1.00 ± 33.34%
150	36.76 ± 574.84%	-172.21 ± 500.42%	1.01 ± 44.31%
200	37.05 ± 584.91%	-132.96 ± 982.18%	1.03 ± 54.55%
250	37.35 ± 594.73%	-335.64 ± 702.68%	1.05 ± 64.30%
300	37.65 ± 604.31%	-28.55 ± 82.08%	1.06 ± 73.69%
350	37.96 ± 613.67%	-43.59 ± 88.35%	1.08 ± 82.80%
400	38.27 ± 622.85%	-66.87 ± 92.48%	1.10 ± 91.69%
450	38.59 ± 631.84%	-107.24 ± 95.33%	1.11 ± 100.41%
500	38.91 ± 640.66%	-192.50 ± 97.40%	1.13 ± 108.96%

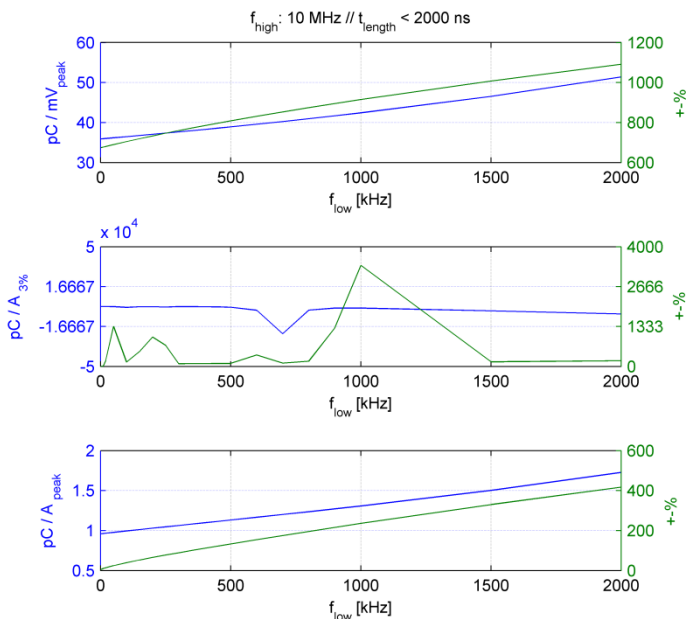


Figura 135. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 10MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 21. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 10 MHz		$t_{length} < 2000$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	35.90 ± 674.23%	0.98 ± 4.03%	0.96 ± 5.03%
5	35.93 ± 675.51%	0.99 ± 5.76%	0.96 ± 7.39%
10	35.96 ± 677.11%	0.99 ± 7.51%	0.96 ± 9.82%
20	36.01 ± 680.29%	1.00 ± 200.31%	0.97 ± 13.98%
50	36.18 ± 689.64%	-54.34 ± 1340.74%	0.98 ± 24.57%
100	36.47 ± 704.68%	-643.98 ± 146.22%	1.00 ± 39.51%
150	36.76 ± 719.14%	-172.21 ± 500.42%	1.01 ± 52.96%
200	37.05 ± 733.08%	-132.96 ± 982.18%	1.03 ± 65.57%
250	37.35 ± 746.57%	-335.64 ± 702.68%	1.05 ± 77.65%
300	37.65 ± 759.65%	-43.59 ± 88.26%	1.06 ± 89.34%
350	37.96 ± 772.37%	-69.81 ± 92.72%	1.08 ± 100.73%
400	38.27 ± 784.76%	-116.62 ± 95.69%	1.10 ± 111.89%
450	38.59 ± 796.85%	-219.09 ± 97.71%	1.11 ± 122.86%
500	38.91 ± 808.65%	-595.83 ± 99.16%	1.13 ± 133.67%

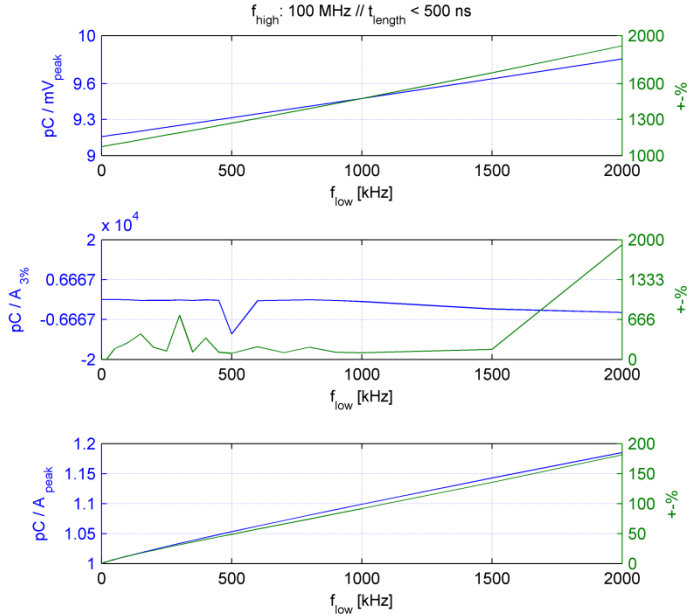


Figura 136. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 22. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 500$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	$9.16 \pm 1074.16\%$	$1.01 \pm 1.27\%$	$1.00 \pm 0.23\%$
5	$9.16 \pm 1075.70\%$	$1.01 \pm 1.67\%$	$1.00 \pm 0.95\%$
10	$9.16 \pm 1077.63\%$	$1.01 \pm 2.16\%$	$1.00 \pm 1.73\%$
20	$9.16 \pm 1081.50\%$	$1.01 \pm 3.29\%$	$1.00 \pm 3.14\%$
50	$9.17 \pm 1093.11\%$	$1.01 \pm 178.35\%$	$1.01 \pm 6.86\%$
100	$9.19 \pm 1112.51\%$	$-58.61 \pm 277.65\%$	$1.01 \pm 12.33\%$
150	$9.20 \pm 1131.99\%$	$-288.53 \pm 425.92\%$	$1.02 \pm 17.38\%$
200	$9.22 \pm 1151.53\%$	$-256.99 \pm 201.97\%$	$1.02 \pm 22.18\%$
250	$9.24 \pm 1171.15\%$	$-276.88 \pm 139.48\%$	$1.03 \pm 26.83\%$
300	$9.25 \pm 1190.85\%$	$-122.31 \pm 736.51\%$	$1.03 \pm 31.37\%$
350	$9.27 \pm 1210.62\%$	$-313.00 \pm 122.41\%$	$1.04 \pm 35.83\%$
400	$9.28 \pm 1230.48\%$	$-89.48 \pm 359.61\%$	$1.04 \pm 40.23\%$
450	$9.30 \pm 1250.41\%$	$-220.88 \pm 120.94\%$	$1.05 \pm 44.59\%$
500	$9.32 \pm 1270.42\%$	$-11502.17 \pm 101.23\%$	$1.05 \pm 48.92\%$

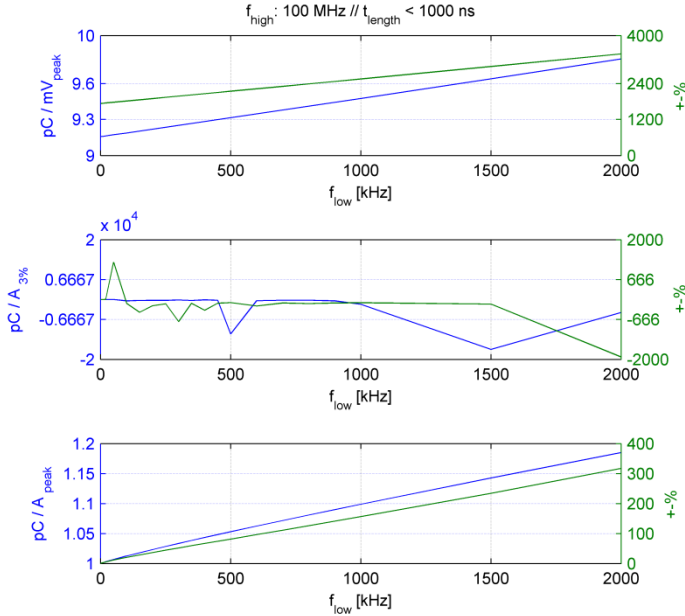


Figura 137. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 23. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 1000$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	9.16 ± 1736.47%	1.01 ± 1.66%	1.00 ± 0.44%
5	9.16 ± 1739.76%	1.01 ± 2.54%	1.00 ± 1.77%
10	9.16 ± 1743.88%	1.01 ± 3.72%	1.00 ± 3.16%
20	9.16 ± 1752.11%	1.01 ± 5.91%	1.00 ± 5.60%
50	9.17 ± 1776.77%	1.01 ± 1249.62%	1.01 ± 11.77%
100	9.19 ± 1817.82%	-419.29 ± 124.83%	1.01 ± 20.72%
150	9.20 ± 1858.78%	-288.53 ± 425.92%	1.02 ± 28.85%
200	9.22 ± 1899.69%	-256.99 ± 201.97%	1.02 ± 36.77%
250	9.24 ± 1940.55%	-276.88 ± 139.48%	1.03 ± 44.51%
300	9.25 ± 1981.38%	-122.31 ± 736.51%	1.03 ± 52.11%
350	9.27 ± 2022.18%	-313.00 ± 122.41%	1.04 ± 59.62%
400	9.28 ± 2062.96%	-89.48 ± 359.61%	1.04 ± 67.06%
450	9.30 ± 2103.74%	-220.88 ± 120.94%	1.05 ± 74.47%
500	9.32 ± 2144.52%	-11502.17 ± 101.23%	1.05 ± 81.86%

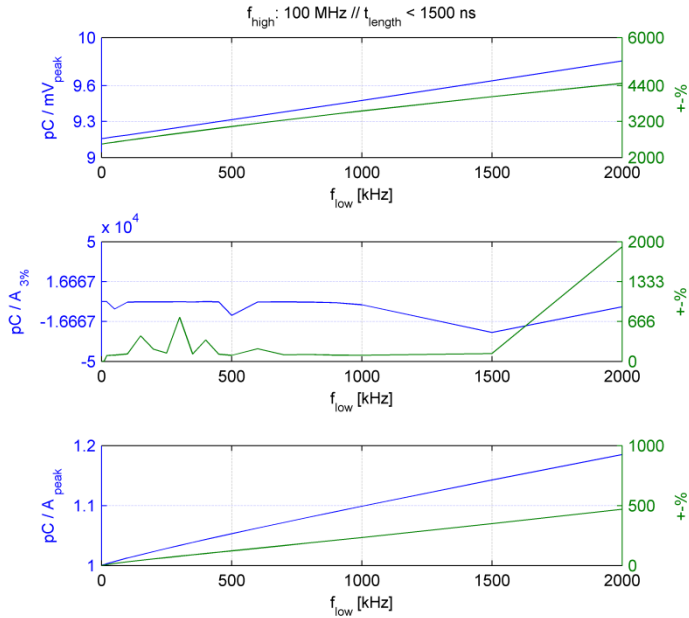


Figura 138. Constante de calibración,  $k_{cal}$ , para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 1500ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 24. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 1500$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	$9.16 \pm 2452.58\%$	$1.01 \pm 2.07\%$	$1.00 \pm 0.65\%$
5	$9.16 \pm 2457.62\%$	$1.01 \pm 3.27\%$	$1.00 \pm 2.59\%$
10	$9.16 \pm 2463.91\%$	$1.01 \pm 4.90\%$	$1.00 \pm 4.65\%$
20	$9.16 \pm 2476.46\%$	$1.01 \pm 98.56\%$	$1.00 \pm 8.27\%$
50	$9.17 \pm 2513.81\%$	$-6237.13 \pm 105.03\%$	$1.01 \pm 17.57\%$
100	$9.19 \pm 2575.14\%$	$-419.29 \pm 124.83\%$	$1.01 \pm 31.06\%$
150	$9.20 \pm 2635.42\%$	$-288.53 \pm 425.92\%$	$1.02 \pm 43.49\%$
200	$9.22 \pm 2694.73\%$	$-256.99 \pm 201.97\%$	$1.02 \pm 55.37\%$
250	$9.24 \pm 2753.14\%$	$-276.88 \pm 139.48\%$	$1.03 \pm 66.93\%$
300	$9.25 \pm 2810.72\%$	$-122.31 \pm 736.51\%$	$1.03 \pm 78.28\%$
350	$9.27 \pm 2867.53\%$	$-313.00 \pm 122.41\%$	$1.04 \pm 89.50\%$
400	$9.28 \pm 2923.60\%$	$-89.48 \pm 359.61\%$	$1.04 \pm 100.64\%$
450	$9.30 \pm 2978.99\%$	$-220.88 \pm 120.94\%$	$1.05 \pm 111.72\%$
500	$9.32 \pm 3033.73\%$	$-11502.17 \pm 101.23\%$	$1.05 \pm 122.77\%$

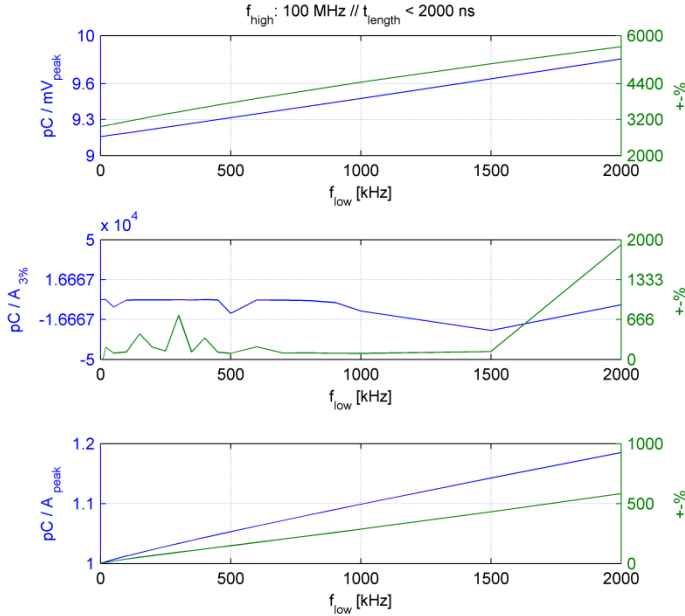


Figura 139. Constante de calibración,  $k_{cal}$  para pulso de Dirac y su variación porcentual máxima para los tres métodos empleados, en función de la frecuencia de corte inferior, para frecuencia de corte superior de 100MHz y duraciones de pulso menores a 2000ns. Sistema de medida de orden 4, [ep].

Tabla 25. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para frecuencias de corte inferior bajas. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 100 MHz		$t_{length} < 2000$ ns	
low cutoff [kHz]	method 1 $pC/mV_{peak}$	$k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$	
		method 2 $pC/A_{3\%}$	method 3 $pC/A_{peak}$
1	9.16 ± 2966.62%	1.01 ± 2.07%	1.00 ± 0.81%
5	9.16 ± 2973.65%	1.01 ± 3.71%	1.00 ± 3.17%
10	9.16 ± 2982.42%	1.01 ± 5.94%	1.00 ± 5.63%
20	9.16 ± 2999.89%	1.01 ± 206.20%	1.00 ± 9.90%
50	9.17 ± 3051.77%	-6237.13 ± 105.03%	1.01 ± 20.98%
100	9.19 ± 3136.58%	-419.29 ± 124.83%	1.01 ± 37.12%
150	9.20 ± 3219.49%	-288.53 ± 425.92%	1.02 ± 52.05%
200	9.22 ± 3300.70%	-256.99 ± 201.97%	1.02 ± 66.40%
250	9.24 ± 3380.34%	-276.88 ± 139.48%	1.03 ± 80.41%
300	9.25 ± 3458.53%	-122.31 ± 736.51%	1.03 ± 94.23%
350	9.27 ± 3535.39%	-313.00 ± 122.41%	1.04 ± 107.93%
400	9.28 ± 3611.01%	-89.48 ± 359.61%	1.04 ± 121.57%
450	9.30 ± 3685.47%	-220.88 ± 120.94%	1.05 ± 135.17%
500	9.32 ± 3758.82%	-11502.17 ± 101.23%	1.05 ± 148.77%

Las tablas Tabla 26 y Tabla 27 representan las constantes de calibración para un pulso de Dirac (representativas de la sensibilidad del sistema de medida), y las variaciones porcentuales de la constante de calibración respecto de la constante de calibración ante pulso de Dirac (representativas de la incertidumbre asociada al método de la medida de la carga), para el método 3, para diferentes longitudes de pulso y para diferentes anchos de banda del sistema de medida.

Las frecuencias de corte superior analizadas han sido de 10MHz en la Tabla 26 y de 100MHz en la Tabla 27. En ambos casos se han representados frecuencias de corte inferior de 1kHz hasta 500kHz. Las longitudes de pulso consideradas han sido de 1000ns, 2000ns, 3000ns, 4000ns y 5000ns.

*Tabla 26. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 10MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 4, [ep].*

high cutoff: 10 MHz		$k_{cal} [pC/A_{peak}] \pm \Delta k_{cal} [\%]$				
low cutoff [kHz]	$t_{length} < 1000 \text{ ns}$	$t_{length} < 2000 \text{ ns}$	$t_{length} < 3000 \text{ ns}$	$t_{length} < 4000 \text{ ns}$	$t_{length} < 5000 \text{ ns}$	
1	0.96 ± 4.65%	0.96 ± 5.03%	0.96 ± 5.42%	0.96 ± 5.79%	0.96 ± 6.01%	
5	0.96 ± 5.93%	0.96 ± 7.39%	0.96 ± 8.90%	0.96 ± 10.22%	0.96 ± 11.04%	
10	0.96 ± 7.25%	0.96 ± 9.82%	0.96 ± 12.46%	0.96 ± 14.72%	0.96 ± 16.15%	
20	0.97 ± 9.52%	0.97 ± 13.98%	0.97 ± 18.60%	0.97 ± 22.44%	0.97 ± 24.92%	
50	0.98 ± 15.05%	0.98 ± 24.57%	0.98 ± 33.98%	0.98 ± 41.71%	0.98 ± 46.88%	
100	1.00 ± 22.77%	1.00 ± 39.51%	1.00 ± 55.72%	1.00 ± 68.89%	1.00 ± 78.12%	
150	1.01 ± 29.51%	1.01 ± 52.96%	1.01 ± 75.35%	1.01 ± 93.38%	1.01 ± 106.47%	
200	1.03 ± 35.92%	1.03 ± 65.57%	1.03 ± 93.80%	1.03 ± 116.35%	1.03 ± 133.23%	
250	1.05 ± 42.06%	1.05 ± 77.65%	1.05 ± 111.49%	1.05 ± 138.31%	1.05 ± 158.91%	
300	1.06 ± 47.96%	1.06 ± 89.34%	1.06 ± 128.61%	1.06 ± 159.49%	1.06 ± 183.78%	
350	1.08 ± 53.68%	1.08 ± 100.73%	1.08 ± 145.30%	1.08 ± 180.06%	1.08 ± 208.01%	
400	1.10 ± 59.26%	1.10 ± 111.89%	1.10 ± 161.62%	1.10 ± 200.09%	1.10 ± 231.68%	
450	1.11 ± 64.72%	1.11 ± 122.86%	1.11 ± 177.65%	1.11 ± 219.68%	1.11 ± 254.88%	
500	1.13 ± 70.09%	1.13 ± 133.67%	1.13 ± 193.40%	1.13 ± 238.85%	1.13 ± 277.64%	

Tabla 27. Valores numéricos de  $k_{cal} \pm \Delta k_{cal}[\%]$  para el método 3, para frecuencias de corte inferior bajas, frecuencia de corte superior de 100MHz y diferentes longitudes de pulso. Sistema de medida de orden 4, [ep].

high cutoff: 100 MHz		$k_{cal} [pC/A_{peak}] \pm \Delta k_{cal} [\%]$				
low cutoff [kHz]	$t_{length} < 1000 \text{ ns}$	$t_{length} < 2000 \text{ ns}$	$t_{length} < 3000 \text{ ns}$	$t_{length} < 4000 \text{ ns}$	$t_{length} < 5000 \text{ ns}$	
1	1.00 ± 0.44%	1.00 ± 0.81%	1.00 ± 1.19%	1.00 ± 1.54%	1.00 ± 1.75%	
5	1.00 ± 1.77%	1.00 ± 3.17%	1.00 ± 4.62%	1.00 ± 5.88%	1.00 ± 6.67%	
10	1.00 ± 3.16%	1.00 ± 5.63%	1.00 ± 8.16%	1.00 ± 10.34%	1.00 ± 11.71%	
20	1.00 ± 5.60%	1.00 ± 9.90%	1.00 ± 14.35%	1.00 ± 18.05%	1.00 ± 20.44%	
50	1.01 ± 11.77%	1.01 ± 20.98%	1.01 ± 30.12%	1.01 ± 37.61%	1.01 ± 42.64%	
100	1.01 ± 20.72%	1.01 ± 37.12%	1.01 ± 53.02%	1.01 ± 65.94%	1.01 ± 75.00%	
150	1.02 ± 28.85%	1.02 ± 52.05%	1.02 ± 74.24%	1.02 ± 92.12%	1.02 ± 105.10%	
200	1.02 ± 36.77%	1.02 ± 66.40%	1.02 ± 94.66%	1.02 ± 117.24%	1.02 ± 134.12%	
250	1.03 ± 44.51%	1.03 ± 80.41%	1.03 ± 114.61%	1.03 ± 141.73%	1.03 ± 162.53%	
300	1.03 ± 52.11%	1.03 ± 94.23%	1.03 ± 134.29%	1.03 ± 165.80%	1.03 ± 190.55%	
350	1.04 ± 59.62%	1.04 ± 107.93%	1.04 ± 153.79%	1.04 ± 189.59%	1.04 ± 218.31%	
400	1.04 ± 67.06%	1.04 ± 121.57%	1.04 ± 173.18%	1.04 ± 213.17%	1.04 ± 245.89%	
450	1.05 ± 74.47%	1.05 ± 135.17%	1.05 ± 192.52%	1.05 ± 236.58%	1.05 ± 273.35%	
500	1.05 ± 81.86%	1.05 ± 148.77%	1.05 ± 211.81%	1.05 ± 259.88%	1.05 ± 300.70%	

## 4.5. Conclusiones.

En este capítulo se han descrito y analizado tres métodos diferentes de evaluación de carga a partir del empleo de sistemas de medida de gran ancho de banda.

El método 1, fundamentado en la medida del valor de pico, claramente es un método inadecuado para la evaluación de la carga dado los valores elevados de incertidumbre asociados a este método que se alcanzan para todas las configuraciones de ancho de banda.

El método 2, fundamentado en una integración parcial del pulso capturado, en este caso hasta un nivel del 3% respecto del valor de pico, muestra buenos resultados al trabajar con frecuencias de corte inferior menores a 20kHz. Tiene el



---

inconveniente de que el criterio del 3% es un criterio arbitrario, por lo que integraciones hasta otros valores proporcionarán incertidumbres diferentes.

El método 3, fundamentado en una integración parcial del pulso, en este caso el área comprendida entre el valor de pico y los puntos en que la señal pasa por cero, proporciona incertidumbres bajas, incluso menores al 10% para pulsos de hasta 5000ns siempre que se empleen frecuencias de corte inferior menores a 10kHz en sistemas de medida de orden 2.

Las simulaciones no muestran diferencias significativas en el comportamiento de la incertidumbre al variar la frecuencia de corte superior de 100MHz a 10MHz para sistemas de medida de orden 2, siendo el factor crítico, desde el punto de vista de la incertidumbre, la frecuencia de corte inferior.

Para sistemas de medida de orden 4 la incertidumbre mejora al incrementar la frecuencia de corte superior. Por ejemplo para una frecuencia de corte inferior de 5kHz, con una frecuencia de corte superior de 10MHz se obtiene una incertidumbre del 11%, mientras que para una frecuencia de corte superior de 100MHz es solo del 6.67% para pulsos de longitudes menores a 5000ns.

Cabe recordar que las incertidumbres analizadas son la contribución del método empleado y de las características del sistema de medida y de su ancho de banda, a la incertidumbre total de la medida de la carga. Es decir, no se contemplan otras fuentes de incertidumbre como las asociadas a la resolución vertical de los osciloscopios, efectos de corrientes de off-set, velocidades bajas de muestreo, etc.



---

## 5. Sistemas de medida: el sensor y el circuito de medida.

### 5.1. Introducción.

En este capítulo se aborda el análisis de los principales sistema de medida de descargas parciales en cables. Principalmente existen dos formas de realizar las medidas, bien mediante sensores acoplados por campo magnético o bien mediante sensores acoplados por campo eléctrico. Ambas configuraciones se muestran en la Figura 113.

En primer lugar se aborda el análisis de los sensores acoplados por campo magnético, también llamados transformadores de corriente de alta frecuencia. Se estudian sus principales características, y finalmente se presentan los resultados experimentales de sensores comerciales y de prototipos construidos en el Laboratorio de Alta Tensión del ITE.

Seguidamente se aborda el análisis de los sensores de medida acoplados por campo eléctrico. Se estudian sus principales características y las topologías más comunes para este tipo de sensores, analizando los diferentes comportamientos de cada una ellas y la problemática que presentan para la medida de descargas parciales. Finalmente se propone un nuevo diseño de acoplamiento de medida basado en una topología de filtro pasa-alto en doble T con realimentación, cuyas prestaciones, según las medidas realizadas, superan a los dispositivos conocidos en la actualidad.

En la última parte de este capítulo se analiza el sistema de medida desde un punto de vista global, considerando la influencia sobre la medida del sensor y del propio objeto de ensayo, en este caso cables subterráneos, que dado las

---

particularidades de los pulsos de descargas parciales es necesario considerarlos como una línea de transmisión de parámetros distribuidos.

## 5.2. El sensor inductivo.

### 5.2.1. Ganancia y ancho de banda del sensor inductivo.

Los dispositivos de medida acoplados por campo magnético son ampliamente utilizados en medidas de descargas parciales dado las ventajas que presentan, entre ellas el aislamiento galvánico que proporcionan.

Estos sensores se emplean normalmente en la configuración que se muestra en la Figura 113 a), actuando como un transformador de corriente. Habitualmente a este tipo de transformadores se les denomina High Frequency Current Transformers (HFCT). Como se ha visto en el capítulo 4 la influencia del ancho de banda del sistema de medida sobre la incertidumbre en la determinación de la carga de los pulsos de descargas parciales es de especial importancia.

El comportamiento en baja frecuencia de este tipo de dispositivos está determinado por el tiempo de caída o 'Drop time',  $D$ , que es la inversa de la constante de tiempo del sensor, modelado como un transformador de corriente, cuyo valor depende de la resistencia de carga y de la inductancia del bobinado

$$D = 1/\tau = R_{load}/L_{winding} = 2 \cdot \pi \cdot f_{-3dbLOW}$$

Normalmente la resistencia de carga de este tipo de sensores es de  $50\Omega$ . Este valor de resistencia es de uso extendido cuando se emplean líneas coaxiales para

---

transmitir la información del sensor al dispositivo de medida. El motivo es que la impedancia característica de este tipo de líneas coaxiales es de  $50\Omega$ , por lo que es necesario cargar la línea con un valor igual a la impedancia característica de la línea para evitar reflexiones parciales que distorsionen la forma de onda del pulso registrado. Este hecho fija entonces la relación entre la frecuencia de corte inferior del sensor y su inductancia.

Por otra parte, la inductancia de un bobinado sobre un toroide puede estimarse a partir de la expresión

$$L_{winding} = \mu \frac{N^2 \cdot A_{toroid}}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

donde  $\mu$  es la permeabilidad del núcleo magnético,  $A_{toroid}$  es el área de la sección perpendicular circular del toroide,  $r$  es el radio medio del toroide y  $N$  el número de espiras del toroide.

La ganancia del sensor, considerado como un transformador ideal, puede calcularse como

$$Gain_{HFCT} = \frac{R_{load}}{N} [\text{mV/mA}]$$

donde  $R_{load}$  es la impedancia de carga y  $N$  el número de espiras del toroide. La expresión anterior se deduce considerando las ecuaciones que definen el comportamiento de un transformador ideal, donde el número de espiras del primario es la unidad

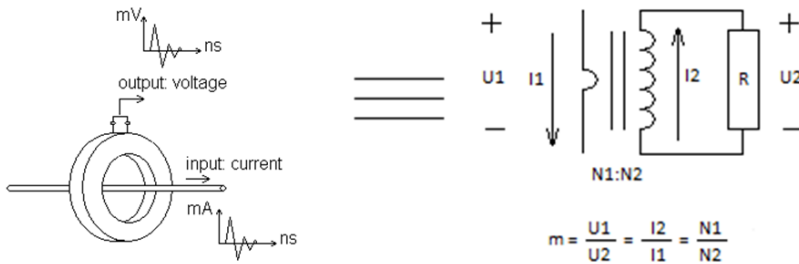


Figura 140. Sensor inductivo y circuito equivalente, [ep].

Puesto que la ganancia se define como la relación entre la tensión de salida y la corriente de entrada, a partir de las ecuaciones del transformador ideal puede decirse que

$$G = \frac{U_2}{I_1} = \frac{U_2/I_2}{I_1/I_2} = \frac{R}{N}$$

Operando con las ecuaciones anteriores, puede deducirse la expresión de la ganancia en función de la frecuencia de corte inferior, de la permeabilidad del núcleo magnético, de la resistencia de carga y de un factor geométrico, de forma que se cumple que

$$Gain_{HFCT} = \sqrt{R_{load} \cdot \mu \cdot f_{-3db} \cdot \frac{A_{toroid}}{r}}$$

De la expresión anterior se deduce que la frecuencia de corte inferior y la ganancia del sensor no son independientes, de forma que a menor frecuencia de corte inferior menor ganancia, lo que limita las prestaciones de los sensores inductivos desde el punto de vista de la incertidumbre en la determinación de la carga.

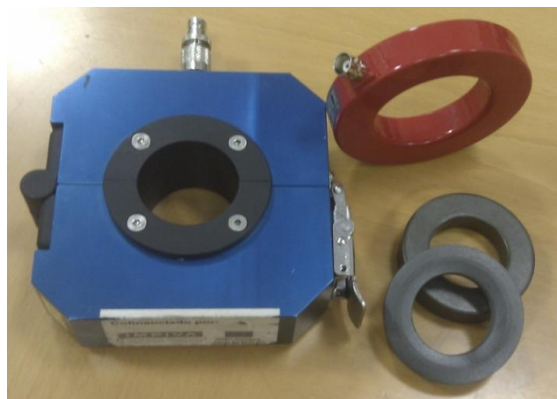
---

La frecuencia de corte superior del sensor normalmente está determinada por la capacidad parásita entre espiras del bobinado del toroide, o bien por la capacidad parásita entre el primario y el chasis del toroide que suele estar puesto a tierra.

### 5.2.2. Determinación experimental de la respuesta en frecuencia.

Empleando un osciloscopio, un generador y un shunt de corriente diseñado expresamente para la medida de la respuesta en frecuencia de sensores toroidales, se midieron las respuestas en frecuencia de diferentes tipos de sensores, dos de ellos comerciales y otros dos contruidos a partir de núcleos toroidales disponibles en el mercado.

El ancho de banda del shunt de corriente contruido es de unos 40MHz, por lo que las magnitudes medidas a partir de esta frecuencia se muestran simplemente a título orientativo, siendo la respuesta en baja frecuencia la determinante desde el punto de vista de la incertidumbre en la evaluación de la carga.



*Figura 141. Sensores HFCT de diferentes prestaciones; sensor azul (izquierda), sensor rojo (arriba derecha), y núcleos para los sensores contruidos, [ep].*

A continuación se muestran los resultados de las medidas experimentales realizadas sobre dos sensores HFCT comerciales, cuyas prestaciones de catálogo se recogen en la siguiente Tabla 28

Tabla 28. Características básicas de los sensores comerciales, [ep].

	red sensor	blue sensor
Ancho de banda (-3db)	4.8 kHz - 400 MHz	1.13 MHz – 122 MHz
Ganancia	2.5 mV/mA	21 mV/mA

Los resultados de las medidas experimentales de ambos sensores se muestran en las figuras Figura 142 y Figura 143.

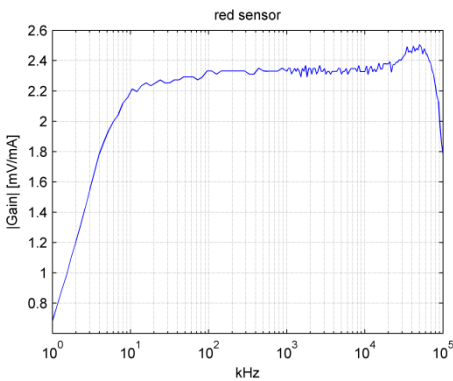


Figura 142. Respuesta experimental HFCT rojo, [ep].

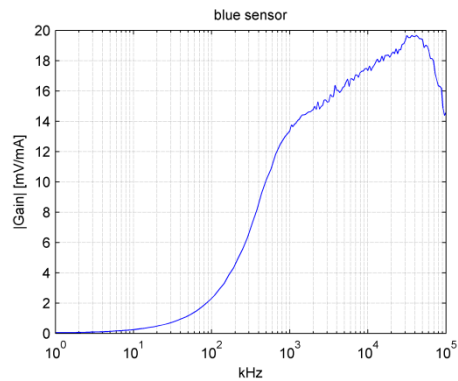


Figura 143. Respuesta experimental HFCT azul, [ep].

Como se aprecia en ambas figuras, alrededor de los 40MHz aparecen sendos picos debidos a la resonancia del sistema de medida. Igualmente se aprecia como los sensores con mayor ganancia presentan una frecuencia de corte inferior más elevada.

Empleando diversos núcleos magnéticos toroidales del tipo ferritas se construyeron dos prototipos de sensores HFCT con diferentes prestaciones. Las



características de los sensores construidos dependen en gran medida del comportamiento en frecuencia de los núcleos seleccionados y del número de espiras.

La Tabla 29 recoge las características básicas de los prototipos de sensores construidos. En las figuras Figura 144 y Figura 145 se muestran las respuestas en frecuencia de los prototipos construidos.

Tabla 29. Características básicas de los prototipos construidos, [ep].

	Material	$N_{\text{espiras}}$	Ganancia [mV/mA]	Ancho de banda (-3db)
Prototipo A	N30	5	9	30 kHz – 80 MHz
Prototipo B1	FT-240-J	2	17	90 kHz – 50MHz
Prototipo B2	FT-240-K	2	17	1.8 MHz - >100MHz
Prototipo B	FT-240-J+K	2	19	110 kHz - >100MHz

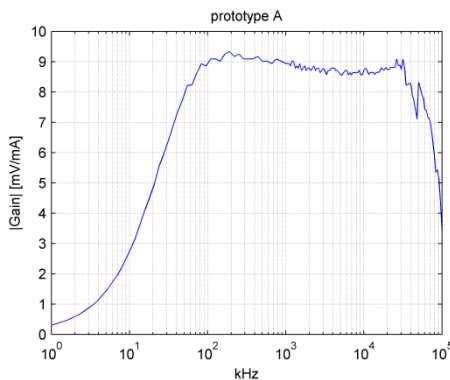


Figura 144. Respuesta en frecuencia del prototipo A, [ep].

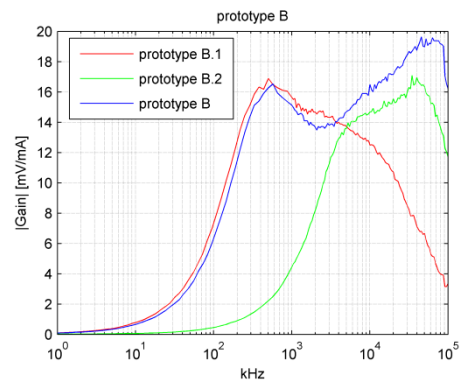


Figura 145. Respuesta en frecuencia del prototipo B, [ep]

La Figura 146 muestra detalles de la construcción del prototipo B, construido empleando dos núcleos diferentes, el FT-240-J y el FT-240-K, lo que mejora el comportamiento del prototipo a alta frecuencia.



*Figura 146. Detalle de la construcción del prototipo B, [ep].*

### **5.3. El sensor capacitivo.**

En el capítulo 4 se ha puesto de manifiesto la importancia del ancho de banda de los sistemas de medida desde el punto de vista de la determinación de la carga de los pulsos de descargas parciales. Como se ha visto en el citado capítulo, la incertidumbre en la medida de la carga es muy sensible a la frecuencia de corte inferior, mejorando esta cuanto más baja es la frecuencia de corte.

#### **5.3.1. Topologías y problemática asociada.**

##### ***5.3.1.1. Influencia de los armónicos en la frecuencia de corte inferior.***

El sensor ideal de descargas parciales sería un sensor con ganancia unitaria, capaz de medir en todo el espectro de las descargas parciales menos en la frecuencia de energización del cable. Este tipo de sensores, con comportamiento de filtro de grieta o 'notch', son filtros capaces de eliminar una banda muy estrecha de frecuencias. En la práctica este tipo de filtros no son adecuados para su instalación en

cables de media tensión dado que las ondas de energización del cable poseen armónicos de relativa potencia, por lo que es necesario que el sensor sea capaz de atenuar no solo la frecuencia de energización, sino también sus armónicos. La Tabla 30 recoge el valor máximo de los armónicos permitidos en redes de distribución para tensiones iguales o inferiores a  $36kV_{rms}$  según la normativa vigente española, [58].

Tabla 30. Valores máximos de tensión hasta el armónico número 25, permitidos por la normativa española para redes de distribución de tensión nominal menor a  $36kV_{rms}$ , [ep].

Tensión nominal: $12 kV_{rms}$		Tensión de pico: $16.97 kV_{pico}$		
armónicos $\leq 36 kV_{rms}$				
orden	%	$kV_{pico}$	Hz	$V_{pico}$
1	100	16.9706	50	16970.6
2	2	0.3394	100	339.4
3	5	0.8485	150	848.5
4	1	0.1697	200	169.7
5	6	1.0182	250	1018.2
6	0.5	0.0849	300	84.9
7	5	0.8485	350	848.5
8	0.5	0.0849	400	84.9
9	1.5	0.2546	450	254.6
10	0.5	0.0849	500	84.9
11	3.5	0.5940	550	594.0
12	0.5	0.0849	600	84.9
13	3	0.5091	650	509.1
14	0.5	0.0849	700	84.9
15	0.5	0.0849	750	84.9
16	0.5	0.0849	800	84.9
17	2	0.3394	850	339.4
18	0.5	0.0849	900	84.9
19	1.5	0.2546	950	254.6
20	0.5	0.0849	1000	84.9
21	0.5	0.0849	1050	84.9
22	0.5	0.0849	1100	84.9
23	1.5	0.2546	1150	254.6
24	0.5	0.0849	1200	84.9
25	1.5	0.2546	1250	254.6

Como se aprecia en la tabla, los armónicos se extienden hasta el orden 25, esto es hasta la frecuencia de 1.250kHz, imposibilitando el uso de filtros de grieta. Con ello la opción más adecuada es el empleo de sensores con comportamiento de filtros pasa-altos, o paso-banda, con frecuencias de corte inferior superiores a 1kHz, en el caso de querer cumplir con las condiciones más extremas impuestas en la normativa.

Este punto se analizan diferentes topologías de sensores acoplados por campo eléctrico con comportamientos de filtros pasa-todo y pasa-banda, capaces de emplearse como sensores de descargas parciales.

### 5.3.1.2. Sensores pasa-todo

Los sensores pasa todo están basados en la arquitectura de filtros pasa todo, típicamente empleadas como divisores de tensión, con topologías como las mostradas en la Figura 147.

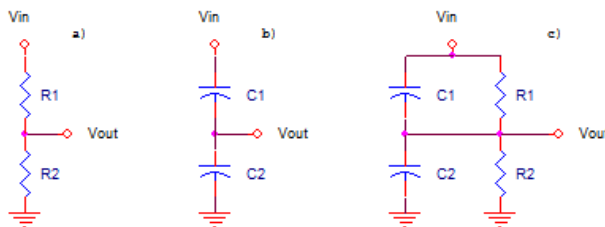


Figura 147. Topologías de sensores pasa-todo, [r3].

En las tres topologías presentadas, la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada permanece constante para todas la frecuencias, con la particularidad de que en el caso 'c' debe cumplirse que las constantes de tiempo del primario y secundario de deben ser iguales, es decir,  $C_1 \cdot R_1 = C_2 \cdot R_2$ .

---

Las relaciones entre la tensión de entrada y de tensión de salida son

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{casos 'a' y 'c'})$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (\text{caso 'b'})$$

y la impedancia de entrada de cada una de las topologías es

$$z_{input} = R_1 + R_2 \quad (\text{caso 'a'})$$

$$z_{input} = \frac{1}{j\omega \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}} \quad (\text{caso 'b'})$$

$$z_{input} = \frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega R_1 C_1} \quad (\text{caso 'c'})$$

Este tipo de sensores resultan inadecuados para la medida de descargas parciales puesto que la atenuación es constante a lo largo de todo el espectro de frecuencias. Supongamos que el sensor se conecta a una línea de 12kV @ 50Hz. Si queremos por ejemplo que el nivel de tensión a 50Hz en el punto de medida no exceda de 1.2mV @ 50Hz la atenuación necesaria será de  $10^7$ . Ello implicaría que los pulsos de descargas parciales también van atenuarse en la misma proporción, así por ejemplo un pulso de 1V se atenuaría hasta 100nV, valor indetectable por los sistemas de adquisición actuales, con sensibilidades del orden de 1 $\mu$ V.

Por otra parte, es necesario lograr tensiones bajas a la frecuencia de energización para no saturar o dañar los sistemas de adquisición actuales cuyo rango de entrada suele estar en  $\pm 5V$  para impedancias de entrada de 50 $\Omega$ . Además un valor bajo de

tensión a la frecuencia de energización, a la entrada del sistema de adquisición, facilita el ajuste del nivel del disparo del trigger.

### 5.3.1.3. Sensores sintonizados. Sensores paso-alto RLC.

Las topologías presentadas en la Figura 148 son capaces de sintonizarse para tener una resonancia pico a la frecuencia deseada,  $f_{tuned}$ .

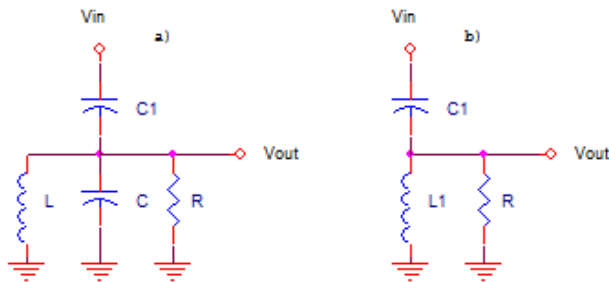


Figura 148. Topologías de sensores sintonizados, [r3].

Aunque ambos circuitos son capaces de ser sintonizados a una determinada frecuencia, solo el circuito 'b' presenta una ganancia unitaria a altas frecuencias. El circuito 'a', dada la presencia del condensador C en el secundario, actúa como un divisor a altas frecuencias por lo que resulta inadecuado como sensor para descargas parciales.

La relación entre la tensión de entrada y de salida, y la impedancia de entrada del circuito 'b' son

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 LC} - j \frac{1}{\omega RC}} \quad (\text{caso 'b'})$$

---


$$z_{in} = \frac{R(1 - \omega^2 LC) + j\omega L}{-\omega^2 LC + j\omega RC} \quad (\text{caso 'b'})$$

El circuito puede ser ajustado para poseer una resonancia en la frecuencia,  $f_{tuned}$  deseada por medio de la siguiente relación

$$f_{tuned} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2 \cdot R^2}{2 \cdot R^2 LC - L^2}} \quad (\text{caso 'b'})$$

Y en este caso la relación entre la tensión de entrada y de salida a la frecuencia,  $f_{tuned}$  puede calcularse por medio de la siguiente expresión.

$$\left. \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{f_{tuned}} = \frac{2 \cdot R^2 C}{\sqrt{4 \cdot R^2 LC - L^2}} \quad (\text{caso 'b'})$$

El circuito solo tendrá un pico de si se cumple que

$$L < 2 \cdot R^2 C \quad (\text{caso 'b'})$$

En caso contrario el circuito se comportará como un filtro pasa-alto ideal cuya frecuencia de corte puede aproximarse en el caso de que  $R \rightarrow \infty$  a

$$f_{-3db} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (\text{caso 'b'})$$

Con esta tipología de sensor es posible explorar los límites de las prestaciones que pueden alcanzarse al emplear valores de inductancias y condensadores disponibles. Puesto que el condensador está en contacto con la alta tensión es necesario que dicho condensador se trate de un condensador de alta tensión y que además tenga un buen comportamiento en radiofrecuencia. El estado actual de la

tecnología permite obtener condensadores de alta tensión en rango de unos pocos nF. Un valor típico de condensador es un condensador de 1nF, cuya impedancia a 50Hz es de unos 3.18MΩ, valor suficientemente elevado como para poder ser instalado en un sistema de alta tensión sin alterarlo. Por otra parte, los inductores contruidos a partir de ferritas pueden alcanzar inductancias con valores de unidades a decenas de mH, siendo fácilmente alcanzables inductancias de 5mH. Con el valor de capacidad propuesto y suponiendo cierto valor de inductancia, podemos calcular las frecuencias de corte que podrían alcanzarse con esta tipología de filtro. La Tabla 31 muestra un ejemplo de frecuencias de corte alcanzadas para diferentes valores de inductancia.

*Tabla 31. Valores estimados de L, C y frecuencias de corte para sensores tipo pasa-altos RLC, [ep].*

$f_{-3db}$	L	C
1kHz	25H	1nF
10kHz	250mH	1nF
71kHz	5mH	1nF

Como se aprecia en la tabla, para conseguir frecuencias de corte del orden de 1kHz a 10kHz el valor del inductor necesario es muy elevado, tanto que su construcción es inviable con el estado de la técnica actual a partir de ferritas, más si se quiere lograr un buen comportamiento en frecuencia. Por otra parte la construcción de un inductor de 5mH, que es un valor fácilmente alcanzable, posibilita la construcción de sensores con frecuencias de corte por encima de los 70kHz. Según lo expuesto en el capítulo 4, desde el punto de vista de la incertidumbre, valores de frecuencias de corte en este rango proporcionan incertidumbres muy elevadas, por lo que este tipo de dispositivos resultan inapropiados para su empleo como sensores de descargas parciales si se quieren obtener incertidumbres en la medida de la carga inferiores al 10%.



---

### 5.3.1.4. Sensores pasa-altos. Sensores RC.

A partir de la topología de la Figura 149 pueden construirse sensores de descargas parciales con comportamiento de filtro pasa-alto empleando un condensador de alta tensión y una resistencia.

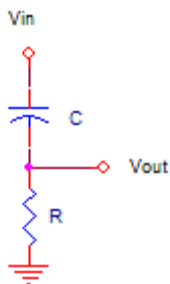


Figura 149. Topología de sensor basada en configuración RC, [r3].

La relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada para estos dispositivos es

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1}$$

siendo la frecuencia de corte

$$f_{-3db} = \frac{1}{2\pi RC}$$

y mostrando una impedancia de entrada de valor

$$z_{input} = R + \frac{1}{j\omega C}$$

Igual que para el dispositivo anterior, puede estudiarse el comportamiento en radiofrecuencia del dispositivo suponiendo un valor de condensador de alta tensión de 1nF, valor ciertamente razonable desde un punto de vista técnico. La Tabla 32 muestra valores de resistencia, frecuencia de corte y tensiones a 50Hz para dos configuraciones diferentes del sensor tipo RC.

*Tabla 32. Valores estimados de R, frecuencias de corte, y tensiones a 50Hz para sensores tipo pasa-altos RC, [ep].*

$f_{-3db}$	R	C	$V_{out}@V_{in}=12kV_{rms}$
1kHz	160k $\Omega$	1nF	603V $_{rms}$
3200kHz	50	1nF	189mV $_{rms}$

Como se aprecia en la tabla, para una frecuencia de corte de 1kHz, el valor de tensión a 50Hz en la salida es de 603V $_{rms}$  para una tensión a la entrada de 12kV $_{rms}$ , siendo este valor impracticable pues el rango de entrada de tensión para los sistemas de medida actuales ronda los  $\pm 5V_{rms}$ . Para obtener tensiones de 50Hz a la salida de valores practicable es necesario disminuir el valor de la resistencia, lo que provoca un incremento en la frecuencia de corte hasta el rango de MHz. El empleo de un dispositivo con una frecuencia de corte del orden de MHz daría una incertidumbre muy elevada desde el punto de vista de la evaluación de la carga, por lo que este tipo de sensores resultan igualmente inapropiados para la medida de descargas parciales.

### 5.3.2. Propuesta de sensor capacitivo.

Como se ha visto anteriormente, con las topologías de filtro descritas no es posible alcanzar frecuencias de corte del orden de unidades de kHz, necesarias como ha sido explicado anteriormente para disminuir la incertidumbre en la media de la carga de los pulsos de descargas parciales.

Además, dado que los dispositivos de medida acoplados por campo eléctrico son dispositivos que se instalan como medidores de tensión, es deseable que posean una elevada impedancia de entrada, fuerte atenuación a la frecuencia de energización y sus armónicos, y baja atenuación a altas frecuencias.

La topología de filtro en doble T con realimentación mostrada en la Figura 151 tiene el comportamiento de un filtro pasa-alto, que gracias al operacional permite obtener un gran ancho de banda. Esta topología puede emplearse como sensor de descargas parciales siempre que en su diseño no se sobrepasen las tensiones de funcionamiento del amplificador operacional a la tensión de ensayo especificada, y el primer condensador sea un condensador de alta tensión.

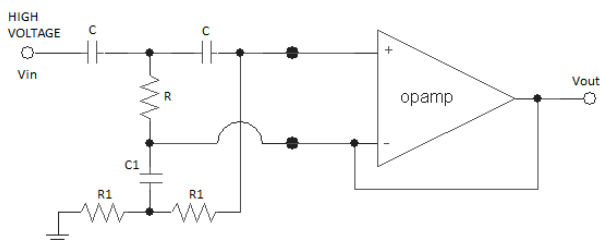


Figura 150. Topología filtro doble T para configuración de filtro pasa alto, [r3].

La ecuación que describe el comportamiento de la topología representada en la Figura 150 es la siguiente

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\omega^2 2RR_1 C^2 - j\omega^3 RR_1^2 C_1 C^2}{1 - \omega^2 2RR_1 C^2 - j(\omega^3 RR_1^2 C_1 C^2 - 2\omega RC)}$$

Como se puede apreciar, el número de variables que intervienen en el comportamiento del filtro es bastante elevado por lo que en la práctica es necesario realizar simulaciones para ajustar los valores del filtro.

### 5.3.2.1. Construcción de un sensor de gran ancho de banda.

Empleando como diseño de partida el mostrado en la Figura 150 se ha construido un sensor cumpliendo con las siguientes especificaciones:

- frecuencia de corte inferior de 5.7kHz
- impedancia de entrada superior a  $1k\Omega$  (valor de impedancia muy superior a la impedancia característica de las líneas subterráneas cuyo valor oscila entre los 20 y  $90\Omega$ )
- ganancia de al menos 0.90
- capaz de soportar tensiones de hasta  $24kV_{rms}$  a 50Hz

Un factor crítico para el diseño de este tipo de filtros con elementos activos es que la tensión en bornes del amplificador operacional no debe sobrepasar nunca el valor de tensión máximo de operación de este dispositivo, que típicamente oscila entre los  $\pm 5V$  y  $\pm 15V$ . Para ello ha sido necesario incrementar el número de etapas hasta cuatro, tal y como se aprecia en la Figura 151.

La Figura 151 muestra el diseño óptimo empleando operacionales de ancho de banda de 150MHz, obtenido después de numerosas simulaciones. Las figuras Figura 152 y Figura 153 muestran el prototipo construido en el Laboratorio de Alta Tensión del ITE.

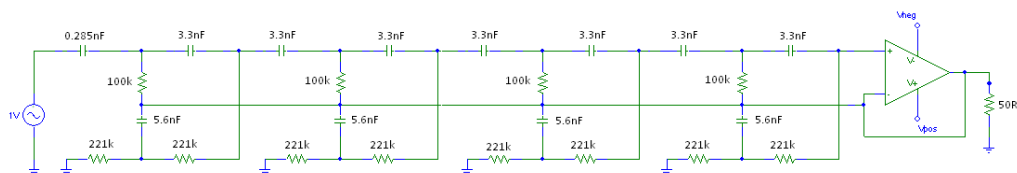
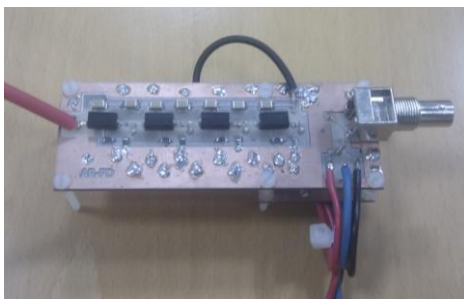


Figura 151. Esquemático del sensor de gran ancho de banda, [r3].



*Figura 152. PCB construida para sensor de gran ancho de banda, [r3].*

Como se aprecia en la Figura 153, el condensador de alta tensión hasta  $24\text{kV}_{\text{rms}}$  se ha obtenido a partir de la asociación serie de condensadores de alta tensión. El plato superior se ha instalado para evitar las descargas corona en el punto de conexión con la alta tensión. En el interior de la caja metálica se alojan los circuitos de alimentación y la placa electrónica que contiene el resto del filtro cuyas partes no están sometidas a alta tensión.

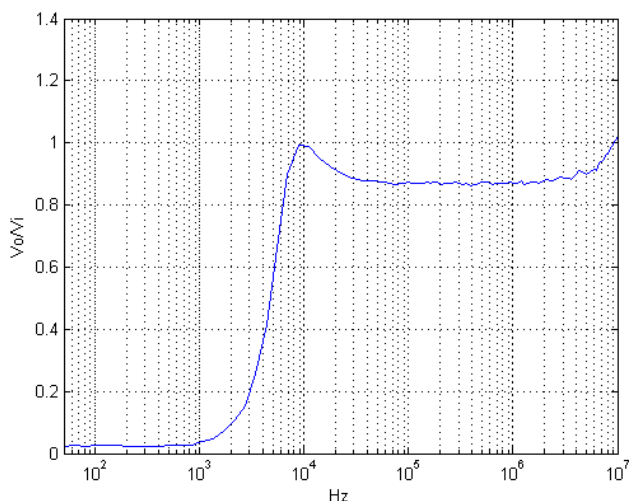


*Figura 153. Fotografía del prototipo construido, [ep].*

---

### 5.3.2.2. *Determinación de la respuesta en frecuencia.*

La Figura 154 muestra el diagrama de Bode de magnitud medido para el prototipo. Como se aprecia en la figura, la frecuencia de corte inferior (valor para el cual se alcanza la relación  $V_{out}/V_{in} = 0.7$ ) del dispositivo está muy próxima al valor de diseño de 5.7kHz, al igual que el valor de ganancia está también muy próximo al prediseño de 0.90.



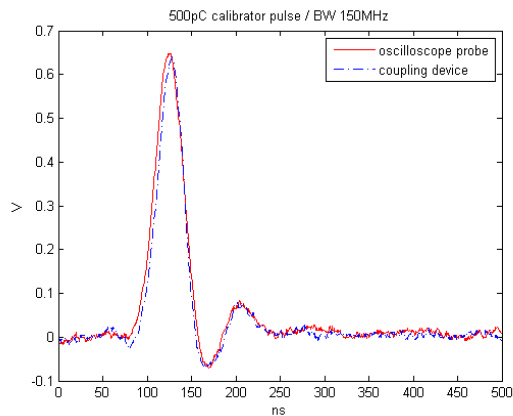
*Figura 154. Respuesta en frecuencia del prototipo construido, [r3].*

Las pruebas realizadas sobre el dispositivo han revelado que se encuentra libre de descargas parciales hasta tensiones de  $24kV_{rms}$ . Por otra parte, a tensión de  $12kV_{rms}$  se ha medido una tensión a 50Hz a la salida de 1.5mV, por lo que la atenuación a 50Hz es suficiente.

Para comprobar la respuesta temporal del prototipo, empleando un cable de media tensión de 12/20kV, HEPRZ1,  $1 \times 50mm^2$  Al de 500m, y un calibrador de

---

descargas parciales, se inyectaron pulsos de 500pC en un extremo del cable, y se midieron estos en el otro extremo del cable con el prototipo y con una sonda de osciloscopio de 500MHz de ancho de banda. Los resultados de la comparativa se muestran en la Figura 155, donde se aprecia claramente que la diferencia entre ambos dispositivos es mínima, quedando demostradas experimentalmente las buenas prestaciones del prototipo.



*Figura 155. Comparativa respuesta temporal del prototipo frente a sonda de osciloscopio, [r3].*

### ***5.3.2.3. Análisis de la relación entre la incertidumbre en la determinación de la carga y el ancho de banda.***

Siguiendo el procedimiento del punto 4.4 es posible calcular por simulación las incertidumbres en la evaluación de la carga expresadas en tanto por cien según el método 3 (integración del pulso entre ceros), que se obtendrían con la topología propuesta de sensor capacitivo. En este caso la topología propuesta se ajusta al comportamiento de un filtro pasabanda de orden 8.

La Tabla 33 muestra numéricamente la incertidumbre en la determinación de la carga expresada en tanto por cien, según el método 3, para diferentes frecuencias de corte inferior y superior, en función de la longitud de los pulsos de descargas parciales.

Tabla 33. Incertidumbre en la evaluación de la carga expresada en [%] según el método 3, para topología de sensor capacitivo propuesta en función del ancho de banda, [ep].

$f_1$ [kHz]	$f_2$ [MHz]	$t_{\text{length}} < 1000\text{ns}$	$t_{\text{length}} < 2000\text{ns}$	$t_{\text{length}} < 3000\text{ns}$	$t_{\text{length}} < 4000\text{ns}$	$t_{\text{length}} < 5000\text{ns}$
1	20	10.74	11.08	11.78	12.41	12.79
	50	5.13	5.78	6.44	7.04	7.41
	70	1.65	2.27	2.91	3.49	3.84
	100	0.79	1.41	2.04	2.62	2.97
5	20	12.79	15.32	17.93	20.17	21.58
	50	7.48	9.89	12.38	14.51	15.86
	70	3.92	6.25	8.66	10.72	12.02
	100	3	5.31	7.69	9.73	11.02
10	20	15.24	19.66	24.23	28.05	30.5
	50	9.91	14.12	18.49	22.13	24.47
	70	6.28	10.35	14.57	18.09	20.35
	100	5.27	9.3	13.48	16.97	19.21

La Figura 156 muestra la evolución de la incertidumbre en la determinación de la carga expresada en tanto por cien, según el método 3, con la frecuencia de corte inferior, para las frecuencias de corte superior de 20MHz y 100MHz, en función de la longitud de los pulsos de descargas parciales.

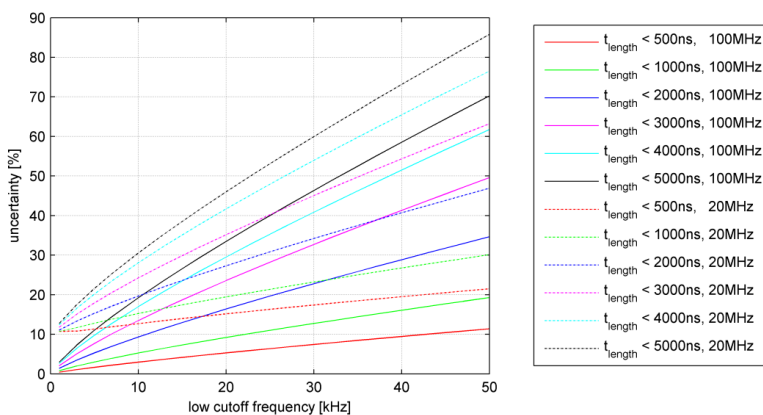


Figura 156 Incertidumbre en la evaluación de la carga expresada en [%] según el método 3, para topología de sensor capacitivo propuesta en función del ancho de banda, [ep].



---

## 5.4. Influencia del cable bajo ensayo sobre el sistema de medida.

### 5.4.1. Modelo del cable de media tensión.

La dinámica de los pulsos de descargas parciales provoca en los cables pulsos de corriente de duraciones normalmente inferiores al microsegundo que se propagan por el cable a velocidades cercanas al 54% de la velocidad de propagación de una onda electromagnética en el vacío de  $300\text{m}/\mu\text{s}$ .

Puesto que la longitud de cable bajo ensayo suele ser superior a los 100m, este fenómeno provoca que no toda la longitud de cable este pulsando a la misma vez, por lo que en relación con el estudio de los pulsos de descargas parciales el cable debe considerarse como un modelo de línea de transmisión de parámetros distribuidos, aunque a la frecuencia de energización de 50Hz y para las longitudes típicas de ensayo pueda asimilarse a una línea de parámetros concentrados.

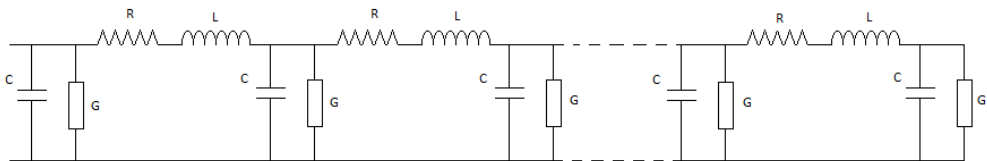


Figura 157. Línea de transmisión de parámetros distribuidos, [ep].

La impedancia característica,  $Z_0$ , de un cable relaciona la tensión,  $u(y,t)$ , y la corriente,  $i(y,t)$ , en cada punto del cable en cada instante de tiempo. El valor de dicha

---

impedancia característica puede expresarse en función de los valores de inductancia,  $L$ , capacidad,  $C$ , resistencia,  $R$ , y admitancia,  $G$ , por metro del cable, de forma que

$$Z_o = \frac{u(y, t)}{i(y, t)} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = R_o \pm jX_o$$

En la mayoría de cables, y al objeto de simplificar, el valor de la resistencia y la conductancia puede considerarse como despreciable, por lo que el valor de la impedancia característica adquiere un valor puramente resistivo que suele expresarse de la forma

$$Z_o \approx \sqrt{\frac{L}{C}} = R_o$$

Un fenómeno ampliamente conocido de las líneas de transmisión es que en los extremos del cable se producen reflexiones parciales de la onda incidente,  $U_i$  ó  $I_i$ , en función del valor de la impedancia característica del cable,  $Z_o$ , y de la impedancia conectada en el extremo,  $Z_e$ , produciendo ondas reflejadas,  $U_r$  ó  $I_r$ .

Los valores de tensión y de corriente en el extremo,  $U_e$  e  $I_e$ , son la suma de la onda incidente y la onda reflejada en el caso de tensiones, y la resta de la onda incidente y la reflejada en el caso de corrientes.

$$U_e = U_i + U_r = U_i + \rho \cdot U_i = U_i(1 + \rho)$$

$$I_e = I_i - I_r = I_i - \rho \cdot I_i = I_i(1 - \rho)$$

A la relación entre la onda reflejada y la onda incidente se le denomina el coeficiente de reflexión,  $\rho$ , que además puede expresarse en función de la impedancia característica del cable,  $Z_o$ , y de la impedancia conectada en el extremo,  $Z_e$ .

---


$$\rho = \frac{U_r}{U_i} = \frac{I_r}{I_i} = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} = \frac{(R_e \pm jX_e) - (R_o \pm jX_o)}{(R_e \pm jX_e) + (R_o \pm jX_o)} \approx \frac{(R_e \pm jX_e) - R_o}{(R_e \pm jX_e) + R_o}$$

**Caso límite: extremo abierto.**

En el caso límite de que el extremo final de la línea se encuentre en extremo abierto se cumple que

$$Z_e = R_e \pm jX_e \rightarrow \infty$$

y simplificando la línea de transmisión a una línea ideal sin pérdidas

$$Z_o \approx R_o$$

el coeficiente de reflexión puede expresarse como

$$\rho = \frac{\infty - R_o}{\infty + R_o} = 1$$

Cuando el coeficiente de reflexión es la unidad, se produce una reflexión total de la onda, es decir, las ondas incidentes y reflejadas son iguales

$$U_i = U_r$$

$$I_i = I_r$$

Lo que produce, en virtud de la suma y resta de ondas incidentes y reflejadas, que la tensión en el extremo sea del doble de la incidente y la corriente sea nula.

$$U_e = U_i + U_r = 2 \cdot U_i$$

$$I_e = I_i - I_r = 0$$

---

### Caso límite: extremo cortocircuitado.

En el caso límite de que el extremo final de la línea se encuentre en cortocircuito se cumple que

$$Z_e = R_e \pm jX_e \rightarrow 0$$

y simplificando la línea de transmisión a una línea ideal sin pérdidas

$$Z_o \approx R_o$$

el coeficiente de reflexión puede expresarse como

$$\rho = \frac{-R_o}{+R_o} = -1$$

Cuando el coeficiente de reflexión es menos la unidad, se produce una inversión total de la onda, es decir, las ondas incidentes y reflejadas son iguales pero invertidas

$$U_i = -U_r$$

$$I_i = -I_r$$

Lo que produce, en virtud de la suma y resta de ondas incidentes y reflejadas, que la tensión en el extremo sea cero y la corriente sea el doble de la incidente.

$$U_e = U_i + U_r = 0$$

$$I_e = I_i - I_r = 2 \cdot I_i$$

### Caso particular: extremo con carga capacitiva

En el caso particular de que en el extremo final de la línea se encuentre conectada una reactancia pura capacitiva de valor,  $C$ , se cumple que

$$Z_e = \underbrace{R_e}_{=0} \pm j \underbrace{X_e}_{\neq 0} = -jX_e = \frac{-j}{\omega C}$$

y simplificando la línea de transmisión a una línea ideal sin pérdidas

$$Z_o \approx R_o$$

el coeficiente de reflexión puede expresarse como

$$\rho = \frac{-jX_e - R_o}{-jX_e + R_o} = \frac{\frac{-j}{\omega C} - R_o}{\frac{-j}{\omega C} + R_o}$$

Podemos entonces a partir de la expresión anterior calcular los valores de  $1-\rho$  y de  $1+\rho$ , que afectan a los cálculos de la corriente y la tensión en el extremo de la línea

$$I_e = I_i \cdot (1 - \rho) \quad \text{siendo} \quad 1 - \rho = \frac{2 \cdot R_o}{R_o - jX_e}$$

$$U_e = U_i \cdot (1 + \rho) \quad \text{siendo} \quad 1 + \rho = \frac{-2 \cdot jX_e}{R_o - jX_e}$$

#### 5.4.2. Influencia del cable sobre la medida con sensores acoplados por campo eléctrico.

La Figura 158 representa el circuito de medida de descargas parciales en cables cuando se emplean sensores acoplados por campo eléctrico.

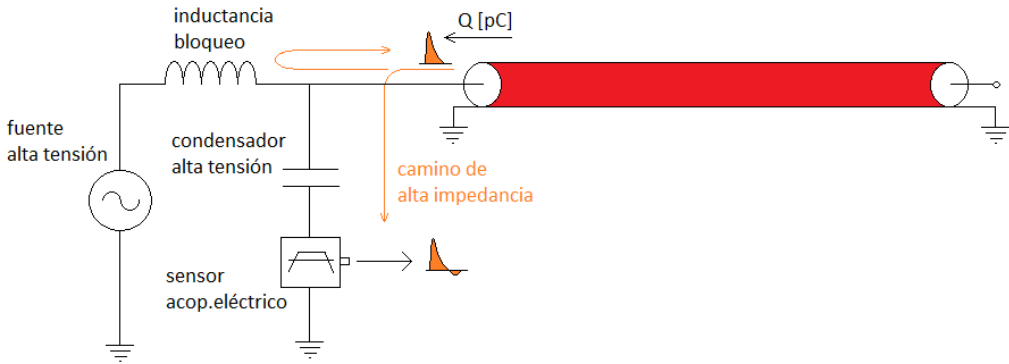


Figura 158. Circuito de medida en cables empleando sensores con acoplamiento por campo eléctrico, [ep].

En este tipo de circuitos el objetivo es la medida de la tensión en el conductor del cable de los pulsos de descargas parciales, por lo que es un requisito indispensable, como se ha explicado anteriormente, que la impedancia de entrada del dispositivo de medida sea elevada.

En nuestro caso, el prototipo de acoplamiento capacitivo diseñado como sensor de descargas parciales presenta una impedancia superior a  $1k\Omega$ . Puesto que los cables coaxiales subterráneos de media tensión poseen una impedancia característica que oscila entre los  $20\Omega$  y los  $90\Omega$ , el coeficiente de reflexión vale aproximadamente 1 en todo el espectro, lo que implica que la tensión en el extremo se duplica y la corriente se anula.

$$\rho = \frac{1k\Omega - R_o}{1k\Omega + R_o} \approx 1 \quad \Rightarrow \quad U_e \approx 2 \cdot U_i$$

En este caso, puesto que la tensión se duplica, la carga aparente medida en el extremo se dobla respecto del valor de carga que circula por el cable. Este hecho compensa el fenómeno de que la carga medida procede del pulso incidente que

---

posee la mitad de carga de la descarga, pues la otra mitad la posee el pulso reflejado, ver Figura 27 y Figura 28.

### **5.4.3. Influencia del cable sobre la medida con sensores acoplados por campo magnético.**

La Figura 159 muestra el esquema característico de medida de descargas parciales en cables cuando se emplean sensores acoplados por campo magnético. En este caso es necesario proporcionar un camino de baja impedancia por el que circule el pulso se descarga parcial para poder medirlo.

Idealmente, desde el punto de vista teórico, lo mejor sería cortocircuitar el cable en el extremo de medida pues como se ha visto, en este caso la corriente se dobla lo que daría una mayor sensibilidad a la medida. Evidentemente no es posible cortocircuitar el extremo del cable pues se produciría un cortocircuito en la fuente de excitación de alta tensión. En la práctica se conecta un condensador del orden de nF, con una impedancia suficientemente alta a la frecuencia de excitación para no sobrecargar el generador de alta tensión, que a altas frecuencias se comporta como un cortocircuito.

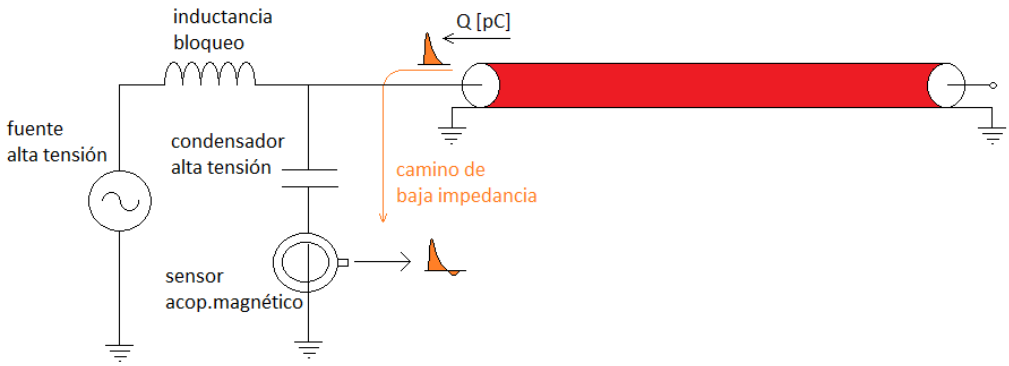


Figura 159. Circuito de medida en cables empleando sensores con acoplamiento por campo magnético, [ep].

En este caso, la corriente que circula por el condensador puede calcularse a partir de las ecuaciones que hemos visto para el caso particular de una línea de transmisión terminada con un condensador. En este caso, como ya se ha visto anteriormente, se cumple que

$$I_e = I_i \cdot (1 - \rho) \quad \text{siendo} \quad 1 - \rho = \frac{2 \cdot R_o}{R_o - jX_e}$$

$$U_e = U_i \cdot (1 + \rho) \quad \text{siendo} \quad 1 + \rho = \frac{-2 \cdot jX_e}{R_o - jX_e}$$

La corriente que circula por el extremo,  $I_e$ , es la corriente incidente,  $I_i$ , multiplicada por los valores de '1-ρ', lo que supone que el propio cable junto con el condensador actúa como un filtro cuya respuesta en frecuencia es precisamente el valor de '1-ρ'.

En este caso la expresión de '1-ρ' puede desarrollarse de la forma

$$1 - \rho = \frac{2 \cdot R_o}{R_o - jX_e} = \frac{2 \cdot R_o}{R_o - j \frac{1}{\omega C}} = \frac{2 \cdot R_o \omega C}{R_o \omega C - j}$$



---

Esta función alcanza su máximo cuando  $w \rightarrow \infty$  cuyo valor es 2. Teniendo en cuenta que dicha función representa el comportamiento de un filtro y que la frecuencia de corte de un sistema se determina a la frecuencia cuyo valor es de  $\sqrt{2}/2$  su valor máximo en valor absoluto, puede demostrarse operando sobre la expresión anterior que la frecuencia de corte inferior,  $f_{-3db}$ , se determina a partir de la siguiente expresión

$$f_{-3db} = \frac{1}{2\pi R_o C}$$

Es decir, la influencia del cable comportándose como una línea de transmisión junto con el condensador, actúan sobre la corriente como si de un filtro pasa alto se tratara.

Por ejemplo, suponiendo un valor de  $R_o$  de  $60\Omega$  y un valor de condensador de  $1nF$ , se obtiene una frecuencia de corte de aproximadamente  $2.6MHz$ . La respuesta en frecuencia de '1- $\rho$ ' se muestra en la Figura 160.

La Figura 161 muestra los valores de las frecuencias de corte que pueden alcanzarse en función del valor de impedancia característica del cable y del valor de condensador empleado. En la parte inferior se representa el valor de impedancia que presenta el condensador a  $50Hz$ .

La Tabla 34 muestra los valores numéricos de condensador necesarios para un rango de frecuencias de entre  $1kHz$  y  $1000kHz$ , para valores de impedancia característica de  $30$ ,  $60$  y  $85\Omega$ , y los valores de impedancia a  $50Hz$ .

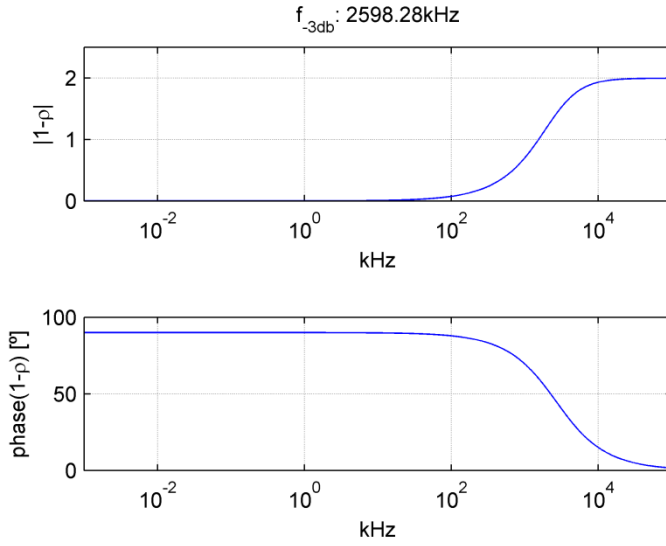


Figura 160. Respuesta en frecuencia de  $(1-p)$  para  $R_o=60\Omega$  y  $C=1\text{nF}$ , [ep].

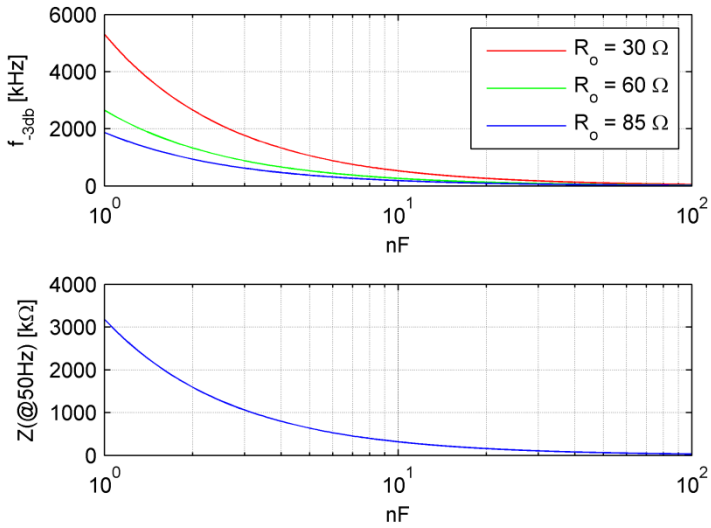


Figura 161. Frecuencias de corte e impedancias a 50Hz para diferentes valores de condensador, [ep].

Tabla 34. Valores numéricos de condensadores para frecuencias de corte de 1, 10, 100 y 1000 kHz para diferentes valores de impedancia característica, e impedancias a 50Hz, [ep].

f-3db[kHz]	$R_o = 30\Omega$		$R_o = 60\Omega$		$R_o = 85\Omega$	
	C [nF]	Z(@50Hz) [k $\Omega$ ]	C [nF]	Z(@50Hz) [k $\Omega$ ]	C [nF]	Z(@50Hz) [k $\Omega$ ]
1	5307.9	0.6	2653.9	1.2	1873.4	1.7
10	530.8	6	265.4	12	187.3	17
100	53.1	60	26.5	120	18.7	170
250	21.2	150	10.6	300	7.5	425
500	10.6	300	5.3	600	3.7	850
750	7.1	450	3.5	900	2.5	1275
1000	5.3	600	2.7	1200	1.9	1700

Como se aprecia en la Tabla 34, si se quieren lograr frecuencias de corte inferior del orden de 10 kHz se necesita un condensador de 530nF en el peor de los casos. Con este condensador, a  $12kV_{rms}$  a 50Hz se drenarían unos 2A, valor muy elevado, pues supone una pérdida de potencia de 24kVA.

## 5.5. Conclusiones.

Las conclusiones de capítulos anteriores han mostrado que si se quiere reducir la incertidumbre en la medida de la carga de los pulsos de descargas parciales es necesario disponer de un sistema de medida cuya frecuencia de corte inferior sea lo más baja posible.

Según se ha analizado, la medida de descargas parciales mediante sensores inductivos o HFCT tiene dos inconvenientes principales. El primero de ellos es que la ganancia en este tipo de sensores depende de la frecuencia de corte inferior. El segundo problema que existe es que resulta complicado encontrar condensadores de alta tensión de valores de cientos de nF, que son los necesarios para que el propio circuito de medida tenga una frecuencia de corte inferior del orden de decenas de kHz.

---

Los sensores acoplados por campo eléctrico tienen la ventaja de que pueden ser diseñados para frecuencias de corte inferior del orden de unidades de kHz con ganancias unitarias. Ello implica que con este tipo de sensores puede llegarse al límite de la sensibilidad y fidelidad en cuanto a la medida de pulsos de descargas parciales se refiere. Pero como se ha demostrado es necesario emplear circuitos activos en las topologías de los filtros para lograr frecuencias de corte inferior bajas, frecuencias imposibles de obtener con topologías con elementos puramente pasivos.

La topología propuesta de sensor capacitivo, según se ha comprobado experimentalmente, cumple perfectamente con los requerimientos de la medida, pues tiene una frecuencia de corte inferior del orden de unidades de kHz, ganancia próxima a la unidad, atenuación suficiente de la señal de 50Hz y alta impedancia de entrada, tanto a 50Hz como a alta frecuencia, resultando ser un dispositivo de medida idóneo.

Por otra parte ha quedado patente la influencia que el propio cable de alta tensión tiene sobre el sistema de medida en función del tipo de sensores que se empleen. Mientras que si se emplean sensores capacitivos la influencia sobre el comportamiento del sistema de medida del cable es mínima, si se emplean sensores inductivos la influencia del propio cable sobre el sistema de medida produce distorsiones sobre la corriente a medir, comportándose como si de un filtro paso-alto se tratara. Este hecho nos indica, desde el punto de vista de la incertidumbre en la evaluación de la carta, que el empleo de sensores capacitivos resulta más apropiado sí que quieren obtener bajas frecuencias de corte inferior del sistema de medida.

## 6. Medidas experimentales.

### 6.1. Medidas experimentales con calibrador.

El objetivo del presente capítulo es comprobar experimentalmente el comportamiento de los dos principales sistemas de medida de descargas parciales no convencionales en cables para medidas en cables fuera de servicio.

La Figura 162 muestra el esquema de las dos alternativas de medida.

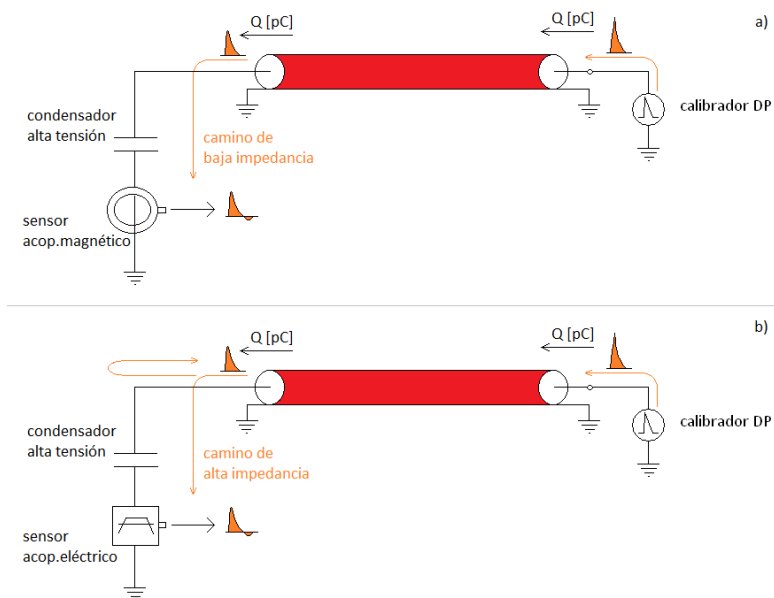


Figura 162. Esquema medidas experimentales: a) Dispositivo de medida acoplado por campo magnético; b) Dispositivo de medida acoplado por campo eléctrico, [ep].

---

Como se ha sido explicado en el capítulo anterior, el circuito de medida de descargas parciales en cables está influido por la propia impedancia característica del cable.

En el caso de emplear dispositivos de medida acoplados por campo magnético, como es el caso representado en la Figura 162 a) con transformadores de corriente de alta frecuencia, la corriente que mide el sensor,  $I_{sensor}$ , es la corriente que circula por el cable,  $I_{cable}$ , multiplicada por el coeficiente dependiente de la frecuencia  $1-\rho$

$$I_{sensor} = I_{cable} \cdot (1 - \rho) \quad \text{siendo} \quad 1 - \rho = \frac{2 \cdot R_o \omega C}{R_o \omega C - j}$$

Como se aprecia en la expresión anterior es necesario conocer el valor de la impedancia característica del cable para poder determinar la corriente que el sensor va a medir. Así, la medida del pulso de descarga parcial dependerá tanto de los valores de impedancia característica del cable y del valor del condensador, como de la propia respuesta del sensor.

En el caso de emplear dispositivos de medida acoplados por campo eléctrico, Figura 162 b), puesto que la impedancia de entrada de los sensores es mucho más elevada que el valor de la impedancia característica del cable, puede asumirse que el extremo del cable donde se realiza la medida se encuentra a efectos prácticos en circuito abierto, de forma que la tensión que va a medir el sensor,  $U_{sensor}$ , será el doble de la tensión existente en el cable,  $U_{cable}$ , (ver punto 5.4.2)

$$U_{sensor} = 2 \cdot U_{cable}$$

---

### 6.1.1. Determinación de la impedancia característica del cable.

La impedancia característica del cable puede determinarse a partir del empleo de un calibrador de descargas parciales midiendo según el esquema representado en la Figura 162 b), donde la tensión en el extremo final del cable se ha medido con una sonda de osciloscopio de 500MHz de ancho de banda, con un osciloscopio de 12bits muestreando a 200MS/s.

Por definición la carga es la integral de corriente.

$$q = \int i(t)dt$$

En nuestro caso la corriente del pulso de descarga parcial que circula por el cable,  $I_{cable}$ , provoca una tensión en el cable,  $U_{cable}$ , cuyo valor es

$$I_{cable}(y, t) = \frac{U_{cable}(y, t)}{Z_o}$$

Considerando las expresiones anteriores puede escribirse que

$$q = \int I_{cable}dt = \int \frac{U_{cable}}{Z_o} dt$$

y puesto que el sensor posee una gran impedancia de entrada en comparación con la impedancia característica del cable

$$q = \int \frac{U_{medida}}{2 \cdot Z_o} dt$$

Por lo que la impedancia característica del cable puede calcularse inyectando una carga conocida con un calibrador en un extremo del cable y midiendo la tensión del pulso en el extremo opuesto cuando este se encuentra cargado con una

impedancia de valor muy superior a la impedancia característica del cable, pues se cumple que

$$Z_0 = \frac{\int U_{medida} dt}{2 \cdot q_{calibrador}}$$

Asumiendo que la carga se mantiene constante a lo largo de 500m de cable de media tensión tipo HEPRZ1 12/20kV 50mm<sup>2</sup> Al H16, y empleando un calibrador de descargas parciales calibrado con cargas de 100pC, 200pC, 500pC, 1000pC y 2000pC, se han obtenido los siguientes valores de impedancia característica a través de la medida de 10 pulsos de cada valor de carga de calibración. El suponer que la carga permanece constante para este tipo de cable es razonable según los resultados expresados en la Tabla 1.

*Tabla 35. Impedancia característica para un cable HEPRZ1 12/20kV 50mm<sup>2</sup> Al H16, [ep].*

Carga	Z <sub>0</sub> [Ω]
100pC	22.48
200pC	24.12
500pC	23.89
1000pC	24.08
2000pC	23.57
	Valor medio: 23.63Ω

Como se aprecia en la tabla Tabla 35, el valor de la impedancia característica para cada carga de calibración permanece en un valor en torno a los 23.63 Ω mostrando los cálculos poca dispersión. Una vez determinado el valor de la impedancia característica del cable ya es posible estimar las frecuencias de corte de los diferentes sistemas de media, por lo que seguidamente van compararse las medidas realizadas por diferentes sistemas de medida.



---

### 6.1.2. Medidas con dispositivo de medida acoplado por campo magnético.

Como ya ha sido comentado anteriormente al emplear un dispositivo de medida acoplado por campo magnético, la corriente que mide el sensor de corriente es

$$I_{sensor} = I_{cable} \cdot (1 - \rho) \quad \text{siendo} \quad 1 - \rho = \frac{2 \cdot R_o \omega C}{R_o \omega C - j}$$

Operando sobre la expresión anterior y buscando el valor en que la corriente medida alcanza el valor de  $\sqrt{2}/2$  veces la corriente del pulso que viaja por el cable, es posible estimar la frecuencia de corte del conjunto formado por el propio cable y el condensador

$$f_{-3db} = \frac{1}{2\pi R_o C}$$

Así, diferentes valores de condensador producirán diferentes frecuencias de corte. Para las medidas realizadas se han tomado condensadores de valores de 0.666nF, 2nF, y 33nF. La Tabla 36 resume las frecuencias de corte suponiendo una impedancia característica de  $23.63\Omega$ .

Tabla 36. Frecuencias de corte para la corriente medida por los transformadores de corriente de alta frecuencia, [ep].

Condensador	$Z_o$	$f_{-3db}$
0.666 nF	23.63 $\Omega$	10.11 MHz
2 nF	23.63 $\Omega$	3.36 MHz
33 nF	23.63 $\Omega$	204.09 kHz

Las medidas de la corriente se han realizado empleando diferentes transformadores de corriente de alta frecuencia. La Tabla 37 muestra los transformadores de corriente de alta frecuencia empleados en las medidas experimentales y caracterizados en el capítulo 5.

Tabla 37. Transformadores de corriente de alta frecuencia empleados en las medidas experimentales, [ep].

	Material	$N_{\text{espiras}}$	Ganancia [mV/mA]	Ancho de banda (-3db)
HFCT red	Amorphous cobalt	-	2.5	4.8 kHz - 400 MHz
HFCT blue	-	-	21	1.13 MHz – 122 MHz
Prototipo A	N30	5	9	30 kHz – 80 MHz
Prototipo B	FT-240-J+K	2	19	110 kHz - >100MHz

De esta forma, la medida del pulso de descargas parciales depende tanto del valor del condensador de alta tensión empleado como del sensor inductivo empleado. Las figuras Figura 163, Figura 164 y Figura 165 muestran un pulso de 100pC capturado según se representa en la Figura 162 a) con los diferentes sensores inductivos mostrados en la Tabla 37 y para los valores de condensadores mostrados en la Tabla 36. Como se aprecia en las figuras, las amplitudes de los pulsos del calibrador capturados por cada sensor muestran valores de pico muy diferentes debido a la diferente ganancia de los sensores inductivos. Igualmente se observa que las oscilaciones del pulso aumentan al disminuir el valor del condensador puesto que la frecuencia de corte del sistema de medida aumenta.

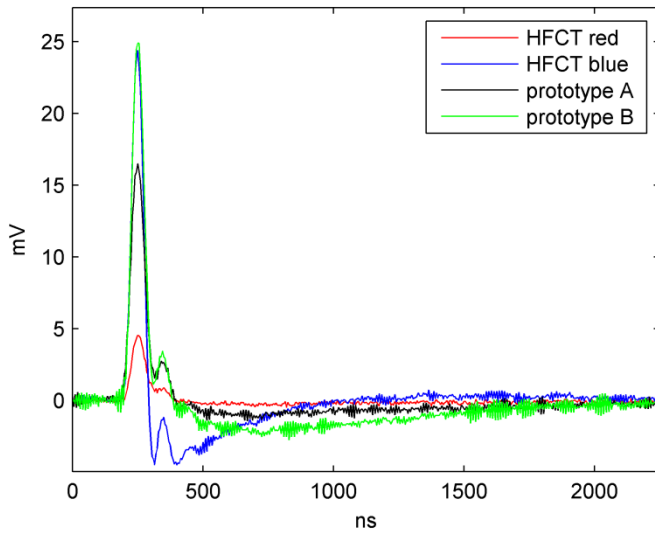


Figura 163. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos. Condensador de 33nF, [ep].

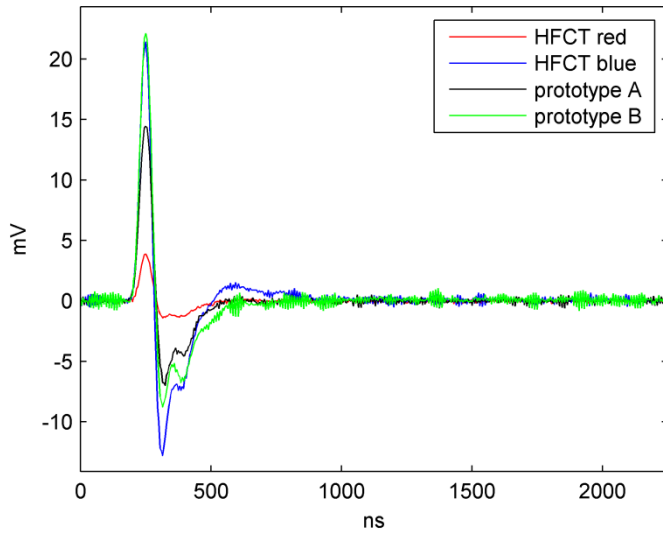
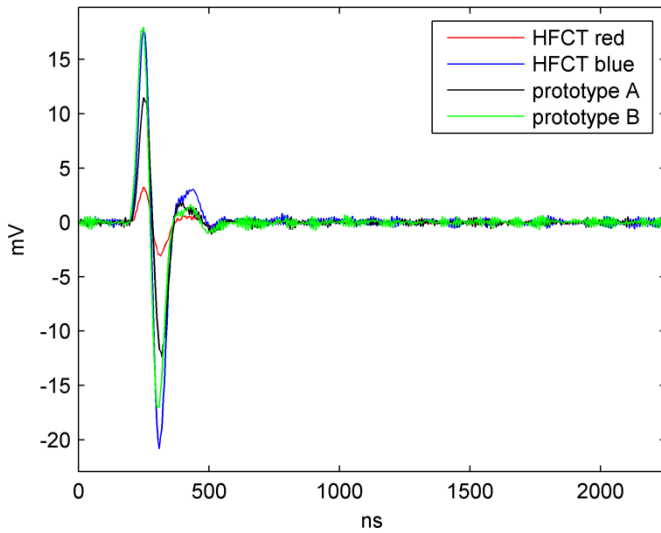


Figura 164. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos. Condensador de 2nF, [ep].



*Figura 165. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos. Condensador de 0.66nF, [ep].*

Para poder apreciar la forma de onda de los pulsos capturados por los diferentes sensores inductivos, se ha normalizado la amplitud de los pulsos a su máximo. De esta forma es posible comparar los pulsos independientemente de la ganancia del sensor, y comprobar la influencia del valor del condensador en la medida. Las figuras Figura 166, Figura 167 y Figura 168 muestran un pulso de 100pC escalado a su máximo, capturado según se representa en la Figura 162 a) con los diferentes sensores inductivos mostrados en la Tabla 37 y para los valores de condensadores mostrados en la Tabla 36

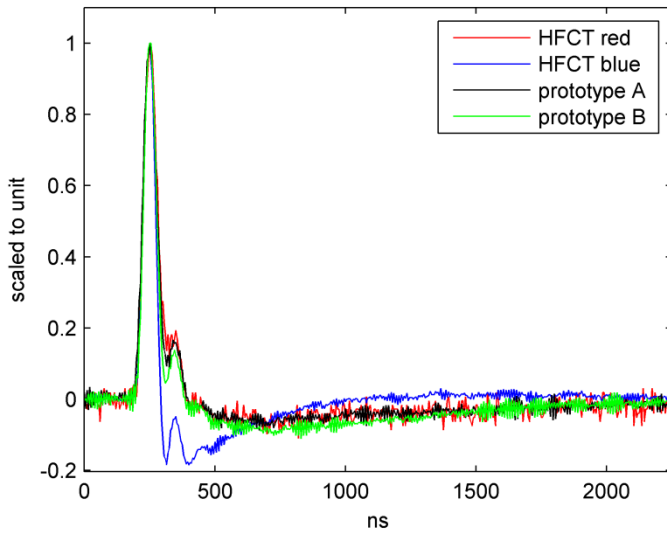


Figura 166. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos escalados a su máximo. Condensador de 33nF, [ep].

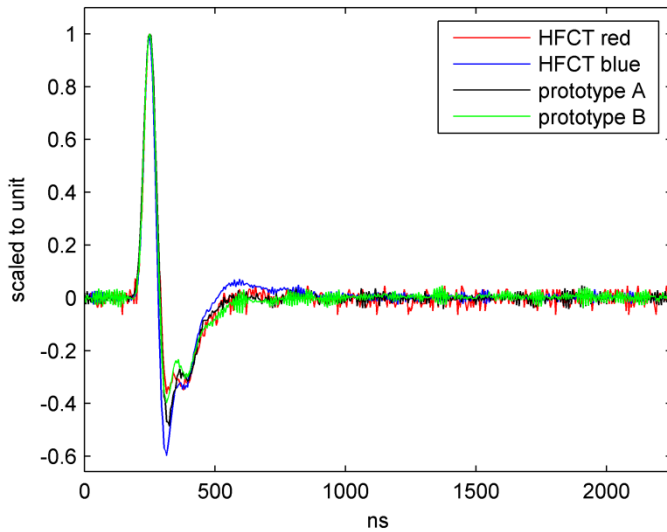
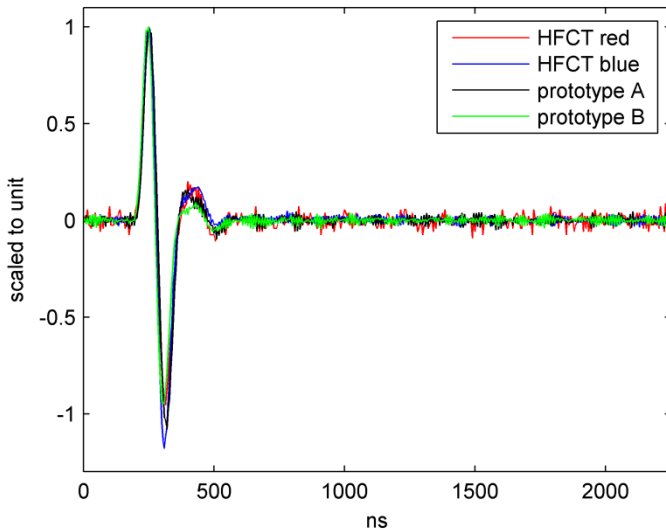


Figura 167. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos escalados a su máximo. Condensador de 2nF, [ep].



*Figura 168. Pulsos de 100pC capturados con diferentes sensores inductivos escalados a su máximo. Condensador de 0.66nF, [ep].*

En las figuras Figura 167 y Figura 168 se observa como la forma de onda del pulso capturado es prácticamente la misma para todos los sensores inductivos. Esto se debe a la deformación que sufre el pulso de corriente que están midiendo los sensores dado el efecto del valor del condensador.

En el caso del condensador de 0.66nF el conjunto formado por el cable-condensador se comporta como un filtro pasa-alto con una frecuencia de corte de 10.11MHz, y de 3.36MHz en el caso del condensador de 2nF. Puesto que la frecuencia de corte inferior de todos los sensores inductivos es inferior a estos valores, la forma de onda capturada por los sensores inductivos queda limitada por el ancho de banda del sistema cable-condensador y no por el ancho de banda de los sensores inductivos.

En el caso del condensador de 33nF, Figura 166, la frecuencia de corte del sistema cable-condensador es de 204kHz. Se observa que para los sensores 'HFCT

---

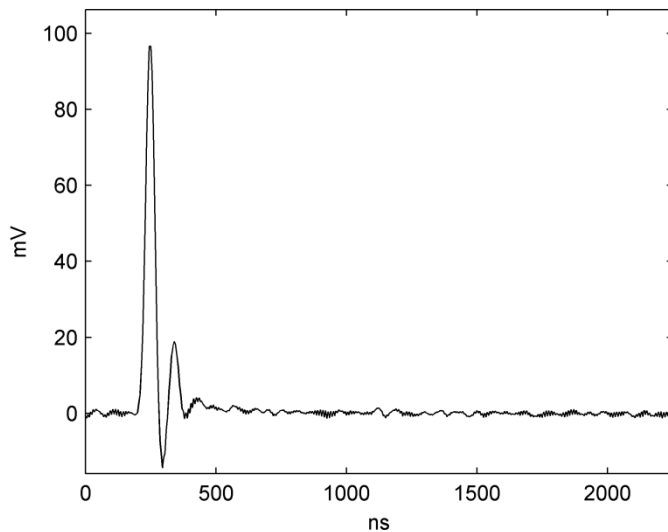
red', 'prototype A' y 'prototype B' no se aprecian diferencias. Esto se debe a que la frecuencia de corte inferior de estos sensores es inferior a 204kHz, por lo que la forma de onda capturada en este caso está limitada por el conjunto cable-condensador. Sin embargo el sensor 'HFCT blue' cuya frecuencia de corte inferior es de 1.13MHz está deformando la forma de onda pulso pues su frecuencia de corte inferior es mayor que la frecuencia de corte del sistema cable-condensador de 204kHz.

### **6.1.3. Medidas con dispositivo de medida acoplado por campo eléctrico.**

Como ha sido explicado y comprobado experimentalmente, los sistemas de medida con sensores acoplados por campo magnético tienen el inconveniente de que resulta complicado lograr bajas frecuencias de corte inferior necesarias para capturar con la mayor fidelidad posible los pulsos de descargas parciales y mejorar la incertidumbre en la medida de la carga.

En el capítulo 5 se ha descrito y analizado el funcionamiento de los dispositivos de medida acoplados por campo eléctrico. En este caso, el circuito de medida es el mostrado en la Figura 162 b). Puesto que estos dispositivos tienen una impedancia de entrada superior a la impedancia característica de la línea, la tensión medida por el dispositivo será el doble de la tensión que existe en la línea.

La Figura 169 muestra un pulso de 100pC capturado con dispositivo de medida acoplado por campo eléctrico. En este caso se trata del prototipo descrito en el capítulo 5, cuyas características principales son un ancho de banda de 3.5kHz a 20MHz, ganancia unitaria y elevada impedancia de entrada.

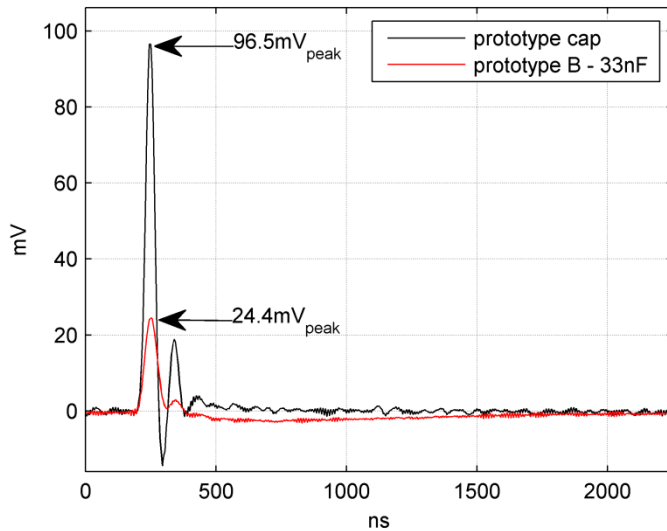


*Figura 169. Pulso de 100pC capturado con sensor acoplado por campo eléctrico. Prototipo de sensor de ganancia unitaria, con ancho de banda de 3.5kHz a 20MHz, [ep].*

Como puede apreciarse, las diferencias de forma entre este pulso y los pulsos capturados con los sensores inductivos son significativas. Estas diferencias son debidas principalmente al gran ancho de banda del prototipo de sensor acoplado por campo eléctrico construido.

Otro aspecto destacable es la sensibilidad que puede alcanzarse con estos dispositivos de medida. Mientras que empleando sensores inductivos, en el mejor de los casos un pulso de 100pC de calibrador produce un pulso capturado de unos 25mV de pico, con el sensor capacitivo el mismo pulso de calibrador produce un pulso capturado de unos 100mV de pico, lo que supone que la sensibilidad de la medida es aproximadamente 4 veces superior al emplear sensores acoplados por campo eléctrico, ver Figura 170.





*Figura 170. Comparativa de respuesta a un mismo pulso de 100pC por un sistema de medida con sensor capacitivo de gran ancho de banda ('prototype cap'), y por un sistema de medida con sensor inductivo ('prototype B') con condensador de 33nF, [ep].*

## 6.2. Medidas experimentales en alta tensión con fuente resonante : propuesta de dispositivo de medida con sensor capacitivo.

### 6.2.1. Descripción y medidas con tensiones inferiores a $24\text{kV}_{\text{rms}}$ .

Empleando los equipos disponibles en el Laboratorio de Alta Tensión del Instituto de Tecnología Eléctrica se realizaron una serie de medidas para comprobar el funcionamiento del sensor capacitivo en condiciones reales de servicio. El esquema de la configuración empleada se muestra en la Figura 171.

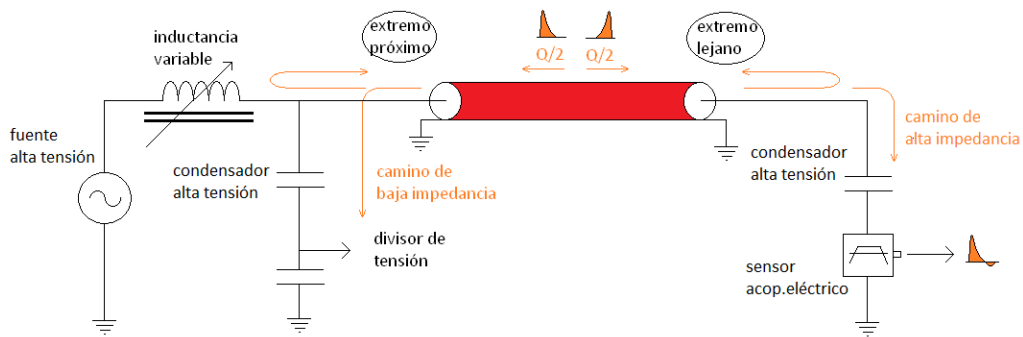


Figura 171. Esquema de la configuración de ensayo, [ep].

La Figura 172 muestra una fotografía del laboratorio de ensayo de descargas parciales en cables. El equipo de adquisición es un ordenador industrial equipado con dos tarjetas osciloscopio de 200MS/s y 12bits de resolución vertical, con tiempo de rearme inferior a 11µs. La fuente de alta tensión es una fuente resonante libre de descargas parciales de la empresa Phenix Technologies para ensayo de cables hasta 36kV<sub>rms</sub>. Como sensor de descargas parciales se empleó el prototipo de sensor capacitivo construido.



Figura 172. Fotografía del laboratorio de ensayo de descargas parciales en cables, [ep].

---

La Figura 173 muestra las conexiones del cable con la fuente resonante de alta tensión. Como se aprecia en la figura, el cable se ha conectado directamente al pasatapas de la fuente resonante. El condensador blanco de alta tensión de 37nF forma parte del divisor de tensión, para la medida de tensión del cable. En el extremo final del cable se ha instalado una terminación acodada de celda. Una barra de prolongación conecta el conductor del cable al sensor capacitivo que se encuentra sobre el tambor de una bobina de cable.

La Figura 174 muestra en detalle la conexión entre el extremo final del cable, la terminación acodada y el sensor capacitivo. Los platos metálicos superiores sirven para evitar descargas parciales corona en la conexión.

Al extremo conectado a la fuente de alta tensión se le denomina extremo próximo, y al extremo final del cable donde se ha conectado el sensor capacitivo extremo lejano.



*Figura 173. Vista de la conexión de alta tensión y del extremo del cable con el sensor capacitivo de gran ancho de banda, [ep].*



*Figura 174. Detalle de conexión del cable con el sensor capacitivo de gran ancho de banda, [ep].*

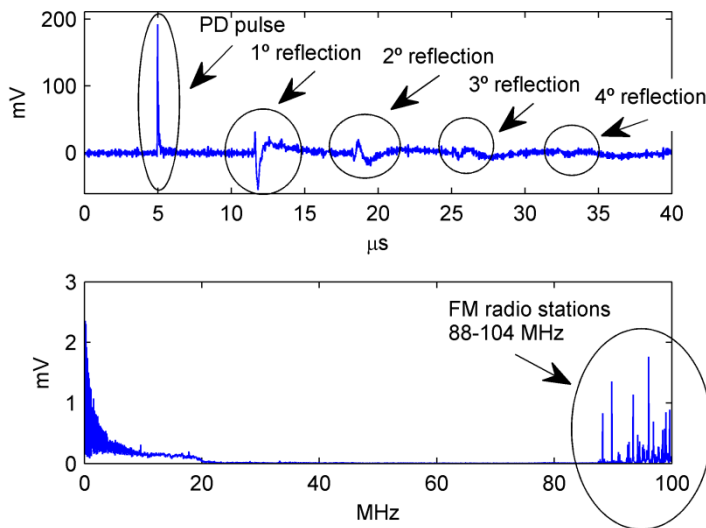
Durante los ensayos se aplicaron tensiones de hasta  $24\text{kV}_{\text{rms}}$ . El cable es un cable subterráneo de media tensión de 500m de longitud, de características 12/20kV HEPRZ1 50mm<sup>2</sup> Al H16 con un extremo en punta y el otro con una terminación acodada. Tanto el cable como la terminación acodada están libres de descargas parciales.

Durante los ensayos se detectaron tres tipos de descargas parciales, dos de ellas en el extremo lejano y una en el extremo próximo.

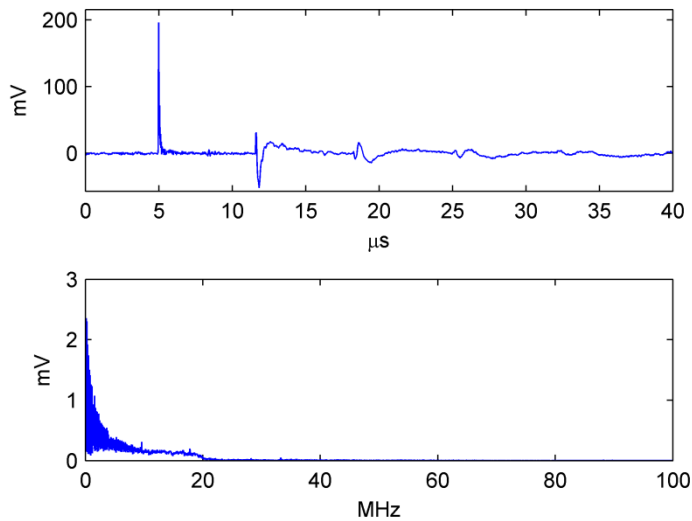
Las descargas en el extremo lejano se produjeron al desconectar la capa semiconductor externa de la terminación acodada de tierra, y al insertar un objeto punzante en los platos del sensor capacitivo que produjo descargas parciales corona.

Las descargas en el extremo próximo se produjeron dada la falta del control de campo y la mala conexión del cable con el pasatapas.

La Figura 175 muestra un pulso de descarga parcial en el extremo lejano y las sucesivas reflexiones. El pulso detectado se ha producido en la propia terminación donde se encuentra instalado el sensor capacitivo. Como se aprecia en la misma figura, en la representación del espectro se observa que existen perturbaciones entre 88MHz y 100MHz. Dichas perturbaciones están provocadas por las estaciones de radio de FM que operan en España entre 88 y 104 MHz. El espectro representado llega hasta 100MHz debido al criterio de Nyquist, dado que se ha muestreado a 200MS/s. Dichas interferencias han sido eliminadas aplicando un filtro digital pasabajos Butterworth de orden 4 con frecuencia de corte de 70MHz. Los resultados se muestran en la Figura 176, donde además se observa que el filtrado aplicado no altera la forma de onda de los pulsos de DP ni sus reflexiones.



*Figura 175. Descarga parcial en extremo lejano y sucesivas reflexiones. Representación del espectro del pulso sin filtrado de las interferencias de las estaciones de radio FM, [ep].*



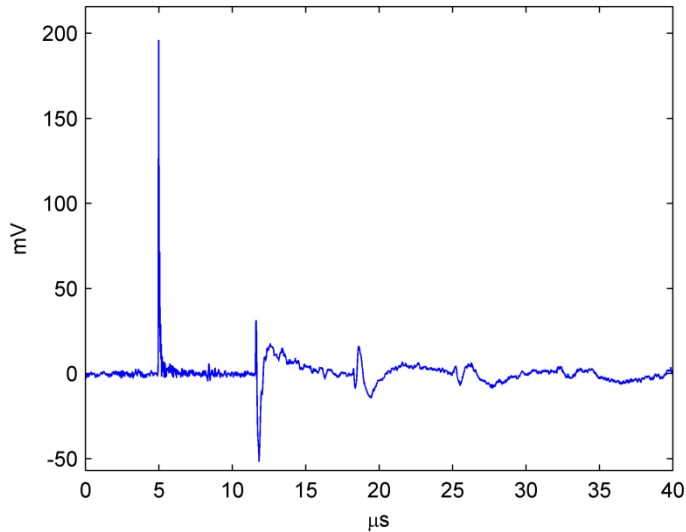
*Figura 176. Pulso filtrado de descarga parcial en extremo lejano. Representación del espectro del pulso filtrado, [ep].*

La Figura 177 muestra el pulso filtrado producido en el extremo lejano como consecuencia de la desconexión de la semiconductor externa de la terminación acodada. Dado el ancho de banda del sensor capacitivo se consigue una reproducción fidedigna del primer pulso de descarga parcial, de 30ns de tiempo de subida y duración aproximada de 500ns.

Los sucesivos pulsos detectados muestran la deformación provocada por el condensador y el propio transformador resonante en el extremo próximo. El pulso producido en el extremo lejano al llegar al extremo próximo se encuentra con una inductancia de bloqueo, que es la propia inductancia del transformador, y con el condensador de alta tensión y su divisor. Al llegar a este punto, a partir de ciertas frecuencias la impedancia en el extremo es menor que la impedancia del cable, por lo que se produce una inversión de polaridad. El pulso deformado por el comportamiento del efecto combinado de la impedancia de bloqueo y del

---

condensador retorna por el cable, y es nuevamente detectado por el sensor capacitivo, pero esta vez deformado.



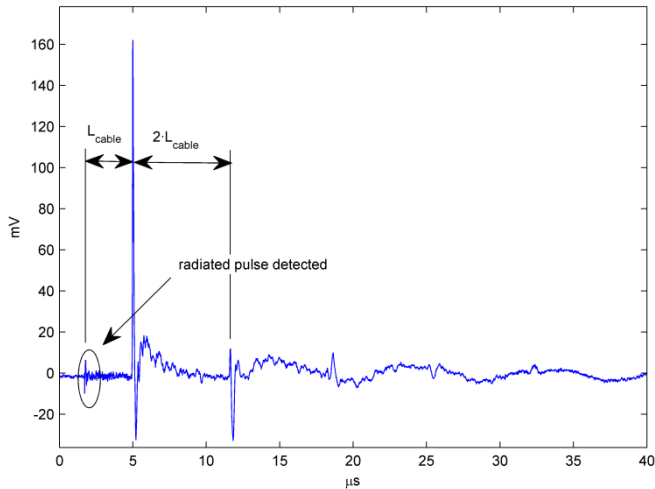
*Figura 177. Pulso de descarga parcial en extremo lejano filtrado, [ep].*

La Figura 178 muestra un pulso de descarga parcial producido en el extremo próximo y las sucesivas reflexiones. Las influencias del condensador de alta tensión y de la bobina de bloqueo han deformado el pulso de descarga parcial producido en el extremo próximo. El pulso deformado viaja por el cable y es detectado por el sensor capacitivo que muestra la deformación del pulso.

En la figura además se aprecia un hecho que confirma que el pulso se ha producido en el extremo próximo. Como está indicado en la figura, el sensor capacitivo capta parte de la energía radiada por el pulso de descarga parcial. Puesto que el cable se encuentra arrollado en el tambor, la distancia entre el extremo próximo y lejano es de unos dos metros aproximadamente. Dada la velocidad de propagación de una onda electromagnética en el aire, que es de unos  $300\text{m}/\mu\text{s}$ , la

---

radiación del pulso es detectada casi al instante por el acoplamiento capacitivo que en este caso actúa de antena, detectando el instante de tiempo en que se ha producido la descarga, antes de que el pulso de corriente conducido, que se propaga a unos  $160\text{m}/\mu\text{s}$  por los  $500\text{m}$  de cable, llegue al extremo lejano y sea detectado por el sensor capacitivo.



*Figura 178. Pulso de descarga parcial en extremo próximo. Detalle de la detección de la onda electromagnética captada por el sensor capacitivo, [ep].*

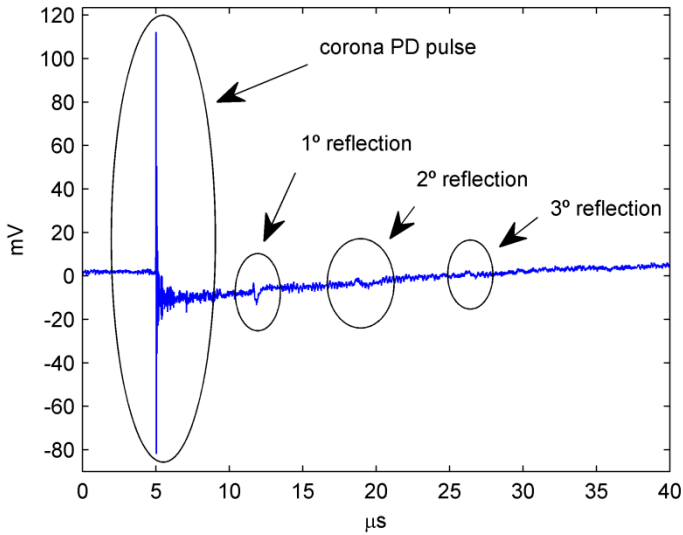
La Figura 180 muestra un pulso de descarga parcial corona producido en el extremo lejano. Las descargas corona se han provocado conectando un objeto afilado en los platos del sensor capacitivo para generar una alta concentración de campo eléctrico y poder producir descargas parciales. La Figura 179 muestra una fotografía donde se aprecia el objeto punzante en los platos del sensor capacitivo.





*Figura 179. Elemento afilado en platos del sensor capacitivo para producir descargas parciales corona, [ep].*

Como se aprecia en la Figura 180 la duración del pulso es del orden de decenas de  $\mu\text{s}$  por lo que según lo explicado en el capítulo 4 el error cometido en la estimación de la carga será muy elevado. En el capítulo 4 se limitó el tiempo de las descargas hasta  $5 \mu\text{s}$ , que es un tiempo razonable para defectos incipientes e incluso muy superior. En este caso se trata de un defecto artificial que representaría una muy mala ejecución y que sería fácilmente detectable y eliminable. Cuando se detectan defectos incipientes en cables no es de esperar defectos de esta magnitud que, o bien corresponden a malas conexiones en los extremos de alta tensión, o bien corresponden a defectos muy graves que conducirán al fallo inmediato del cable. Este tipo de descargas no afecta por lo tanto al análisis de las descargas parciales en una medida en la práctica puesto que este tipo de defecto debe ser subsanado inmediatamente antes de proceder con el análisis más preciso de medida de descargas parciales.



*Figura 180. Pulso de descarga parcial corona en extremo lejano, [ep].*

La Figura 181 muestra en una misma gráfica dos pulsos de descargas parciales, uno producido en el extremo lejano y otro producido en el extremo próximo. Se aprecian las sucesivas reflexiones en cable y la detección por ondas de radio del pulso producido en el extremo próximo. Igualmente se aprecia la gran deformación del pulso producida por el condensador de alta tensión y el transformador resonante, y la poca deformación que produce el sensor capacitivo. En las figuras Figura 182 y Figura 183 se muestran en detalle los pulsos y sus espectros.

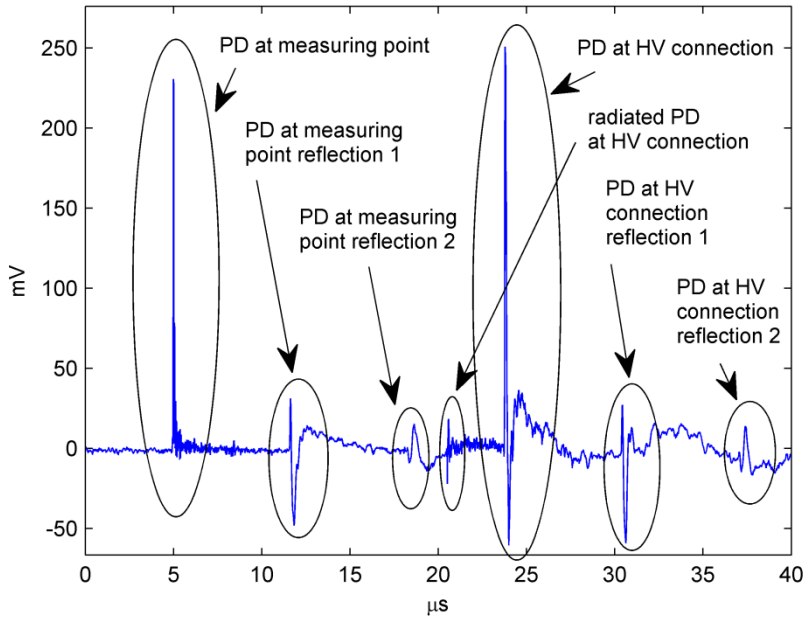
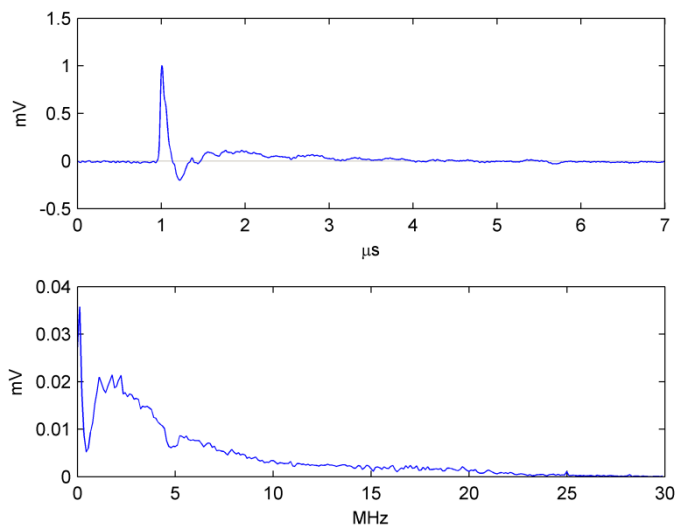
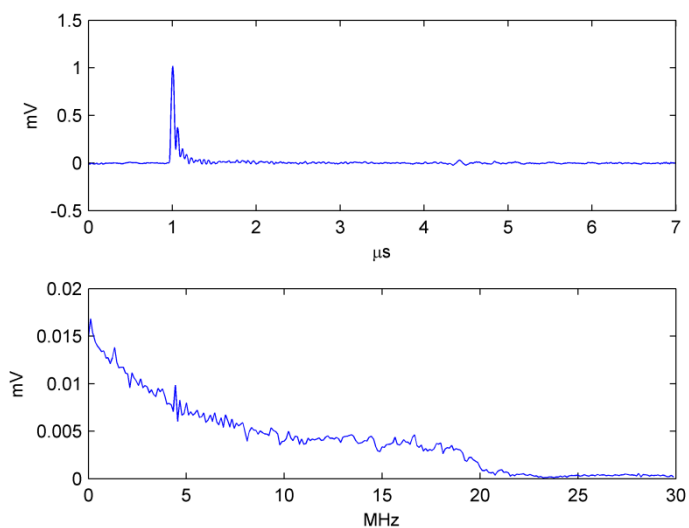


Figura 181. Pulsos de descarga parcial producidos en extremo lejano y en extremo próximo, [ep].



*Figura 182. Pulso de descarga parcial producido en el inicio del cable y su espectro, [ep].*



*Figura 183. Pulso de descarga parcial producido en el final del cable y su espectro, [ep].*

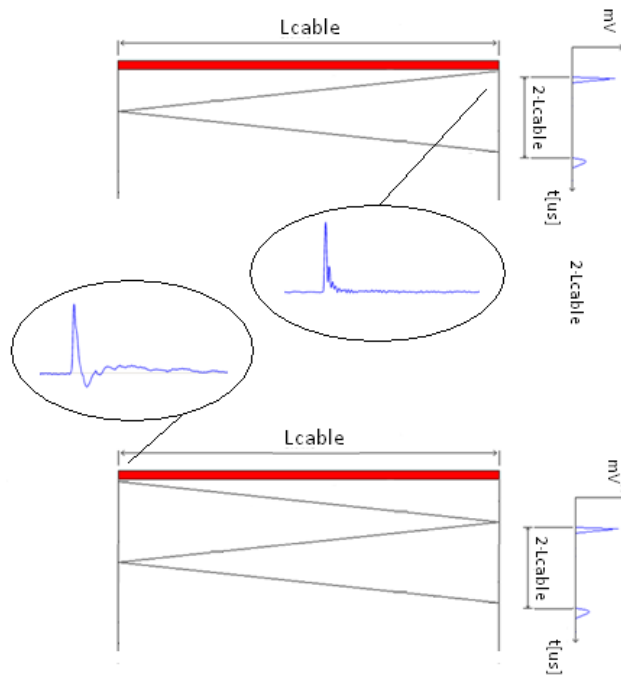


Figura 184. Resolución de la indeterminación de la localización de pulsos en extremos por análisis de la forma de onda del pulso, [ep].

### 6.2.2. Aplicación particular: resolución de indeterminación en la localización de pulsos producidos en extremos.

Uno de los problemas que existe al analizar descargas parciales en cables es la localización de pulsos en extremos del cable por técnicas de reflectometría. La Figura 28 muestra el esquema de operación para la localización de pulsos por esta técnica cuando el pulso se produce en un punto del cable que no sea el extremo. En este caso la localización del pulso no presenta ninguna indeterminación, pero cuando se producen descargas en los extremos, los pulsos detectados quedan siempre espaciados al equivalente a dos veces la longitud del cable independientemente de si estos se producen en el extremo próximo o en el extremo lejano, ver Figura 184. Este

---

hecho provoca una indeterminación pues al detectar pulsos espaciados el equivalente a dos veces la longitud del cable es complicado, empleando solo técnicas de reflectometría, discriminar entre pulsos producidos en el extremo próximo o en el extremo lejano.

Como se muestra en la Figura 184 aprovechando las distorsiones producidas por el condensador de alta tensión y la influencia del bobinado del transformador de alta tensión de la fuente resonante, es posible a partir de la forma de onda detectar el origen de la descarga en extremos. Si se mide un pulso distorsionado esto indica que se ha producido en el extremo próximo, mientras que un pulso no distorsionado indique que se ha producido en el extremo lejano. Para ello es necesario medir las descargas parciales en el extremo opuesto a la conexión de alta tensión y emplear un sensor capacitivo de gran ancho de banda.

---

## 7. Conclusiones y trabajos futuros.

### 7.1. Conclusiones

En este capítulo de conclusiones finales se repasan las conclusiones que se han ido extrayendo en cada capítulo y se un enfoque global a los resultados obtenidos.

El objetivo de esta tesis ha sido el estudio de la evaluación de la carga de los pulsos de descargas parciales en medidas en cables fuera de servicio.

En el primer capítulo se realiza una breve introducción histórica de la evolución de los cables de media tensión en la breve historia de la electricidad.

En el segundo capítulo se da una breve explicación del fenómeno que provoca la aparición de las descargas parciales y su naturaleza. De todas las posibles formas de detección de una descarga parcial, la tesis se centra en la detección eléctrica, por ser este método el más sensible de todos los posibles. Se explica el concepto de carga aparente y los diferentes métodos de medida de descargas parciales: método convencional y método no convencional. Los métodos no convencionales son de gran aplicación en la actualidad pues permiten el empleo de herramientas matemáticas útiles para la clasificación y localización de las descargas parciales en cables.

En el tercer capítulo se estudia el método convencional de medida de descargas parciales. Se estudia el comportamiento de los filtros cuasi-integradores como herramienta para la evaluación de la carga, analizando matemáticamente su comportamiento. A partir de la definición de los pulsos de descargas parciales se realizan simulaciones del sistema de medida estudiando su comportamiento ante la

---

evaluación de carga. De las simulaciones se concluye que el ancho de banda más apropiado para obtener una baja incertidumbre en la medida es empleando anchos de banda en los pseudo-integradores menores o iguales a 200kHz, y frecuencias de corte inferior en los sensores menores a 100kHz.

En el cuarto capítulo se estudian tres métodos diferentes para la evaluación de la carga cuando se emplean métodos de medida no convencionales. El análisis matemático del problema, estudiado en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo, demuestra la imposibilidad de calcular la carga de forma exacta, y de ahí la necesidad de aproximar su cálculo con la correspondiente incertidumbre. De los tres métodos estudiados solo el tercer método, que realiza una integración parcial de los pulsos, consigue bajas incertidumbres en la medida de la carga. Las simulaciones demuestran que empleando el tercer método propuesto y sistemas de medida con frecuencias de corte inferior menores a 10kHz y frecuencias de corte superior superiores a 10MHz es posible obtener incertidumbres en la evaluación de la carga menores al 10% para pulsos de duración menor a 5000ns.

En el quinto capítulo se estudian los sensores acoplados por campo eléctrico y por campo magnético. El estudio de los sensores acoplados por campo magnético, es decir, de los transformadores de corriente de alta frecuencia, demuestra que en este tipo de sensores la ganancia del sensor es proporcional a la frecuencia de corte inferior, por lo que sensores con frecuencias de corte inferior pequeñas tienen ganancias pequeñas, lo que afecta a la sensibilidad de la medida.

Por otra parte, se aborda el estudio de los sensores acoplados por campo eléctrico. En el capítulo se estudian diferentes topologías y las principales características que pueden obtenerse con cada una de ellas. Los sensores de medida con topología de filtros en doble T con realimentación demuestran ser la mejor de las alternativas para conseguir ganancias unitarias con frecuencias de corte menores



---

a 10kHz. Se presenta un prototipo construido en el Laboratorio de Alta Tensión del ITE de prestaciones elevadas que se emplea posteriormente para realizar medidas experimentales.

Finalmente se estudia la influencia de cable de media tensión sobre el propio circuito de medida, considerando que el cable se comporta como una línea de transmisión. Para medidas empleando sensores acoplados por campo magnético se demuestra que la impedancia característica del cable de media tensión y del condensador de alta tensión instalado tienen mucha influencia sobre la frecuencia de corte inferior del sistema de medida, logrando en el mejor de los casos frecuencias de corte del orden de los 100kHz, lo que supone una elevada incertidumbre en la determinación de la carga. Sin embargo las medidas realizadas empleando sensores acoplados por campo eléctrico pueden llegar a tener frecuencias de corte inferiores del sistema de medida menores a 10kHz con ganancias unitarias, lo que mejora la incertidumbre considerablemente.

En el sexto capítulo las medidas experimentales realizadas con dispositivos de medida acoplados por campo eléctrico y dispositivos de medida acoplados por campo magnético ponen de manifiesto las particularidades de cada uno de estos sistemas.

Las medidas evidencian que para sistemas de medida con dispositivos acoplados por campo magnético el valor del condensador instalado es el factor limitante de la frecuencia de corte inferior del sistema de medida. Para lograr frecuencias de corte inferiores pequeñas y con ello poder reducir la incertidumbre en la medida de la carga, es necesario incrementar el valor del condensador. Incrementar el valor del condensador de alta tensión presenta diferentes problemas, primero porque implica aumentar la carga a la fuente de alta tensión por tener esta que alimentar dicho condensador, y segundo, dado el estado actual de la tecnología los condensadores de

---

alta tensión no suelen sobrepasar los pocos nF por lo que el valor de condensador que puede instalarse está acotado. Aunque pueden realizarse agrupaciones en paralelo de estos condensadores para aumentar la capacidad, la respuesta en frecuencia de este tipo de configuraciones empeora, por lo que no suele ser una buena solución. Por otra parte, el lazo de corriente que tiene que recorrer el pulso de descarga parcial es muy grande el emplear este tipo de configuraciones, lo que añade un efecto inductivo en la medida difícil de cuantificar.

Las medidas realizadas con sistemas de medida con dispositivos acoplados por campo eléctrico producen una distorsión mínima de los pulsos de descargas parciales y no necesitan de condensadores de alto valor. La influencia del cable sobre el sistema de medida en este caso se minimiza, con la particularidad de que la amplitud de los pulsos de descargas parciales tiene el doble de amplitud, lo que supone un incremento de la sensibilidad aunque no supone una mejora de la relación señal/ruido. Empleando sensores con configuraciones como las del prototipo construido es posible conseguir frecuencias de corte inferior del sistema de medida menores a 10kHz, lo que mejora la incertidumbre en la medida. El empleo de este tipo de dispositivos de medida tiene la ventaja añadida de que al aumentar el ancho de banda del sistema medida se consigue una reproducción más exacta de la forma de onda de los pulsos de descargas parciales, mejorando por tanto las prestaciones de posteriores tratamientos matemáticos, su localización, su identificación, y su detección, llegando al límite de la máxima sensibilidad en la medida.

Las medidas experimentales han demostrado que la mejor configuración para cometer el mínimo error en la estimación de la carga es emplear sensores capacitivos de gran ancho de banda, del orden de unidades de kHz de frecuencia de corte inferior, instalados en el extremo opuesto del cable respecto de la conexión de alta tensión. De esta forma la reflexión del pulso es total, la amplitud medida es el doble y prácticamente no se deforma la forma de onda del pulso. Por otra parte como se ha

---

258

---

visto al final del capítulo 6.2 esta metodología de medida permite discriminar entre pulsos producidos en extremos del cable analizando la forma de onda de pulsos, solucionando de esta forma la indeterminación que se produce al emplear sólo técnicas de reflectometría.

## **7.2. Trabajos futuros.**

Como continuación de las investigaciones iniciadas en esta tesis se plantean una serie de líneas de trabajo futuras que pueden resultar interesantes para mejorar y/o complementar los resultados expuestos.

Desde un punto de vista experimental, todas las medidas realizadas con el acoplamiento capacitivo de gran ancho banda, así como la forma de emplearlo en ensayos off-line, se han realizado en el entorno proporcionado por el Laboratorio de Alta Tensión del ITE. Por tanto, la comprobación del comportamiento de dicho sistema de medida en medidas en campo, se plantea como un desarrollo futuro, que permita comparar las medidas realizadas en laboratorio con las medidas realizadas en campo, y posiblemente mejorar el acoplamiento capacitivo desde un punto de vista práctico.

El comportamiento en campo del sistema de medida y de las diferentes técnicas de obtención de carga propuestas, pueden compararse con las técnicas actuales normativas de obtención de carga. El estudio en campo del comportamiento del sistema de medida, y las posibles mejoras que de él se desprendan, podrían en un futuro materializarse en un nuevo y consolidado procedimiento de medida como alternativa a los métodos convencionales de medida de descargas parciales en cables de alta tensión.

---

Desde un punto de vista más tecnológico, los sensores capacitivos pueden ser mejorados en diferentes aspectos. Una posible línea de investigación se centraría en el desarrollo de circuitos electrónicos de compensación de la inductancia del lazo de corriente. La inductancia del lazo de corriente puede disminuirse acortando el tamaño del lazo de corriente, lo que en la práctica implica disminuir el tamaño de los condensadores de alta tensión. El tamaño de los condensadores de alta tensión depende del material dieléctrico empleado y de la tensión de servicio requerida, por lo que el comportamiento de los condensadores, su respuesta en alta tensión y en altas frecuencias, así como la determinación de la fiabilidad a largo plazo de los nuevos materiales con que se construyen estos acoplamientos puede constituir también una posible línea de estudio futura.

El estudio del acoplamiento capacitivo presentado en esta tesis se ha centrado en los límites de la tensión de ensayo para líneas subterráneas de medida tensión. Aunque el principio de funcionamiento del acoplamiento capacitivo es independiente de la tensión de servicio de la línea, queda pendiente el estudio de los posibles acoplamientos capacitivos que puedan construirse a partir de los diferentes acoplamientos capacitivos disponibles para mayores niveles de tensión, como por ejemplo, 66kV, 132kV, 220kV o 400kV. Para tales niveles de tensión queda como posible línea de investigación futura, escalar el sensor capacitivo de gran ancho de banda para su correcto funcionamiento y adecuación de prestaciones a líneas de alta tensión.

Los sensores inductivos, continúan presentes en posibles futuros trabajos, pues son de gran utilidad para realizar medidas directas de descargas parciales sobre algunos elementos, como por ejemplo empalmes, y cuando es necesario instalar sistemas de medida on-line con bajos niveles de intrusión en el sistema.

---

Como se ha visto en la tesis, los sensores inductivos para la medida de descargas parciales dependen en gran medida del tipo de material magnético que se emplee. En este sentido, la investigación de nuevos materiales magnéticos o la investigación sobre tratamientos térmicos, químicos o de otra índole, que puedan aumentar la permeabilidad del material en un rango amplio de frecuencias, mejoraría en gran medida la sensibilidad de las medidas.

Los circuitos de medida para la caracterización de sensores inductivos pueden ser otra posible vía de trabajos futuros, pues dada la estructura de tipo toroidal de los núcleos empleados resulta especialmente complicado lograr circuitos de medida de corriente apropiados para altas frecuencias. Este hecho provoca que aunque el comportamiento en frecuencia del sensor sea bueno, resulte muy complicado obtener su caracterización en frecuencia. Una posible línea de trabajo futuro es precisamente la investigación sobre la medida de corriente a alta frecuencia en cables con estructuras no coaxiales, lo que permitiría una mejor caracterización de los núcleos a altas frecuencias.

Como extensión al presente trabajo desarrollado para la medida de descargas parciales en cables, queda pendiente la aplicación de los resultados expuestos en esta tesis a otros sistemas como motores y transformadores. En este tipo de equipos, se da la particularidad de que dada la gran inductancia que presentan, la forma de onda de los pulsos de descargas parciales es de tipo oscilante, más parecida a una onda de amplitud modulada que a un pulso de tipo gaussiano, por lo que se puede profundizar en el estudio y análisis de un método de evaluación de carga y de la incertidumbre para este tipo elementos partiendo de los principios desarrollados.



---

## Apéndice A. Expresión de la incertidumbre.

Como se ha explicado en los capítulos 3 y 4, la medida de la carga de los pulsos de descargas parciales es una medida indirecta, [57].

En el caso de realizar la evaluación de la carga mediante pseudo-integradores, tal y como se explica en el capítulo 3, la carga se obtiene indirectamente mediante la medida del valor de pico de una señal multiplicada por una constante de calibración que relaciona los pC con el valor de pico en mV de una señal a la salida del pseudo-integrador.

En el capítulo 4 se describe la obtención de la carga de los pulsos de descargas parciales a través de la medida de un área parcial del pulso a la salida de un sensor de medida de banda ancha, de forma que la carga se obtiene indirectamente, multiplicando dicho valor por una constante de calibración que relaciona los pC con el valor de la integral parcial del pulso a la salida del sensor.

En ambos casos la medida de la carga de un pulso de descarga parcial es una **medida indirecta**, de forma que

$$pC = \text{magnitud medida} \cdot k_{cal}$$

En el caso de emplear pseudo-integradores

$$\text{magnitud medida} : [mV_p]$$

$$k_{cal} : [pC/mV_p]$$

---

En el caso de emplear sensores de gran ancho de banda

$$\text{magnitud medida} : [mV \cdot ns]$$

$$k_{cal} : [pC/(mV \cdot ns)]$$

El objetivo de esta tesis es el análisis de la evaluación de la carga de los pulsos de descargas parciales, y la influencia que sobre la determinación de la carga tienen los diferentes fenómenos intrínsecos de la propia física interna de la descarga parcial, del medio por el que se propaga y del circuito de medida. Por ello, en este estudio se asume que la medida de la *magnitud medida*, bien sea un valor de pico de una señal o bien un valor de una integración parcial, está libre de errores y de incertidumbres. De esta forma, y al tratarse de una medida indirecta, el error cometido en la evaluación de la carga dependerá directamente del error cometido en la determinación de la constante de calibración.

En los capítulos anteriores se ha visto como la constante de calibración de un sistema de medida depende de la forma de onda del pulso de descarga parcial, de forma que una vez seleccionado un conjunto de formas de onda de pulsos de descarga parcial, existe un conjunto asociado de constantes de calibración.

Normalmente las medidas de descargas parciales necesitan de una única constante de calibración que se obtiene por medio de un calibrador. El error cometido en la medida queda entonces asociado al hecho de que el pulso de calibrador empleado puede no tener la misma forma que el pulso de descarga parcial que se esté midiendo. Así podemos definir el **error absoluto** cometido en la medida como la diferencia entre la carga calculada al emplear la constante de calibración obtenida con el calibrador,  $k_{cal|E}$ , y la contante de calibración realmente asociada con el pulso que se está midiendo,  $k_{cal|V}$ , de forma que



---


$$error = \underbrace{magnitud\ medida \cdot k_{cal|V}}_{carga\ real} - \underbrace{magnitud\ medida \cdot k_{cal|E}}_{carga\ calculada}$$

El error absoluto podrá ser un error por exceso, un error nulo, o un error por defecto, en función de los valores de las constantes de calibración:

$$error\ por\ exceso \rightarrow error < 0 \leftrightarrow k_{cal|V} < k_{cal|E}$$

$$error\ nulo \rightarrow error = 0 \leftrightarrow k_{cal|V} = k_{cal|E}$$

$$error\ por\ defecto \rightarrow error > 0 \leftrightarrow k_{cal|V} > k_{cal|E}$$

El **error relativo** a la carga calculada puede expresarse como la relación entre el error absoluto referenciado a la carga calculada, de forma que

$$error_{relativo} = \frac{error\ absoluto}{carga\ calculada} = \frac{magnitud\ medida \cdot k_{cal|V} - magnitud\ medida \cdot k_{cal|E}}{magnitud\ medida \cdot k_{cal|E}}$$

y simplificando la expresión anterior

$$error_{relativo}(k_{cal|V}, k_{cal|E}) = \frac{k_{cal|V} - k_{cal|E}}{k_{cal|E}} = \frac{k_{cal|V}}{k_{cal|E}} - 1$$

Puesto que el conjunto de las constantes de calibración obtenidas para unas condiciones determinadas, como por ejemplo el factor de forma de los pulsos de descargas parciales y el tiempo de duración máximo de pulso, es un intervalo delimitado por su valor inferior  $a$ , y su valor superior  $b$ , siendo  $a$  y  $b$  números reales positivos, con  $a < b$ , entonces

$$k_{cal} \in [a, b] / a, b \in R^+ > 0, con\ a < b$$

El máximo del error relativo, considerando que  $k_{cal|E}$  y  $k_{cal|V}$  pertenecen al conjunto de  $k_{cal}$  definidas en el intervalo  $[a, b]$ , vale entonces

$$\max (error_{relativo}) = \frac{b}{a} - 1 = \frac{b - a}{a} = \frac{\Delta k_{cal}}{a} = \Delta k_{cal}|_r$$

De igual forma, el mínimo del error relativo puede expresarse como

$$\min (error_{relativo}) = \frac{a}{b} - 1 = \frac{a - b}{b} = \frac{\Delta k_{cal}}{a + \Delta k_{cal}} = \frac{-\Delta k_{cal}|_r}{1 + \Delta k_{cal}|_r}$$

Además se cumple que el módulo del valor máximo es siempre mayor que el módulo del valor mínimo, pues

$$|\Delta k_{cal}|_r| > \left| \frac{-\Delta k_{cal}|_r}{1 + \Delta k_{cal}|_r} \right|$$

De esta forma la función error relativo,  $error_{relativo}(k_{cal|V}, k_{cal|E})$ , cuyas variables  $k_{cal|E}$  y  $k_{cal|V}$  pertenecen al conjunto de  $k_{cal}$  definidas en el intervalo  $[a, b]$ , está acotada superiormente por su valor máximo e inferiormente por su valor mínimo, así

$$\Delta k_{cal}|_r > error_{relativo}(k_{cal|V}, k_{cal|E}) > \frac{-\Delta k_{cal}|_r}{1 + \Delta k_{cal}|_r} > -\Delta k_{cal}|_r$$

Considerando la **incertidumbre** como la cota superior del error, y expresando la incertidumbre en tanto por cien respecto del mensurando, la expresión completa de la medida indirecta de la evaluación de la carga, en las condiciones impuestas en este apéndice, queda

$$pC = magnitud\ medida \cdot k_{cal|E} \pm (\Delta k_{cal}|_r \cdot 100)$$

### Comentario

El empleo de la cota más restrictiva del error relativo como expresión de la incertidumbre tiene la ventaja asociada de la independencia de dicha expresión respecto de la ganancia del sistema de medida. Es decir, el valor de la expresión de la

---

incertidumbre depende única y exclusivamente, de las frecuencias de corte del sistema de medida y de la forma de onda de los pulsos de descargas parciales, y no de la ganancia o atenuaciones del sistema de medida.

Esto se debe a que las cotas  $a$  y  $b$  del conjunto de constantes de calibración obtenidas para un determinado sistema de medida son lineales con la ganancia del sistema, dada la linealidad de la convolución. Así, dado un sistema de medida de cierto orden con determinadas frecuencias de corte, si para una ganancia unitaria,  $G = 1$ , el intervalo de las constante de calibración es  $[a, b]$ , entonces para un sistema con ganancia ' $x$ ',  $G = 'x'$ , el intervalo del constante de calibración será  $['x \cdot a, 'x \cdot b]$ . De esta forma, puesto que la cota superior del error relativo es un cociente entre una diferencia de constantes de calibración y la constante de calibración mínima, la expresión de la incertidumbre es independiente de la ganancia del sistema pues

$$\Delta k_{cal}|_r = \frac{x \cdot b - x \cdot a}{x \cdot a} = \frac{b - a}{a} = \frac{\Delta k_{cal}}{a}$$

---

---

## Bibliografía

- [1] "Power and communication cables. Theory and applications", R.Bartnikas et.al. IEEE Press Series on Power Engineering, 1999.
- [2] IEC Publication 270, Ed. 3.0. "High-voltage test techniques-Partial discharge measurement", Ed. 2, 2000.
- [3] R.Bartnikas, "Partial discharges. Their mechanism, detection and measurement", IEEE Transactions on dielectrics and electrical insulation, Vol.9 No.5, pp.763-808, 2002.
- [4] R.J.Van Brut, "Physics and chemistry of partial discharge and corona", IEEE Transactions on dielectrics and electrical insulation, Vol.1 No.5, pp.761-784, 1994.
- [5] Hu Xiaoyun; Li Yifeng; Lu Yi; "Study of PD detection and location by means of acoustic measurements transformer," Properties and Applications of Dielectric Materials, 2000. Proceedings of the 6th International Conference on , vol.2, no., pp.753-756 vol.2, 2000.
- [6] Lu, Y.; Tan, X.; Hu, X.; "PD detection and localisation by acoustic measurements in an oil-filled transformer," Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings - , vol.147, no.2, pp.81-85, Mar 2000.
- [7] Tenbohlen, S.; Pfeiffer, A.; Coenen, S.; "On-site experiences with multi-terminal IEC PD measurements, UHF PD measurements and acoustic PD localisation," Electrical Insulation (ISEI), Conference Record of the 2010 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.1-5, 6-9 June 2010.
- [8] Markalous, S.; Tenbohlen, S.; 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, no.6, pp.1576-1583, December 2008.
- [9] Wei Wang; Xu Cheng; Chong Liu; Zhifu Yang; Heming Huang; Qiang Xue; "Study on the frequency spectrums of acoustic emission PD signals in XLPE cable accessories," Condition Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on , vol., no., pp.1246-1249, 21-24 April 2008.
- [10] Nainggolan, J.M.; Nakashima, T.; Sakoda, T.; Otsubo, M.; Kurihara, S.; Nagasato, S.; Yarimitsu, T.; "Location of partial discharge at joint section of XLPE cable using acoustic emission technique," Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 2010 Annual Report Conference on , vol., no., pp.1-4, 17-20 Oct. 2010.
- [11] Wei Wang; Xu Cheng; Chong Liu; Fei Zong; Xueliang Shen; "Detection method of partial discharge in XLPE Cable accessories based on the method of VHF combined with acoustic emission," Electrical Insulating Materials, 2008. (ISEIM 2008). International Symposium on , vol., no., pp.471-474, 7-11 Sept. 2008.

- 
- [12] Tian, Y.; Lewin, P.L.; Davies, A.E.; Richardson, Z.; "Acoustic emission detection of partial discharges in polymeric insulation," High Voltage Engineering, 1999. Eleventh International Symposium on (Conf. Publ. No. 467) , vol.1, no., pp.82-85 vol.1, 1999.
- [13] Cortina, R.; Rosa, F.; Serravalli, W.; Brosio, E.; Piazza, R.; "Experimental Investigation in the Anechoic Chamber on the Loudness of Acoustic Noise Caused by A.C. Corona," Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on , vol.PAS-100, no.9, pp.4225-4235, Sept. 1981.
- [14] Vahidi, B.; Alborzi, M.J.; Aghaeinia, H.; Abedi, M.; "Acoustic diagnoses of AC corona on the surfaces of insulators," Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna , vol.2, no., pp. 5 pp. Vol.2, 23-26 June 2003.
- [15] Tadeusiewicz, R.; Wszolek, T.; Izworski, A.; Wszolek, W.; "Recognition of defects in high voltage transmission lines using the acoustic signal of corona effect," Neural Networks for Signal Processing X, 2000. Proceedings of the 2000 IEEE Signal Processing Society Workshop, vol.2, no., pp.869-875 vol.2, 2000.
- [16] Sforzini, M.; Cortina, R.; Sacerdote, G.; Piazza, R.; "Acoustic noise caused by a.c. corona on conductors: Results of an experimental investigation in the anechoic chamber," Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on , vol.94, no.2, pp. 591- 601, Mar 1975.
- [17] Bin Ma; Wenjun Zhou; Tao Wang; Xiao Yi; Changcheng Zhu; "Experimental Investigations on Applicable Criterion for AC Corona Discharge Evolvement of Rod-plane Gap Based on UV Digital Image Processing," Electrical Insulation, 2008. ISEI 2008. Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.327-330, 9-12 June 2008.
- [18] Wenjun Zhou; Jianbin Wu; Minghua Mao; Bin Ma; Xiao Yi; "Research on Quantification of AC Corona Discharge Intensity of Rod-Plane Gap Based on UV Digital Image Processing," Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific , vol., no., pp.1-5, 27-31 March 2009.
- [19] F.V.Zheleznov, Yu.I.Plotnikov, V.A.Akulov, S.V.Milovanov, "Railway catenary insulation inspection reliability enhancement", Rail International, 2011.
- [20] Hikita, M.; Ohtsuka, S.; Teshima, T.; Okabe, S.; 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, no.2, pp.453-460, April 2007.
- [21] Kaneko, S.; Okabe, S.; Yoshimura, M.; Muto, H.; Nishida, C.; Kamei, M.; "Detecting characteristics of various type antennas on partial discharge electromagnetic wave radiating through insulating spacer in gas insulated switchgear," Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.16, no.5, pp.1462-1472, October 2009.
- [22] Junhua Liu; Ming Yao; Chengjun Huang; Jiang Wang; Lixue Li; Xiuchen Jiang; "Investigation of PD electromagnetic wave characteristics in GIS," Condition

- 
- Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on , vol., no., pp.96-100, 21-24 April 2008.
- [23] Zhiguo Tang; Chengrong Li; Xu Cheng; Wei Wang; Jinzhong Li; Jun Li; "Partial discharge location in power transformers using wideband RF detection," Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.13, no.6, pp.1193-1199, December 2006.
- [24] Zhiguo Tang; Chengrong Li; Xingquan Huang; Zhili Li; Shangying Fu; "The feasibility of locating PD source in transformer using the UHF technology," Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2004. CEIDP '04. 2004 Annual Report Conference on , vol., no., pp. 477- 480, 17-20 Oct. 2004.
- [25] Hudon, C.; Bartnikas, R.; Wertheimer, M.R.; "Chemical and physical degradation effects on epoxy surfaces exposed to partial discharges," Properties and Applications of Dielectric Materials, 1994., Proceedings of the 4th International Conference on , vol.2, no., pp.811-814 vol.2, 3-8 Jul 1994.
- [26] Dejean, P.; Foulon, N.; Goldman, M.; Dejean, H.; "Chemical aspects of the ageing of solid insulating materials submitted to partial discharges," Conduction and Breakdown in Solid Dielectrics, 1992., Proceedings of the 4th International Conference on , vol., no., pp.181-185, 22-25 Jun 1992.
- [27] Rodehed, C.; Gustafsson, A.; Gedde, U.W.; "Electrical strength and chemical surface analysis of polypropylene after exposure to external partial discharges," Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.25, no.6, pp.1066-1076, Dec 1990
- [28] Xiao-xing Zhang; Wang-ting Liu; Ju Tang; Peng Xiao; "Study on PD detection in SF6 using multi-wall carbon nanotube films sensor," Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.17, no.3, pp.833-838, June 2010.
- [29] Zaengl, W.S.; Lehmann, K.; "A critique of present calibration procedures for partial discharge measurements," Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.28, no.6, pp.1043-1049, December 1993.
- [30] W.S Zaengl, P.Osvath and H.J.Weber, "Correlation between the bandwidth of PD detectors and its inherent integration errors", Proceedings of IEEE Int.Symp. on Electr. Insul., Washington DC, pp.115-121, June 1986.
- [31] Schon, K.; Lemke, E.; Bergman, A.; Garnacho, F.; Muhr, M.; Rizzi, G.; Sardi, A.; Lucas, W.; Elze, H.; Gunnarsson, O.; Simon, P.; Pack, S.; Giorgi, P.A.; Pesavento, G.; Gobbo, R.; Gomez, F.N.; Domingues, F.; Blanc, I.; Hallstrom, J.; Zaengl, W.; Claudi, A.; Piironen, J.; Weber, H.J.; Brooks, R.; "Intercomparison on PD calibrators and PD instruments," High Voltage Engineering, 1999. Eleventh International Symposium on (Conf. Publ. No. 467) , vol.1, no., pp.5-8 vol.1, 1999
- [32] Osvath, P.; Carminati, E.; Gandelli, A.; "A contribution on the traceability of partial discharge measurements," Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.27, no.1, pp.130-134, Feb 1992.

- 
- [33] Boggs, S.A.; Stone, G.C.; "Fundamental Limitations in the Measurement of Corona and Partial Discharge," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.EI-17, no.2, pp.143-150, April 1982.
- [34] F.H.Kreuger, "Recognition of discharges", *Electra*, n11.
- [35] A.Krivda, "Recognition of discharges.Discrimination and classification", Delft University Press, 1995.
- [36] E. Gulski, P.N. Seitz, "Computer-aided Registration and Analysis of PD in H Equipment", *Proc. 8th ISH, Yokohama, Japan, 1993*
- [37] E. Gulski, R. Oehler, "New generation of computer-aided PD measurement systems", *9th ISH, Graz, Austria, 1995*
- [38] E. Gulski, "Digital Analysis of PD", *IEEE Trans. on D and EI, Vol. 2*, pp 822-837, 1995
- [39] A. Zielonka, E. Gulski, K. Andrzejewski, "Application of Digital PD Measuring Techniques for the Diagnosis of HV Generator Insulation", *Proc. CIGRE Session 1996 paper 15/33-06*
- [40] E. Gulski, H.P. Burger, G.H. Vaillancourt, R.Brooks, "Digital Tools for PD Analysis During Induced Test of Large Power Transformers", *CEIDP, October 20-23 1996, Sa Francisco*, p 36-39.
- [41] E. Gulski, H.P.Burger, G.H. Vaillancourt, R. Brooks, "PD database for power transformers and reactors", *ISH 1997, Montreal*
- [42] E. Gulski, J.P. Zondervan, A. Zielonka, R.Brooks, "PD database for stator insulation on turbogenerators", *CEIDP, October 19-22, 1997, Minneapolis*, p 546-549.
- [43] Contin, A.; Cavallini, A.; Montanari, G.C.; Pasini, G.; Puletti, F.; "Digital detection and fuzzy classification of partial discharge signals," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.9, no.3, pp.335-348, Jun 2002
- [44] Stone, G.C.; Sedding, H.G.; Fujimoto, N.; Braun, J.M.; "Practical implementation of ultrawideband partial discharge detectors," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.27, no.1, pp.70-81, Feb 1992
- [45] Agamalov, O.N.; "The technique of clustering analysis of partial discharge.," *Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES* , vol., no., pp.1-9, 15-18 March 2009
- [46] Werle, P.; Borsi, H.; Gockenbach, E.; "Hierarchical cluster analysis of broadband measured partial discharges as part of a modular structured monitoring system for transformers," *High Voltage Engineering, 1999. Eleventh International Symposium on (Conf. Publ. No. 467)* , vol.5, no., pp.29-32 vol.5, 1999
- [47] Tag-Yong Kim; Hyun-Taek Sin; Jong-Yong Lee; Kyu-Ho Yeon; Chung-Ho Lee; Jin-Woong Hong; "Analysis of Partial Discharge Using Non-Linear Clustering Algorithm," *Properties and applications of Dielectric Materials, 2006. 8th International Conference on* , vol., no., pp.502-505, June 2006



- 
- [48] Li, J.; Liao, R.; Grzybowski, S.; Yang, L.; "Oil-paper aging evaluation by fuzzy clustering and factor analysis to statistical parameters of partial discharges," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.17, no.3, pp.756-763, June 2010
- [49] Cavallini, A.; Montanari, G.C.; Contin, A.; Pulletti, F.; "A new approach to the diagnosis of solid insulation systems based on PD signal inference," *Electrical Insulation Magazine, IEEE* , vol.19, no.2, pp.23-30, March-April 2003
- [50] Von Glahn, P.; Van Brunt, R.J.; "Continuous recording and stochastic analysis of PD," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.2, no.4, pp.590-601, Aug 1995
- [51] Van Brunt, R.J.; "Stochastic properties of partial-discharge phenomena," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.26, no.5, pp.902-948, Oct 1991
- [52] GIGRE 226, "Knowledge rules for partial discharge diagnosis in service", Task Force 15.11/33.03.02, April 2003.
- [53] G. Maiz, A. Rodrigo, P. Llovera, X. Balza, "Investigation on the technologies for defect localization and characterization on medium voltage underground lines", Jicable'11 - 8<sup>th</sup> International Conference on Power Insulated Cables, Versailles, Paris, 2011.
- [54] W.S.Zaengl, P.Osvath, H.J.Weber, "Correlation between the bandwidth of PD detectors and its inherent integration errors.", Conference Record of 1986 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, pp. 115-121, Washington, DC, June, 1986.
- [55] Zingales, G.; "The requirements of a PD measuring system analyzed in the time domain," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.7, no.1, pp.2-5, Feb 2000.
- [56] Bartnikas, R.; "A Commentary on Partial Discharge Measurement and Detection," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on* , vol.EI-22, no.5, pp.629-653, Oct. 1987.
- [57] "Evaluation of measurement data -- Guide to the expression of uncertainty in measurement.", Joint Committee for Guides in Metrology, JCGM 100:2008. ([www.bipm.org](http://www.bipm.org)).
- [58] UNE-EN 50160, "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución", Marzo, 2011.



---

## Publicaciones

### Congresos

- [c1] P.Llovera, A.Rodrigo, A.Soria, A.Quijano, “The assessment of material degradation by means of partial discharges measurements”. Joint International Conference Materials For Electrical Engineering MmdE, Rumanía, 2008.
- [c2] G.Maiz, A.Rodrigo, P.Llovera, X.Balza, “Investigation on the technologies for defect localization and characterization on medium voltage underground lines”, JiCable’11 Session A.10 Testing Methods – On Line Testing, Versailles, 2011. (oral presentation)

### Revistas

- [r1] A.Rodrigo, P.Llovera, V.Fuster, A.Quijano, “Influence of high frequency current transformers bandwidth on charge evaluation in partial discharge measurements”, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 18, Issue 5, pp. 1798-1802, October 2011.
- [r2] A.Rodrigo, P.Llovera, V.Fuster, A.Quijano, “Study of partial discharge charge evaluation and the associated uncertainty by means of high frequency current transformers”, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 19, Issue 2, pp. 434-442, April 2012.
- [r3] A.Rodrigo, P.Llovera, V.Fuster, A.Quijano, “ High performance broadband capacitive coupler for partial discharge cable tests”, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2011 (submitted and under review)

- 
- [r4] A.Rodrigo, P.Llovera, F.Magraner, A.Soria, "Partial discharge measurements: present situation and future trends", European Journal of Electrical Engineering, 2011 (submitted and under review)

---

## Patentes

- Patent pending, WO 2011/036325, “System for measuring partial discharge in power lines”, 2009.