

**Medición de tensiones de impulso atmosférico.  
Sistemas de referencia y obtención de trazabilidad.**

Tesis de Maestría

Ing. Leonardo J. Catalano

Presentada ante la Facultad de Ingeniería de la  
Universidad Nacional de La Plata  
como requisito para la obtención del grado académico de

**MAGÍSTER EN INGENIERÍA**

Director: Dr. Ing. Ricardo R. Díaz  
Co-director: Mg. Ing. Raúl E. Álvarez  
Sub-director: Ing. Daniel A. Esteban

Jurado de Tesis

Dr. Ing. Roger Schurch  
Mg. Ing. Carlos Veruchi  
Ing. Ricardo Dias

Fecha de la defensa oral y pública: 26 de junio de 2017

# Índice

|  |    |
|--|----|
| Índice.....  | 2  |
| Tabla de acrónimos.....  | 5  |
| 1. Antecedentes.....   | 6  |
| 1.1. Antecedentes.....   | 7  |
| 1.1.1. Sistemas de calidad y trazabilidad.....                                       | 7  |
| 1.1.2. El IITREE-LAT.....  | 7  |
| 1.2. Objetivo.....   | 7  |
| 1.3. Alcance.....  | 8  |
| 1.4. Especificación del sistema de medición de referencia.....                       | 8  |
| 2. Introducción.....   | 9  |
| 2.1. Descargas atmosféricas y su relación con los sistemas de potencia.....          | 10 |
| 2.2. Ensayos normalizados y mediciones.....  | 11 |
| 2.2.1. Un poco de historia.....  | 11 |
| 2.2.2. Ensayos normalizados según la IEC 60060-1:2010.....                           | 11 |
| 2.2.3. Medición de los impulsos.....   | 12 |
| 2.3. Sistemas de referencia.....   | 14 |
| 2.4. Espinterómetro de esferas.....  | 14 |
| 3. Teoría de la medición de impulsos.....  | 15 |
| 3.1. Requerimientos de un sistema de medición de impulso de alta tensión.....        | 16 |
| 3.2. Teoría básica de las mediciones de impulso.....                                 | 18 |
| 3.3. Errores debidos a la función de transferencia.....                              | 19 |
| 3.4. Parámetros de respuesta normalizados.....                                       | 24 |
| 3.5. Consideraciones acerca del sobre-pico.....                                      | 25 |
| 4. Diseño de los resistores del divisor.....   | 26 |
| 4.1. Introducción.....   | 27 |
| 4.2. Determinación de la resistencia del elemento de alta tensión del divisor.....   | 29 |
| 4.3. Resistencia de baja tensión.....  | 39 |
| 4.4. Resistencia de amortiguamiento.....   | 39 |
| 5. Apantallamiento del divisor de tensión.....                                       | 43 |
| 5.1. Introducción.....   | 44 |
| 5.2. Electrodo de apantallamiento.....   | 45 |
| 5.3. Dimensiones óptimas del electrodo de apantallamiento.....                       | 46 |
| 5.3.1. Condiciones de borde.....   | 46 |
| 5.3.2. Tamaño del área de cálculo.....   | 46 |
| 5.3.3. Análisis de las dimensiones del toroide.....                                  | 46 |
| 5.3.4. Reemplazo del toroide por un haz de conductores.....                          | 49 |
| 5.3.5. Conclusión.....   | 51 |
| 6. Construcción del divisor de tensión.....  | 52 |
| 6.1. Resistor de alta tensión.....   | 53 |
| 6.1.1. Verificación del comportamiento dinámico de los resistores.....               | 54 |
| 6.1.2. Verificación del comportamiento térmico de los resistores.....                | 56 |
| 6.1.3. Montaje del los resistores de AT.....   | 56 |
| 6.2. Resistor de amortiguamiento, de baja tensión y atenuador.....                   | 56 |
| 6.3. Electrodo de apantallamiento.....   | 58 |
| 6.4. Documentación.....  | 59 |
| 7. Desarrollo de software de cálculo de parámetros.....                              | 60 |
| 7.1. Software de evaluación de repuesta del sistema de medición ante un escalón..... | 61 |
| 7.2. Software de cálculo de parámetros de impulsos completos 1,2/50.....             | 63 |

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 8.      | Características del osciloscopio registrador.....                                     | 66  |
| 8.1.    | Introducción.....   | 67  |
| 8.2.    | Principios fundamentales de un registrador para impulsos atmosféricos.....            | 67  |
| 8.3.    | Requerimientos de norma IEC 61083-1 [6].....  | 68  |
| 8.3.1.  | Requerimientos generales.....   | 68  |
| 8.3.2.  | Ensayos de tipo .....   | 69  |
| 8.3.3.  | Ensayos de rutina.....  | 69  |
| 9.      | Pruebas de caracterización .....  | 70  |
| 9.1     | Introducción.....   | 71  |
| 9.2     | Determinación del factor de escala del sistema de referencia.....                     | 71  |
| 9.2.1.  | Equipamiento utilizado .....  | 71  |
| 9.2.2.  | Desarrollo de la prueba .....   | 71  |
| 9.3     | Ensayo de linealidad.....   | 72  |
| 9.3.1.  | Equipamiento utilizado .....  | 73  |
| 9.3.2.  | Desarrollo de la prueba .....   | 73  |
| 9.4     | Comportamiento dinámico.....  | 74  |
| 9.4.1.  | Equipamiento utilizado .....  | 74  |
| 9.4.2.  | Desarrollo de la prueba .....   | 75  |
| 9.4.3.  | Contribución a la incertidumbre típica.....   | 78  |
| 9.5     | Estabilidad de corto plazo.....   | 79  |
| 9.5.1.  | Equipamiento utilizado .....  | 79  |
| 9.5.2.  | Desarrollo de la prueba .....   | 80  |
| 9.6     | Incertidumbre del factor de escala .....  | 81  |
| 9.6.1.  | Incertidumbre de la determinación del factor de escala del punto 9.2 .....            | 81  |
| 9.6.2.  | Incertidumbre expandida del factor de escala F.....                                   | 82  |
| 9.6.3.  | Incertidumbre de mediciones realizadas con el sistema de referencia.....              | 83  |
| 9.6.4.  | Observaciones.....  | 84  |
| 10.     | Aspectos destacados, conclusiones y trabajos a futuro .....                           | 85  |
| 10.1.   | Aspectos destacados.....  | 86  |
| 10.2.   | Conclusiones .....  | 86  |
| 10.3.   | Trabajos a futuro.....  | 87  |
| 11.     | Referencias .....   | 89  |
| Anexo 1 | Respuesta de circuitos RC y RLC ante escalones y rampas.....                          | 92  |
| A1.1.   | Análisis de un circuito RC.....   | 93  |
| A1.1.1. | Función de transferencia $F(s)$ de un circuito RC (Fig. 72).....                      | 93  |
| A1.1.2. | Respuesta del sistema RC ante un escalón unitario .....                               | 93  |
| A1.1.3. | Respuesta del sistema RC ante una función rampa:.....                                 | 94  |
| A1.1.4. | Respuesta del sistema RC a una rampa lineal cortada en $T_c$ .....                    | 94  |
| A1.2.   | Análisis de un circuito RLC .....   | 96  |
| A1.2.1. | Función de transferencia $F(s)$ de un circuito RLC (Fig. 75).....                     | 96  |
| A1.2.2. | Respuesta del sistema RLC ante un escalón unitario: .....                             | 96  |
| A1.2.3. | Respuesta del sistema RLC ante una rampa de crecimiento lineal: .....                 | 97  |
| A1.2.4. | Respuesta del sistema RLC a una rampa lineal cortada en $T_c$ .....                   | 98  |
| A1.3.   | Referencias:.....   | 98  |
| Anexo 2 | Medición de la inductancia del lazo.....  | 99  |
| A2.1.   | Medición de la inductancia del lazo.....  | 100 |
| Anexo 3 | Rutina de cálculo de parámetros de respuesta al escalón para un<br>circuito RLC ..... | 101 |

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| Anexo 4 | Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos .....   | 104 |
| A4.1    | Introducción.....   | 105 |
| A4.2    | Aplicación del método de los elementos finitos para el cálculo del campo eléctrico.....   | 105 |
| A4.3    | Descripción de la rutina de cálculo de campo .....  | 110 |
| A4.4    | Referencias .....   | 112 |
| A4.5    | Rutina de cálculo FEM.m .....   | 113 |
| A4.6    | Rutina de equipotenciales.m.....  | 118 |
| Anexo 5 | “Diseño óptimo del apantallamiento de un divisor resistivo de alta tensión” .....   | 121 |
| Anexo 6 | Planos del divisor y sus accesorios.....  | 128 |
| Anexo 7 | Código del programa de evaluación de la respuesta al escalón .....  | 137 |
| Anexo 8 | Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013 ..... | 142 |
| A8.1    | Código del software .....   | 143 |
| A8.2    | Resultados de la evaluación .....   | 152 |

**Tabla de acrónimos**

| <b>Sigla</b>  | <b>Descripción</b>   | <b>Traducción/Aclaración</b>                      |
|---------------|--|---|
| <b>SAC</b>    | Sistema Argentino de Calibración                             |   |
| <b>INTI</b>   | Instituto Nacional de Tecnología Industrial                  |   |
| <b>AT</b>     | Alta Tensión   |   |
| <b>MT</b>     | Media Tensión  |   |
| <b>BT</b>     | Baja Tensión   |   |
| <b>IITREE</b> | Instituto de Investigaciones para Redes y Equipos Eléctricos |   |
| <b>LAT</b>    | Laboratorio de Alta Tensión                                  |   |
| <b>UNLP</b>   | Universidad Nacional de La Plata                             |   |
| <b>UNT</b>    | Universidad Nacional de Tucumán                              |   |
| <b>IATTE</b>  | Instituto de Alta Tensión y Transmisión de Energía           |   |
| <b>IEC</b>    | International Electrotechnical Commission                    | Comisión Electrotécnica Internacional             |
| <b>IEEE</b>   | Institute of Electrical and Electronics Engineers            | Instituto de Ingenieros Electricos y Electronicos |
| <b>Cigré</b>  | Conseil international des grands réseaux électriques         | Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas |
| <b>PTB</b>    | Physikalisch-Technische Bundesanstalt                        | Instituto Nacional de Metrología de Alemania      |
| <b>TI</b>     | Transformador de corriente                                   |   |
| <b>TV</b>     | Transformador de tensión                                     |   |
| <b>PMMA</b>   | Polimetilmetacrilato   | Acrílico  |
| <b>FEM</b>    | Finite element method  | Método de los elementos finitos                   |
| <b>HP</b>     | Hewlett-Packard  |   |
| <b>AD</b>     | Analogico/Digital  |   |
| <b>IIR</b>    | Infinite Impulse Response                                    | (filtro) respuesta infinita al impulso            |
| <b>OAA</b>    | Organizmo Argentino de Acreditación                          |   |

## ***1. Antecedentes***

En este capítulo se presentan los antecedentes, los recursos disponibles y los requerimientos de calidad que dieron origen al trabajo. En base a ello se define el alcance y el objetivo de la tesis.

## **1.1. Antecedentes**

### **1.1.1. Sistemas de calidad y trazabilidad**

Los sistemas de calidad presentes en casi todos los ámbitos técnicos aseguran el cumplimiento de procedimientos de control de la calidad. En lo que respecta a los sistemas de aseguramiento de la calidad en los laboratorios se debe demostrar la trazabilidad de sus elementos de medición utilizados en los ensayos y pruebas realizadas. Se entiende por trazabilidad a la cadena de calibraciones que vinculan los elementos de medición con los patrones nacionales o internacionales de magnitudes básicas [1].

El Servicio Argentino de Calibración y Medición, SAC, es una red de laboratorios de calibración supervisados por el INTI (Instituto Nacional de Tecnología Industrial) [2]. Estos laboratorios poseen trazabilidad con los patrones nacionales de sus elementos de medida. Pueden calibrar equipos de medición de tensión y corriente de frecuencia industrial y de corriente continua entre otras magnitudes utilizadas en la rama eléctrica. Sin embargo, en lo que se refiere a la medición de impulsos de alta tensión el INTI o el SAC no han establecido aún en Argentina un patrón con trazabilidad internacional con el cual calibrar los sistemas de medición de los laboratorios de ensayo.

En Argentina existen alrededor de veinte laboratorios de Alta Tensión que poseen equipamiento para ensayos de impulso atmosférico considerando tanto el sector académico como el industrial. En estos laboratorios se pueden realizar ensayos de tipo, recepción o desarrollo sobre equipamiento de sistemas de potencia de alta y media tensión. En estas pruebas la solicitud impuesta al objeto bajo ensayo debe ser fehacientemente controlada. Para ello se miden y registran los impulsos de alta tensión.

### **1.1.2. El IITREE-LAT**

El IITREE (Instituto de Investigaciones Tecnológicas para Redes y Equipos Eléctricos) es un instituto universitario dependiente de la Universidad Nacional de La Plata. Se ubica en el Departamento de Electrotecnia de la Facultad de Ingeniería. Sus comienzos se remontan al año 1955 con la inauguración del Laboratorio de Alta Tensión (LAT). Hoy en día posee dos áreas más, el área de Estudios Eléctricos y el área de Asistencia Técnica y Mediciones Especiales que junto con el LAT desarrollan tareas de apoyo al sector electro energético nacional y sudamericano.

El LAT posee equipamiento para la realización de una variada cantidad de pruebas y ensayos, entre ellos aplicación de alta tensión alterna de hasta 300 kV en seco y bajo lluvia, medición de descargas parciales, radio interferencia e impulso atmosférico hasta 600 kV de tensión de cresta [3].

El equipamiento para las pruebas de impulsos atmosférico posee un sistema de medición que es utilizado cada vez que se realiza un ensayo. Su calibración se ha realizado históricamente mediante la comparación con un espinterómetro de esferas. Las exigencias actuales imponen como método de preferencia la calibración mediante comparación con otro sistema (uno de "referencia") el cual posea trazabilidad a los patrones nacionales y que su uso sea preferentemente exclusivo a las calibraciones. Surge entonces la necesidad para el LAT de contar con un sistema de medición de referencia para la medición de impulso atmosférico.

El único antecedente argentino en la temática se presenta en el Instituto de Alta Tensión y Transmisión de Energía de la Universidad Nacional de Tucumán, [4], el cual intervino en un programa internacional de calibración por inter-comparación [5]. Este sistema de medición de referencia es el único en el país con trazabilidad internacional.

## **1.2. Objetivo**

El objetivo de la tesis es el diseño, desarrollo e implementación de un prototipo de un divisor de tensión apto para un Sistema de Referencia para la calibración de sistemas de medición de

impulso atmosférico.

### **1.3. Alcance**

Se define como alcance de la tesis de maestría a la implementación y evaluación del divisor de tensión y el software, como partes de un sistema de medición de referencia para impulsos de tensión tipo atmosféricos.

Queda excluida de esta tesis la evaluación del dispositivo de registro que forma parte del sistema de medición debido a que el IITREE-LAT actualmente no dispone de uno que cumpla los requerimientos de la norma IEC 61083-1:2001 “Instruments and software used for measurement in high-voltage impulse tests - Part 1: Requirements for instruments” [6].

### **1.4. Especificación del sistema de medición de referencia**

Requerimientos básicos del sistema de referencia:

- 1) Medición de impulsos completos y cortados en la cola. No se considera necesaria la medición de impulso cortados en el frente, dado que no es una prueba habitual del IITREE-LAT.
- 2) Debe cumplir los requerimientos de la norma IEC 60060-2:2010 “High-voltage test techniques – Part 2: Measuring systems” [7], para sistemas de referencia en la medición de impulsos del tipo atmosféricos completos y cortados en la cola.
- 3) La tensión máxima asignada debe ser al menos 20% de la tensión máxima del sistema de medición que se desea calibrar según IEC 60060-2, [7]. Siendo que el sistema de medición del IITREE es de 600 kV, se necesita una tensión máxima de 120 kV. Se define la tensión máxima de diseño en 200 kV permitiendo que el sistema de referencia sirva para la calibración de sistemas de medición de hasta 1000 kV.
- 4) Es necesario que sea fácilmente transportable. Para ello debe ser desarmable en secciones más pequeñas. Esto permite el transporte hasta las instalaciones donde pueda ser calibrado o donde se lo utilice para calibrar otros sistemas de medición.

## **2. Introducción**

En este capítulo se describen, en forma resumida, las características de las solicitaciones por descargas atmosféricas y los ensayos normalizados de impulso atmosférico. Se hace hincapié en los requerimientos de los sistemas de medición.

### **2.1. Descargas atmosféricas y su relación con los sistemas de potencia**

Las instalaciones eléctricas, principalmente líneas aéreas y subestaciones, durante el servicio pueden estar sometidas a las solicitaciones debidas a las descargas atmosféricas.

El impacto de un rayo en algún punto de la instalación genera sobretensiones que se propagan en el sistema eléctrico y solicitan los aislamientos.

Es más probable que se produzca una fulminación en una línea de transmisión que en una subestación, debido que por su gran longitud están más expuestas. Su forma esbelta sobre un terreno plano, "atrae" a las descargas como lo haría un pararrayo en un edificio. El impacto puede ser sobre el conductor de guardia, si existe, una torre o sobre un conductor de fase. Si se presenta el primer caso se espera que la energía del rayo sea conducida a tierra en las torres cercanas al impacto. En este caso el potencial de la torre se eleva por la circulación de esta corriente y dependiendo de la impedancia de la torre más la de puesta a tierra de la misma. Puede darse el caso que el potencial supere el nivel de aislamiento de la cadena de aisladores dando lugar al llamado contorneo inverso.

Si el rayo impacta en un conductor de fase, por una falla de blindaje o por que no existía cable de guardia (líneas de media tensión (MT)), la inyección de cargas generará una corriente impulsiva y asociada a ella una tensión (relacionada por la impedancia de onda de la línea) que se propagará por la línea en ambos sentidos. Dependiendo de la magnitud de la corriente del rayo será el valor de la sobretensión. Esta sobretensión solicitará a los aislamientos mientras se propaga por la línea. Si se supera la tensión soportada de la cadena de aisladores se producirá un contorneo y parte de la energía del rayo se drenará a tierra. También aparecen sobretensiones por inducción cuando los rayos impactan en una zona cercana a las líneas. Por lo general son de menor valor pero pueden ser muy dañinas para los sistemas de distribución en MT [8].

El caso crítico que se presenta es cuando estas solicitaciones alcanzan puntos sensibles de la red como estaciones transformadoras o centros de transformación. En estos puntos se encuentra el equipamiento cuyo aislamiento es no auto-regenerativo, como ser los transformadores de potencia, tranformadores de corriente o tensión, cables, etc. Para reducir estas solicitaciones se instalan descargadores de sobretensión (hoy, exclusivamente de óxido de zinc) en la entrada de las líneas a la estaciones transformadoras que limitan (pero no eliminan) las sobretensiones.

Al repasar este proceso de origen y vida de las sobretensiones del tipo atmosférico se entiende que se deben realizar estudios que prevean el comportamiento del sistema completo, esto es la coordinación del aislamiento. En esta etapa de estudio se determinan los niveles de tensión que deben soportar los distintos componentes del sistema eléctrico. Se pretende acotar a un valor técnico y económico contemplando las salidas de servicio debidas a fallas de los aislamientos auto-regenerativos y la protección de los no-auto-regenerativos. Esto último coordinando la tensión resistida del equipamiento y los elementos de protección, como los descargadores de sobretensión.

Por lo tanto, la coordinación del aislamiento se basa en las tensiones resistidas de los distintos elementos del sistema. Esta tensión resistida es un parámetro de diseño de cada dispositivo. Los métodos de diseño, en la actualidad asistidos por computadora, logran conocer de antemano con gran precisión las sobretensiones a los que serán sometidos los aislamientos y en base ello logran un diseño óptimo. Sin embargo, aparecen cuestiones que en la etapa de diseño no pueden ser contempladas como por ejemplo dispersión en la calidad de los materiales o en los procesos de producción que hacen necesarias pruebas y verificaciones reales que garanticen el correcto desempeño de los dispositivos antes de ser puestos en servicio.

Esto último vale para todo tipo de solicitación a las cuales los elementos serán expuestos durante su vida útil, tanto eléctricas como se estuvo planteando, como mecánicas o térmicas o una combinación de varias de ellas. En lo que respecta a las solicitaciones de tensión de origen atmosférico se realizan los ensayos aplicando tensiones de impulso tipo rayo normalizadas.

Estos ensayos implican impulsos de alta tensión que representan las sobretensiones que aparecen en las redes por el impacto de rayos.

## 2.2. Ensayos normalizados y mediciones

### 2.2.1. Un poco de historia

Las pruebas con impulso de alta tensión comenzaron a realizarse casi con el nacimiento de los sistemas eléctricos alrededor del año 1910. En la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) se discute el tema de la normalización de pruebas de impulso desde 1922. En 1934 se publica la primera versión de la norma IEC 60 "High-voltage test techniques" mientras que en E.E.U.U. el Instituto Americano de Ingenieros Eléctricos (AIEE luego IEEE), publicó en 1928 la Std. 4 "High-voltage test techniques".

Entre los años 1930 y 1960 normas de Inglaterra, Alemania y EEUU definieron distintas formas para los impulsos del tipo atmosférico. La norma alemana proponía tiempos de frente de 0,5; 1 y 2,5  $\mu$ s con el tiempo de cola siempre de 50  $\mu$ s, mientras que en la norteamericana se definían impulsos 0,5/5  $\mu$ s; 1/10  $\mu$ s y 1,5/50  $\mu$ s. En 1960 se llegó a un consenso internacional para que la forma de onda normalizada sea 1,2/50  $\mu$ s [9].

### 2.2.2. Ensayos normalizados según la IEC 60060-1:2010 "High-voltage test techniques - Part 1: General definitions and test requirements" [10]

En las Figuras 1 a 3 se muestran las formas de onda de los impulsos completos, cortados en la cola y cortados en el frente definidos en la IEC 60060-1 [10].

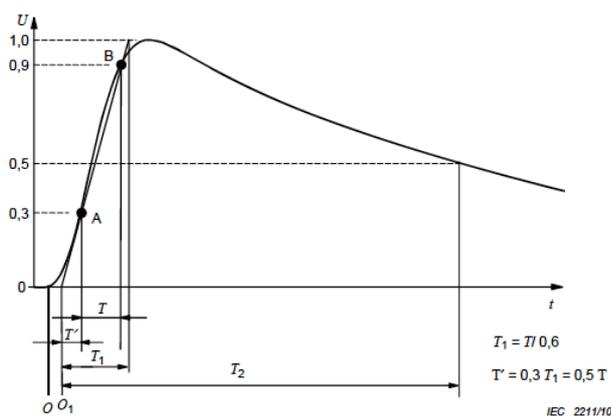


Fig. 1 - Impulso normalizado completo

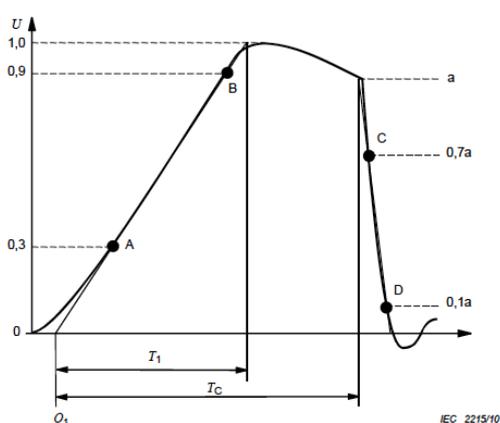


Fig. 2 - Impulso normalizado cortado en la cola

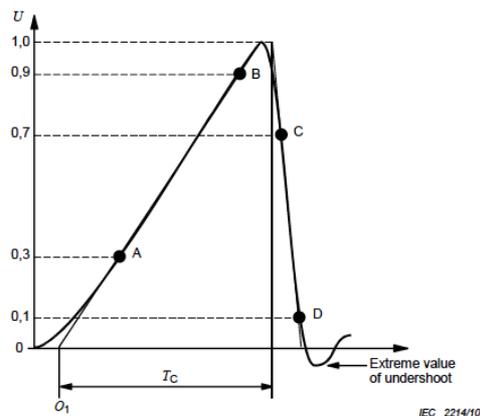


Fig. 3 - Impulso cortado en el frente

Los parámetros que definen a la forma de onda son la tensión de cresta  $\hat{U}$ , el tiempo de frente  $T_1$ , el tiempo de cola  $T_2$  y el sobre pico  $\beta$ . Los tres primeros parámetros se encuentran definidos en las Fig. 1 a 3. El sobre-pico  $\beta$  se define como la diferencia entre el máximo valor de tensión y el valor cresta de una impulso suave sin oscilaciones ni sobre-pico obtenido a partir de la señal original, para más detalles ver Anexo B de la norma IEC 60060-1 [10].

Las tolerancias especificadas para cada parámetro son:

- Tensión cresta  $\hat{U}$   $\pm 3\%$
- Tiempo de frente  $T_1$   $\pm 30\%$
- Tiempo de cola  $T_2$   $\pm 20\%$
- Sobre-pico  $\beta$   $\pm 10\%$

### 2.2.3. Medición de los impulsos

Los requerimientos de la IEC 60060-2 [7] para la medición de impulsos en un ensayo normalizado son:

- La medición de la tensión cresta de impulsos completos y cortados en la cola debe tener una incertidumbre expandida  $U_{M1} < 3\%$ .
- La medición de la tensión cresta de impulsos cortados en el frente debe tener una incertidumbre expandida  $U_{M2} < 5\%$ .
- La medición de los parámetros de tiempo que definen la forma de onda de los impulsos deben tener una incertidumbre expandida  $U_{M3} < 10\%$ .
- Se deben medir las oscilaciones que pueden estar superpuestas en un impulso de manera tal que se asegure el cumplimiento de los requerimientos de la IEC 60060-1 [10].

Donde la incertidumbre expandida es el intervalo de confianza, generalmente del 95 %, donde se espera se encuentre el valor verdadero. Esta incertidumbre es el resultado de las contribuciones de varios efectos como ser las incertidumbres de los instrumentos, la estabilidad de corto y largo plazo entre algunos.

Estas mediciones deben ser realizadas con un sistema de medición aprobado. En IEC 60060-2 [7] se define a un sistema de medición como:

*Conjunto completo de dispositivos capaces de realizar una medición en alta tensión; también forman parte de él los programas (software) utilizados para la obtención o el cálculo de resultados de mediciones.*

La misma norma define a un sistema de medición *aprobado* como aquel que cumple con todos los requerimientos de la norma IEC 60060-2 [7]. Por último, define una clase más de sistemas de medición que son los sistemas de medición de referencia como:

*Sistema de medición que su calibración posee trazabilidad con normas nacionales y/o internacionales, y que posee la suficiente exactitud y estabilidad para ser utilizado en la aprobación de otros sistemas mediante la comparación de las mediciones simultáneas con formas de ondas y rangos de tensiones especificados.*

La diferencia entre los dos sistemas es que el sistema aprobado es aquel que es utilizado regularmente en los ensayos de impulsos mientras que el de referencia es sólo utilizado a la hora de la calibración. El primero está sometido a más uso y por lo tanto más propenso a cambios en su factor de escala. Además el de uso regular debe medir los niveles más altos que el laboratorio necesite. Esto hace que el sistema, en ocasiones, sea realmente grande. Como se explicará más adelante el sistema de referencia puede tener una tensión asignada del 20 % de la tensión del sistema a calibrar. Eso lo hace más pequeño y gracias a ello se logran sistemas con mejores exactitudes y más estables.

## Capítulo 2: Introducción

La calibración de un sistema de medición aprobado, según IEC 60060-2 [7], debe ser realizado preferentemente por comparación con un sistema de medición de referencia. La calibración es un proceso en que se determina el factor de escala del sistema de medición y se evalúan las contribuciones a la incertidumbre global por distintos efectos. A continuación se describen en forma resumida las pruebas que se establecen en la norma antes mencionada para proceso de calibración de un sistema aprobado.

### *Factor de escala:*

En la calibración se establece el factor de escala del sistema de medición. Se realizan mediciones simultáneas con un sistema de medición de referencia, por lo general varias determinaciones (hasta 10) en cada nivel de tensión. De esta prueba se determina la desviación estándar de los resultados y a partir de ella la contribución a la incertidumbre global.

Se debe cubrir todo el rango de medición asignado del sistema. Los puntos de calibración son los límites de rango y tres puntos uniformemente distribuidos. Dado que los sistemas de referencia no suelen alcanzar las más altas tensiones se permite obtener este factor de escala cubriendo el 20 % del alcance del sistema.

### *Ensayo de linealidad*

Si se obtiene el factor de escala a una tensión menor que el máximo del rango de medición asignado se debe realizar un ensayo de linealidad hasta esta máxima tensión. La prueba determina la contribución a la incertidumbre global del sistema por efecto de la linealidad con la tensión. Esta norma propone varios métodos para este fin: comparación con un espinterómetro de esferas, con un sensor de campo eléctrico o con la tensión de carga del generador de impulso.

### *Comportamiento dinámico*

La evaluación del comportamiento dinámico se debe realizar midiendo distintos impulsos donde los tiempos de frente deben ser los límites del intervalo nominal. El intervalo nominal es el rango de tiempos de frente que se quiere el sistema sea capaz de medir con los errores garantizados. Como se trata de medir impulsos normalizados (completos o cortados en la cola) de 1,2  $\mu$ s de tiempo de frente y con un tolerancias de  $\pm 30$  % se pretende que el intervalo nominal sea 0,84-1,56  $\mu$ s.

### *Estabilidad de corto plazo*

Esta prueba evalúa la estabilidad del sistema de medición por el auto calentamiento de sus elementos en el proceso de medición. Para ello se aplican impulsos de la máxima tensión asignada, respetando el tiempo asignado entre impulsos y en la cantidad que se prevean para un uso normal. Se comparan los factores de escala del sistema obtenidos antes y después de la aplicación de los impulsos.

### *Estabilidad de largo plazo*

Se debe estimar la estabilidad de la constante del sistema en el período entre calibraciones, por ejemplo un año.

### *Efecto de la temperatura ambiente*

La temperatura ambiente puede afectar el factor de escala del sistema. Se debe estimar la variación del factor de escala para el rango de temperaturas ambiente en el que el sistema será utilizado.

### *Efecto de proximidad*

La cercanía a paredes puestas a tierra o estructuras energizadas puede afectar al factor de escala y su influencia debe ser verificada y su contribución a la incertidumbre global determinada.

### *Efecto del software*

El software utilizado para la determinación de los parámetros también puede introducir errores en la medición. Si el software cumple con los requerimientos de la norma IEC 61083-2:2013 "Instruments and software used for measurement in high-voltage and high-current tests - Part 2: Requirements for software for tests with impulse voltages and currents" [11], las contribuciones de incertidumbre serán las que se especifican en la tabla 3 de esa misma norma.

## **2.3. Sistemas de referencia**

En la calibración de un sistema de medición aprobado se deben realizar todas las pruebas descritas en el punto anterior. Salvo para la evaluación de efecto del software y la prueba de linealidad, en los demás casos, se determina el factor de escala del sistema por comparación con un sistema de medición de referencia.

La utilización de un sistema de referencia para la calibración no es algo nuevo, se ha utilizado desde el comienzo de las mediciones en ingeniería. En las normas de alta tensión IEC 60060 e IEEE Std. 4 se incorpora este método de calibración recién partir de las versiones del año 1994. Antes de esto se creía que mientras el sistema de medición posea un tiempo de respuesta menor a 200 ns los errores para la medición de la tensión de cresta y los parámetros de tiempo cumplirían con los requerimientos establecidos. En la década de 1980 varios investigadores encontraron que no existía una relación directa entre los tiempos de respuesta y los errores de medición. En base a ello, distintos institutos de metrología construyeron sistemas de medición de referencia muy estables que participaron de rondas internacionales de calibración por intercomparación que fueron la base para la especificación de las normas actuales [9].

La calibración de un sistema de referencia debe ser realizada de la misma manera que un sistema aprobado pero por comparación con un sistema de medición de una clase superior, por lo general un patrón nacional.

## **2.4. Espinterómetro de esferas**

Los espinterómetros de esferas no pueden ser utilizados para la calibración de sistemas aprobados. Esto se deduce teniendo en cuenta que la incertidumbre de la medición de la tensión cresta de impulsos mediante espinterómetro es de 3 % según la IEC 60052:2002 "Voltage measurement by means of standard air gaps" [12]. Por lo tanto, no es posible calibrar otro sistema con una incertidumbre menor que 3 % tal como lo especifica IEC 60060-2 [7]. Su utilización queda restringida a las verificaciones y controles periódicos sobre los sistemas de medición. Si en estos controles se detecta una desviación fuera del rango aceptado se debe realizar una nueva calibración por comparación con un sistema de referencia.

### ***3. Teoría de la medición de impulsos***

En este capítulo se expone la teoría básica que debe ser tomada en cuenta para comprender los requerimientos de los sistemas de medición de impulso en alta tensión. Se presentan los parámetros utilizados en la evaluación del comportamiento dinámico a partir de la respuesta del sistema a un escalón de tensión. Por último se presentan dimensiones y parámetros de respuesta de sistemas de medición reportados en la bibliografía.

### 3.1. Requerimientos de un sistema de medición de impulso de alta tensión.

La medición de señales en el área de las altas tensiones posee aspectos especiales ajenos a las mediciones convencionales de baja tensión. Esto se debe principalmente al tamaño que alcanzan los elementos de medición para evitar la aparición de campos eléctricos intensos que puedan llegar a ionizar los materiales involucrados.

Los impulsos de tipo atmosférico poseen además de alta tensión componentes en frecuencia del orden de los mega Hertz ( $10^6$  Hz) lo que implica que un sistema de medición adecuado deberá tener un ancho de banda (respuesta en frecuencia) tal que detecte las rápidas variaciones de las señales. Esta frecuencia parecería relativamente baja para las mediciones que se realizan hoy en día (los teléfonos celulares utilizan señales de algunos giga Hertz ( $10^9$  Hz)), sin embargo, la medición de las señales de algunos mega Hertz con elementos de dimensiones de algunos metros es un problema especial.

Por lo tanto se tienen grandes dimensiones y además altas frecuencias. Con respecto al contenido en frecuencia en la Fig. 4 se muestran los espectros de frecuencia normalizados para impulsos completos, cortados en el frente y en la cola, siendo  $T_c$  el tiempo de corte del impulso. Según la IEC 60060-1 [10] se considera un impulso normalizado cortado en la cola cuando el corte se produce entre 2 a 6  $\mu$ s. En la Fig. 4 se aprecia que las exigencias en frecuencia para un impulso completo alcanzan el orden de 100 kHz y para impulsos cortados en la cola, con  $T_c=2 \mu$ s del orden de las decenas de mega Hertz. Para impulsos cortados en el frente el espectro se agranda hacia frecuencias más grandes. En el punto 3.2 se discute acerca de los errores introducidos por la limitación de la respuesta dinámica de los sistemas de medición.

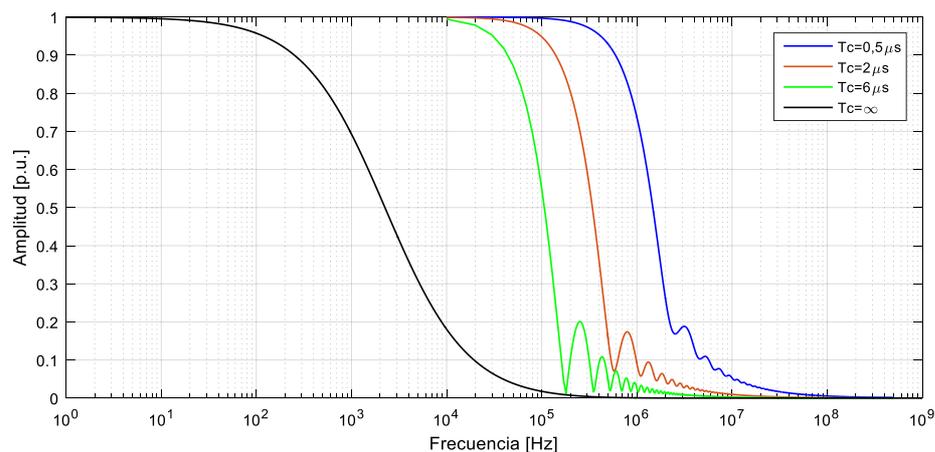
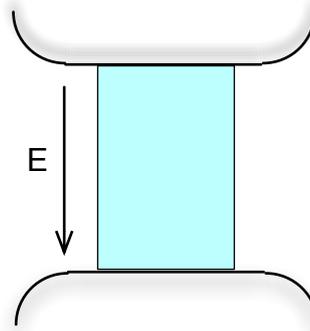


Fig. 4 – Espectro de frecuencias para impulsos completos y cortados

En cuanto a las dimensiones de los dispositivos utilizados para la medición, en general, divisores de tensión, éstas dependerán de las máximas tensiones que se deban medir. La altura del sistema de medición queda determinada por la altura del divisor. Las grandes dimensiones de los divisores hacen que las capacitancias e inductancias parásitas del circuito influyan en el desempeño dinámico del sistema y por lo tanto deben ser tenidas en cuenta en el diseño del mismo. Cuanto más alta sea la tensión a medir más grande será el equipo y entonces mayor será el impacto de las capacitancias e inductancias parásitas lo que redundará en un peor desempeño dinámico.

El divisor soportará la totalidad de la tensión de la señal a medir, el diseño del mismo debe lograr que los materiales no estén sometidos a un campo eléctrico tal que se produzcan la ruptura dieléctrica de los mismos. En el caso de un divisor resistivo construido con alambres se utiliza un soporte aislante con forma de tubo que está sometido a un campo eléctrico como se muestra en la Fig. 5.



**Fig. 5** - Campo eléctrico sobre el cuerpo aislante del divisor

Como se observa el campo eléctrico resulta tangencial a la superficie del tubo y posee una componente normal nula. El campo tangencial tiene el mismo valor dentro y fuera del aislante.

La realidad se aleja del modelo presentado en el sentido que en primer lugar el campo no resulta ser homogéneo y aparece una componente tangencial que puede generar puntos de alta concentración de campo magnificado por las diferencias de las constantes dieléctricas de los materiales: Por ejemplo para acrílico (PMMA)/aire;  $3,5^1/1$ .

<sup>1</sup> Constante dieléctrica relativa del PMMA para 1 kHz [13].

Además como la superficie no es perfectamente lisa, pequeñas perturbaciones pueden generar un incremento local del campo como se muestra en [14].

Es así que varios autores han determinado la tensión resistida de un dieléctrico en forma longitudinal entre dos electrodos soporta una tensión menor que los electrodos sin el dieléctrico [14, 15].

Por otro lado, la altura de estos dispositivos puede estar dada por aspectos constructivos que impongan longitudes mayores que las necesarias por efecto del campo eléctrico, por ejemplo la longitud del alambre del resistor.

En la bibliografía se registran las siguientes dimensiones, en [16] 3 m/MV en [17] de 2 a 2,5 m/MV. Si se observan los diseños disponibles comercialmente se pueden encontrar las siguientes relaciones entre la altura del divisor y la tensión máxima: 1,9 m/500 kV [18], 1,2 m/200 kV [19] y 1,1 m/300 kV [20].

Asumiendo que la relación tensión/altura sea el campo eléctrico sobre la superficie del tubo soporte, se puede observar que los valores en divisores reales resultan mucho menores que los valores de rigidez dieléctrica de los materiales utilizados. La Tabla I presenta los valores en kV/cm.

**Tabla I** - Relación tensión/altura

| Referencia | Tensión/altura [kV/cm] |
|------------|------------------------|
| [16]       | 3                      |
| [17]       | 4 - 5                  |
| [18]       | 2,6                    |
| [19]       | 1,7                    |
| [20]       | 2,7                    |

Por ejemplo el PMMA posee una rigidez dieléctrica del orden 160 a 200 kV/cm [13] y el aire de 30 kV/cm [21].

Tomando como relación tensión/altura promedio 3 kV/cm, para el caso de un divisor cuya tensión máxima sea 200 kV la altura necesaria sería de 66 cm.

### 3.2. Teoría básica de las mediciones de impulso.

El dispositivo más básico y antiguo con el cual se realizaron las mediciones de impulso de alta tensión fue el espinterómetro de esferas. Este método, aunque en uso generalizado, hoy no puede ser utilizado como un sistema de medición de referencia según la norma IEC 60060-2 [7], sin embargo se lo sigue utilizando como control y para las pruebas de linealidad respecto a la tensión.

El principal inconveniente en la medición de impulso con espinterómetro es que sólo se puede determinar la cresta de la onda y no se puede obtener ninguna información acerca de la forma de la misma. Además la incertidumbre de las mediciones realizadas con espinterómetro alcanza un 3 % según la IEC 60052 [12] lo cual resulta superior a los requerimientos de IEC 60060-2 [7] para un sistema de referencia que debe medir la cresta de los impulsos con una incertidumbre menor que 1%.

El registro de la forma de onda mediante osciloscopios registradores en alta tensión sólo se puede efectuar si se utiliza un dispositivo convertidor que realice la atenuación de la señal a tensiones compatibles con la electrónica convencional.

Los dispositivos convertidores utilizados en la medición de impulso son divisores de tensión los cuales tienen una impedancia de alta tensión y una de baja conectadas en serie. Las impedancias suelen ser resistores o capacitores, también existen combinaciones de ambas en los divisores capacitivos compensados.

En la Fig. 6 se presenta un esquema general de la disposición y conexión de los elementos presentes en un ensayo de impulso atmosférico donde se aprecia en el lado derecho el sistema de medición.

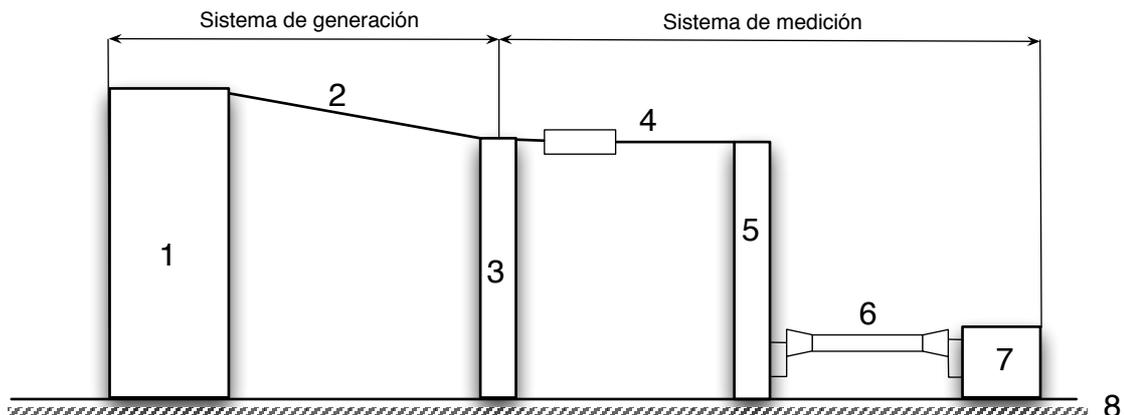


Fig. 6 - Esquema general de conexionado de un ensayo de impulso atmosférico

En la Fig. 6 se ilustra la disposición más común y más adecuada del circuito de ensayo. El generador de impulsos (1) es conectado al objeto bajo ensayo (3) a través de la conexión (2). El sistema de medición comienza desde los terminales del objeto bajo ensayo y comprende la conexión (4) hasta el divisor de tensión (5), y el instrumento registrador (7), cuyo cable de señal (6) es conectado entre sus terminales de entrada y los terminales de baja tensión del divisor. Un retorno apropiado a tierra a través una malla de tierra (8) debe asegurar que no aparezcan tensiones significativas, incluso ante fenómenos rápidos, manteniendo la tensión de esta malla igual a la de tierra.

En la Fig. 7 se muestra sólo el sistema de medición. El osciloscopio adquiere y registra la señal  $u_3(t)$ . En el caso que el sistema de transmisión no produzca distorsión a la onda, lo cual se consigue fácilmente adaptando las impedancias de los elementos, la tensión  $u_3(t)$  será igual a  $u_2(t)$ . Para obtener la señal a medir se debe conocer el factor de escala (o constante del divisor)  $F$  tal que  $u_1(t) = F \times u_2(t)$ .

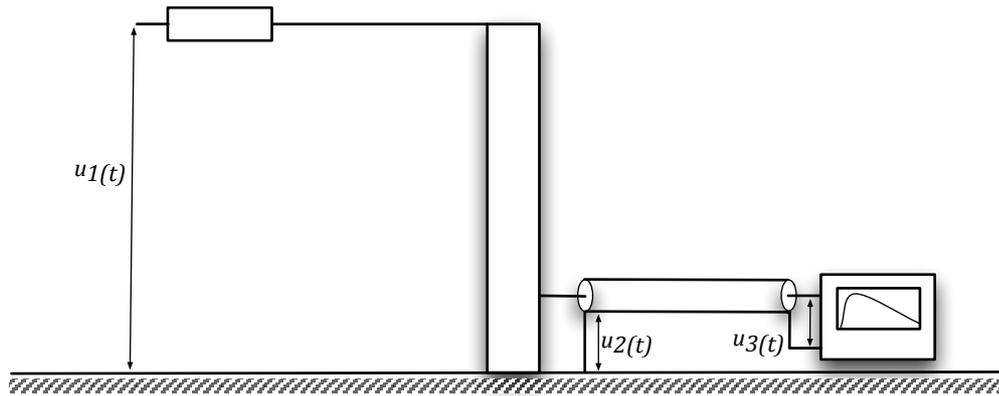


Fig. 7 - Esquema del sistema de medición

Este factor  $F$  deberá ser constante para distintos parámetros dentro de un rango especificado. Entre los parámetros se pueden mencionar la temperatura ambiente o la cercanía de otros objetos. También deberá ser constante para parámetros que dependen de la señal a medir, linealidad con la tensión y comportamiento dinámico.

En lo que respecta al comportamiento dinámico se lo puede analizar en el dominio del tiempo, mediante la prueba de la respuesta al escalón o en el dominio de la frecuencia observando su función de transferencia. Ambos enfoques son válidos y resultan equivalentes. Sin embargo en la práctica se prefiere la prueba de la respuesta al escalón sobre en análisis en frecuencia. Esto es debido a que realizar un barrido en frecuencia sobre un sistema de medición con factores de escala del orden de los cientos hace que las señales (las de más alta frecuencia) resulten de muy bajo valor y difíciles de medir.

A pesar de esto último, el análisis de la función de transferencia es adecuado para el estudio del sistema de medición desde el punto de vista teórico. El sistema de la Fig. 7 puede pensarse como un cuadripolo como el de la Fig. 8.

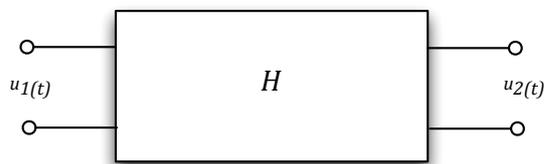


Fig. 8 - Cuadripolo

Si  $H$  es la función de transferencia, la respuesta del sistema  $u_2$  ante una señal de entrada  $u_1$  puede obtenerse en el dominio del tiempo por la convolución de  $H$  y  $u_1$ . De manera equivalente se puede pensar la señal de entrada descompuesta por Fourier en un espectro de funciones sinusoidales  $u_{1\omega}$ . La función de transferencia será, para cada pulsación angular  $\omega$ , una constante  $H_\omega e^{j\varphi}$ . La componente de la señal de salida para la pulsación angular  $\omega$ ,  $u_{2\omega}$  será:

$$u_{2\omega} = H_\omega e^{j\varphi} \cdot u_{1\omega} \quad \text{Ec. 1}$$

Cada  $u_{2\omega}$  será igual a  $u_{1\omega}$  escaladas por  $H_\omega$  y con un desfase temporal  $\varphi$ . Para que el sistema posea una respuesta lineal a todas las frecuencias se necesitaría que la  $H_\omega = \text{cte}$  y que  $\varphi = \text{cte} = t_0$ .  $t_0$  se debe al tiempo de viaje de la señal que se encuentra en un circuito real que no puede ser cero. En la práctica se requiere que la característica lineal alcance las máximas frecuencias componentes de la señal a medir, para los impulsos puede verse la Fig. 4.

### 3.3. Errores debidos a la función de transferencia.

En primera aproximación, un sistema de medición de impulsos de alta tensión se puede representar por un circuito que se asemeja a un filtro pasa bajos como el circuito de la Fig. 9. Para este circuito la respuesta normalizada (tensión en el tiempo infinito igual a 1 p.u.) a un escalón unitario  $u(t)$  se muestra en Fig. 10.

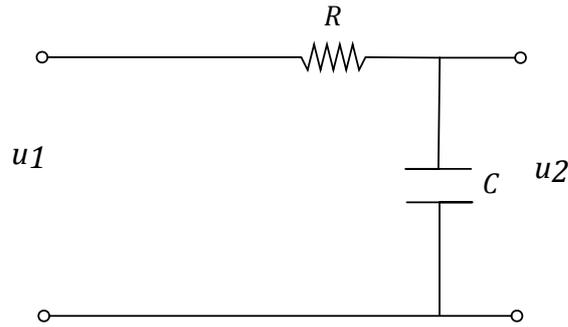


Fig. 9 - Circuito de un filtro pasa bajos

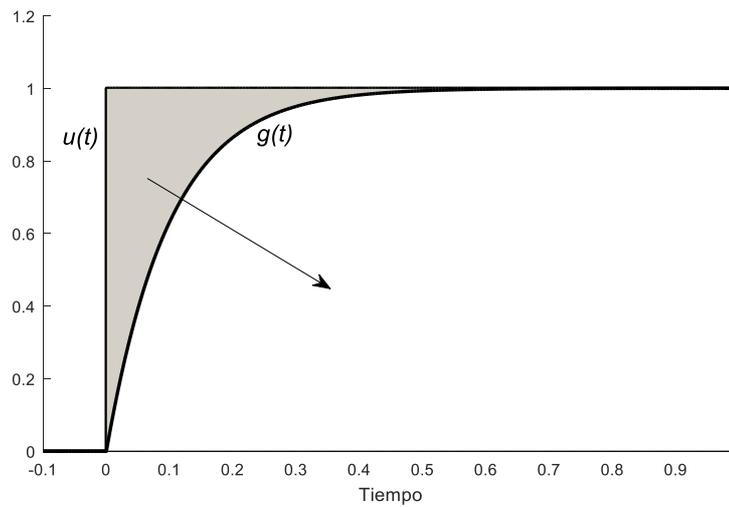
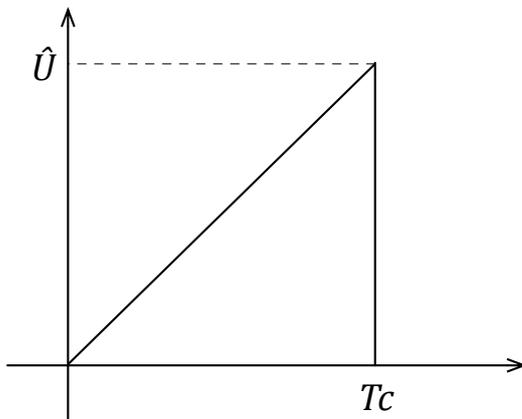


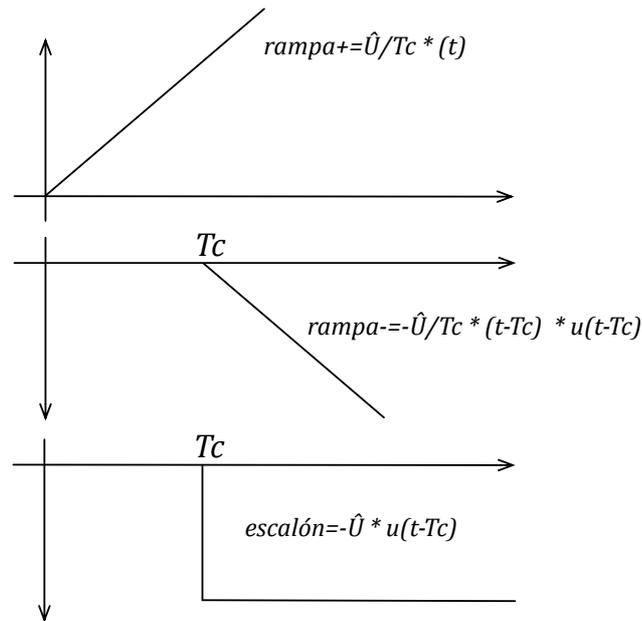
Fig. 10 - Respuesta de un circuito RC ante un escalón

A continuación se analiza la respuesta del sistema ante un impulso cortado en el frente como el que se observa en la Fig. 11. La simplicidad de la función hace que el análisis analítico sea posible. Este impulso puede ser representado por una combinación de funciones lineales: desde el tiempo cero hasta el tiempo de corte  $T_c$  por una función lineal con pendiente  $\hat{U}/T_c$  y luego por la resta de otra rampa de pendiente  $-\hat{U}/T_c$  y un escalón de valor  $-\hat{U}$  como se presenta en la Fig. 12 y en la Ec. 3.



$$u_1(t) = \begin{cases} \frac{\hat{U}}{T_c} t & 0 < t < T_c \\ 0 & t > T_c \end{cases} \quad \text{Ec. 2}$$

Fig. 11 - Impulso cortado en el frente



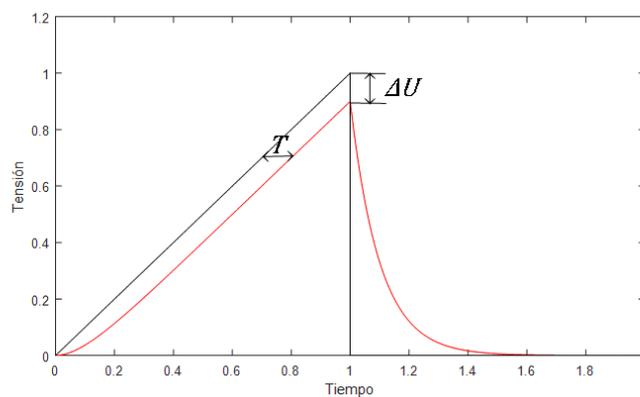
**Fig. 12** - Descomposición del impulso en tres funciones simples. La función escalón  $u(t-Tc)$  es la función de Heaviside definida para  $t > Tc$ .

$$u_1(t) = \text{rampa}(+) + \text{rampa}(-) + \text{escalón} \quad \text{Ec. 3}$$

De esta manera mediante las propiedades de la transformada de Laplace es posible obtener la señal de salida en forma sencilla. La respuesta  $u_2(t)$  se muestra en la Ec. 4 (el desarrollo analítico se presenta en el Anexo 1):

$$u_2(t) = \frac{\hat{U}}{Tc} \left\{ \left[ t - \tau \left( 1 - e^{-t/\tau} \right) \right] - \left[ (t - Tc) - (\tau - Tc) \left( 1 - e^{-(t-Tc)/\tau} \right) \right] \right\} \quad \text{Ec. 4}$$

La Fig. 13 muestra la respuesta del sistema donde se puede observar una diferencia entre la señal de entrada y de salida y un el error en la determinación de la tensión máxima  $\Delta U$ . Analizando la Ec. 4 (corchete izquierdo, correspondiente a la función antes de  $Tc$ ) y siendo que  $\tau \ll Tc$ , la salida sigue a la entrada con un retraso temporal igual a  $\tau = RC$ .



**Fig. 13** - Respuesta de un circuito RC ante un impulso cortado en el frente

El área comprendida entre la respuesta normalizada al escalón y el escalón, como se muestra en la Fig. 10 se define como el tiempo de respuesta  $T$  y se expresa matemáticamente como:

$$T = \int_0^{\infty} [1 - g(t)] dt \quad \text{Ec. 5}$$

Siendo  $g(t)$  la respuesta normalizada al escalón. Para el circuito RC de la Fig. 9  $T$  resulta igual a  $\tau$ .

También se encuentra fácilmente que la diferencia entre la tensión de entrada y la salida en el tiempo de corte  $T_c$  resulta:

$$\Delta \hat{U} = \frac{\hat{U}}{T_c} [-\tau (1 - e^{-T_c/\tau})] \quad \text{Ec. 6}$$

Como  $T_c \gg \tau$

$$\Delta \hat{U} = -\frac{\hat{U}}{T_c} \tau = -S \cdot T \quad \text{Ec. 7}$$

Siendo  $S = \hat{U}/T_c$  la velocidad de crecimiento de la tensión se puede establecer que el error cometido es proporcional al tiempo de respuesta  $T$  y a la velocidad  $S$ .

Se introduce a continuación en el modelo del sistema de medición una inductancia en serie (representando la inductancia del lazo de conexión más la inductancia parásita de los elementos del divisor). El circuito se presenta en Fig. 14.

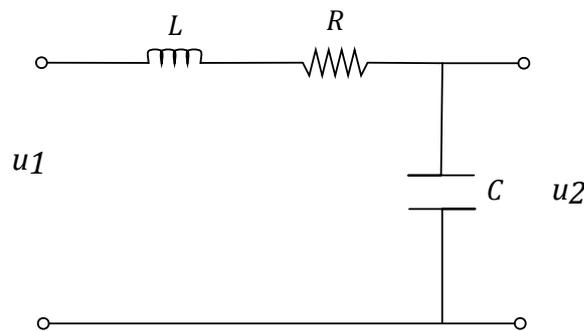


Fig. 14 - Circuito de un sistema de medición de impulso modelado como un RLC

La respuesta de este sistema RLC al escalón podrá ser sub-amortiguada, críticamente amortiguada o sobre-amortiguada. Resulta común en la práctica que los sistemas de medición de impulso tengan un comportamiento sub-amortiguado como se muestra en la Fig. 15.

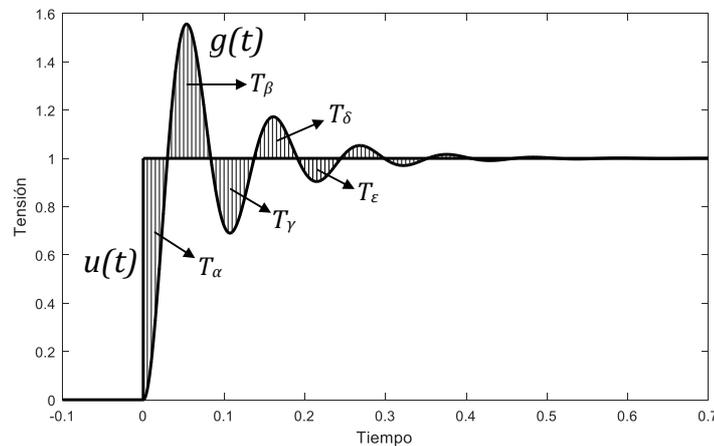


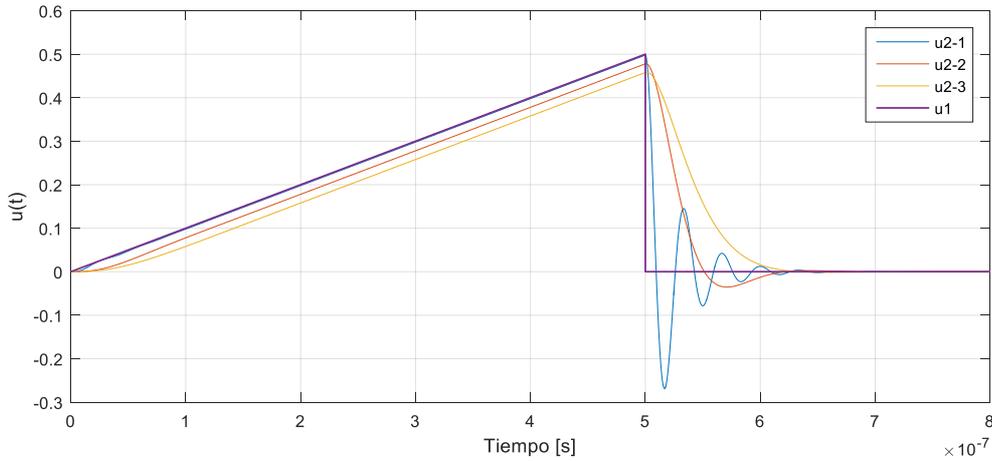
Fig. 15 - Respuesta al escalón de un circuito RLC sub-amortiguado

El tiempo de respuesta  $T$  resulta la suma (o resta) de las áreas sombreadas de la Fig. 15 como se expresa en la Ec. 8. El tiempo de respuesta  $T$  puede ser incluso cero.

$$T = T_\alpha - T_\beta + T_\gamma - T_\delta + T_\epsilon \dots \quad \text{Ec. 8}$$

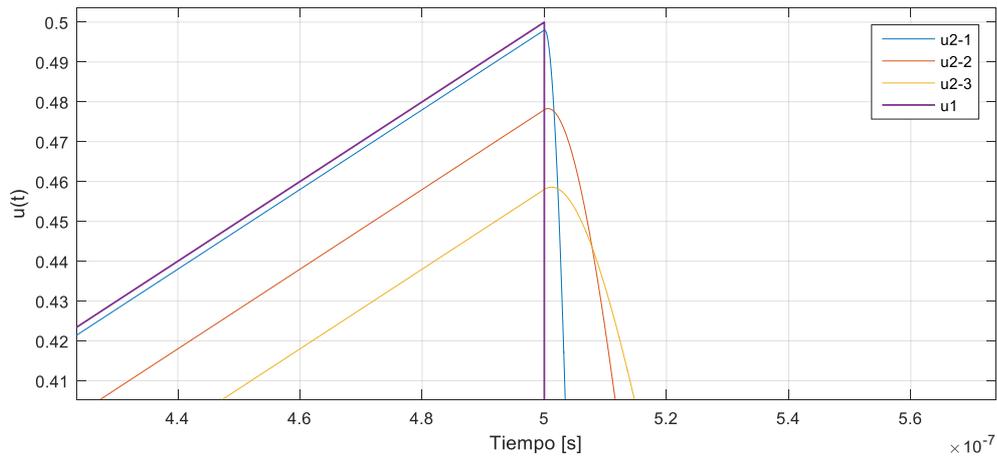
A continuación se analizan algunos sistemas de medida con distintos  $T$  y los errores que se cometen al medir un impulso cortado en el frente. En la Fig. 16 se observan las respuestas de tres sistemas,  $u_{2-1}$ ,  $u_{2-2}$  y  $u_{2-3}$ , con distintos tiempos de respuesta junto con la señal de entrada,  $u_1$ .

La respuesta del sistema se obtiene de manera similar a la encontrada en el caso del circuito RC, cuyo desarrollo analítico se presenta en el Anexo 1.



**Fig. 16** - Respuesta a un impulso cortado en el frente de tres circuitos RLC

En la Fig. 17 se puede observar con detalle el punto del corte del impulso. En la Tabla II se presentan los errores obtenidos junto con el tiempo de respuesta  $T$ . Además se incluye el producto del tiempo de respuesta  $T$  por la velocidad de crecimiento de la tensión  $S$ . Se concluye nuevamente, que el error cometido resulta igual a producto  $S \cdot T$ .

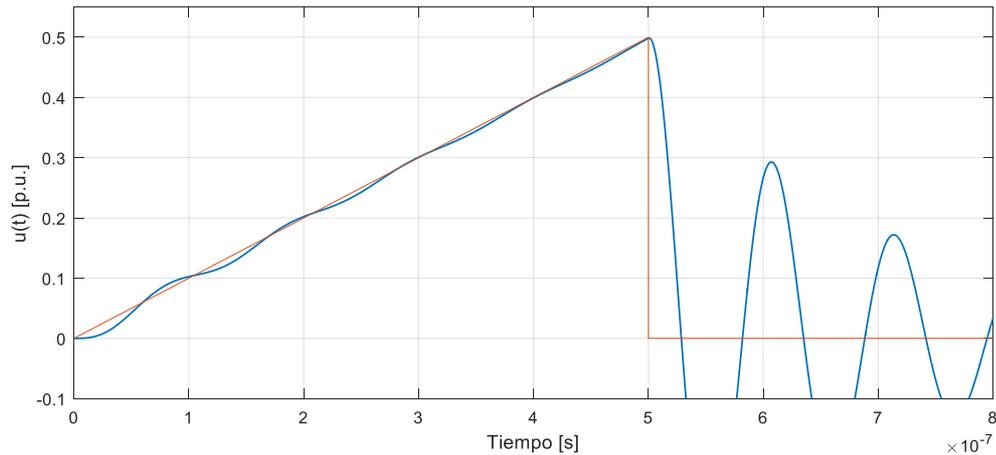


**Fig. 17** - Respuesta a un impulso cortado en el frente de tres circuitos RLC - Errores en la medición de tensión

**Tabla II** - Tiempos de respuesta y errores en la determinación de la tensión máxima

|                          | Respuesta |           |           |
|--------------------------|-----------|-----------|-----------|
|                          | $u_{2-1}$ | $u_{2-2}$ | $u_{2-3}$ |
| Error [p.u]              | -0,0020   | -0,0217   | -0,0414   |
| Tiempo de respuesta [ns] | 2         | 22        | 42        |
| $-S \cdot T$ [p.u]       | -0,0020   | 0,0220    | 0,0420    |

En Fig. 18 se muestra la respuesta de un sistema que posee un bajo tiempo respuesta  $T = 3$  ns, sin embargo las oscilaciones que posee en el frente pueden ocasionar errores significativos en la determinación de los tiempos de frente.



**Fig. 18** – Oscilaciones en el frente de la respuesta

Es por eso que el tiempo de repuesta no resulta el único parámetro que garantiza una adecuada respuesta dinámica. A continuación se presentan los parámetros que la norma IEC 60060-2 [7] establece para la evaluación del comportamiento dinámico

### 3.4. Parámetros de respuesta normalizados.

La norma IEC 60060-2 [7] establece en su última edición de 2010 que la evaluación del desempeño dinámico mediante los parámetros de respuesta solo es aplicable para la evaluación de los sistemas de referencia. La evaluación de los otros sistemas deben ser realizados por comparación con un sistema de referencia. Los parámetros se obtienen a partir de la respuesta integral al escalón  $T(t)$  calculada con la Ec. 9.

$$T(t) = \int_{0_1}^t [1 - g(\tau)] d\tau \quad \text{Ec. 9}$$

Siendo  $0_1$  el origen de la respuesta al escalón.

#### Tiempo de respuesta experimental $T_N$

Este parámetro es el tiempo de respuesta calculado para  $t=2 \cdot t_{m\acute{a}x}$  ( $3,12 \mu s$ ) y resulta equivalente al tiempo de respuesta  $T$  antes presentado. Se relaciona con el error cometido en la determinación de la tensión cresta, como se discutió con anterioridad. Se diferencia de  $T$  en que el tiempo de integración es acotado a un valor finito. De aquí el nombre que recibe, “experimental” ya que es posible obtenerlo en una prueba real.

$$T_N = T(2 \cdot t_{m\acute{a}x}) \quad \text{Ec. 10}$$

#### Tiempo de respuesta parcial $T_\alpha$

Se obtiene como la primera área entre la respuesta al escalón y el valor de referencia, ver Fig. 15. Este parámetro indica la capacidad del sistema de responder a las rápidas variaciones que posea la señal, como por ejemplo las rápidas oscilaciones en el frente presentes en algunos impulsos.

$$T_\alpha = \text{máx}(T(t)); \text{ con } 0_1 < t < 2 \cdot t_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. 11}$$

#### Tiempo de establecimiento $T_s$

Establece el tiempo en que la respuesta alcanza un comportamiento estable, fuera de las oscilaciones que pueda tener, es considerado luego del tiempo de respuesta experimental como el parámetro más importante [16]. Se define como el menor tiempo en que se cumple la inecuación de la Ec. 12.

$$|T_N - T(t)| < 0,02 \cdot t \quad \text{Ec. 12}$$

**Sobre-pico  $\beta$**

Es el valor en que se excede la respuesta oscilatoria del sistema con respecto al valor de referencia.

La norma IEC 60060-2:2010 [7] fija valores máximos de estos parámetros. En la Tabla III se transcriben los límites recomendados por [7] para los sistemas de medición de referencia.

**Tabla III** – Tiempos de respuesta recomendados por [7] para sistemas de referencia

| Tensión                                | Impulsos atmosféricos completos y cortados en la cola | Impulsos atmosféricos cortados en el frente | Impulso de maniobra |
|--|---|---|---------------------|
| Tiempo de respuesta experimental $T_N$ | $\leq 15$ ns  | $\leq 10$ ns                                | -                   |
| Tiempo de establecimiento $T_s$        | $\leq 200$ ns   | $\leq 150$ ns                               | $\leq 10$ $\mu$ s   |
| Tiempo de respuesta parcial $T_\alpha$ | $\leq 30$ ns  | $\leq 20$ ns                                | -                   |

**3.5. Consideraciones acerca del sobre-pico**

Como se puede observar en la Tabla III no hay límites para el sobre-pico. En versiones anteriores de la IEC 60060-2 se utilizaba un gráfico que daba límites al sobre-pico en función de la razón entre el tiempo de respuesta parcial  $T_\alpha$  y el tiempo de frente del impulso a medir  $T_f$ .

A modo de referencia se resumen en la Tabla IV los valores de sobre-pico que alcanzan algunos sistemas de referencia que se encuentran en la bibliografía.

**Tabla IV** – Parámetros de respuesta de varios sistemas de medición de referencia

| Divisor                   | Tensión [kV] | Altura [m] | R [k $\Omega$ ] | $T_N$ [ns] | $T_\alpha$ [ns] | $T_s$ [ns] | $\beta$ [%] | Ref. |
|---------------------------|--------------|------------|-----------------|------------|-----------------|------------|-------------|------|
| HVolt1                    | 200          | 1,2        | 10              | 30         | 30              | 200        | 10          | [19] |
| HVolt2                    | 500          | 1,7        | 7,7             | 10         | 20              | 150        | 30          |      |
| Electra B                 | 200          | 1          | 5,6             | 10         | 13              | 26         | 20          | [20] |
| Electra C                 | 500          | 1,6        | 8               | <10        | <20             | <150       | <30         |      |
| EdF                       | 400          | 1,4        | 23              | 12,3       | 16,9            | 125        | 30          | [22] |
| CERL                      | 200          | 1,1        | 3,16            | 14,3       | 18,7            | 93         | 34          |      |
| LCOE                      | 600          | 1,9        | 8,4             | 20,9       | 21,4            | 129        | 13          |      |
| PTB                       | 500          | 1,4        | -               | 1,3        | 11              | 195        | 7           | [23] |
| D1                        | 600          | 1,8        | 45,7            | 16,4       | 17,6            | 118,3      | 15,4        |      |
| Inst. de metrología China | 300          | 1,2        | 5               | 2,1        | 4,3             | -          | -           | [24] |

El máximo sobre-pico observado en los sistemas de referencia de la Tabla IV es de 30% aproximadamente.

#### ***4. Diseño de los resistores del divisor***

En este capítulo se presentan los distintos tipos de divisores utilizados, las técnicas de construcción de resistores y materiales utilizados en alta tensión. Luego se procede al cálculo y diseño de los resistores del divisor de tensión contemplando los aspectos térmicos, mecánicos y eléctricos.

## 4.1 Introducción

### 4.1.1 Tipo constructivo

Un divisor de tensión puede ser resistivo, capacitivo o una combinación de ellos [16, 17, 25]. El uso de divisores resistivos es frecuente en la medición de impulsos atmosféricos. La medición de señales de mayor duración como impulsos de maniobra, frecuencia industrial o corriente continua, implica un calentamiento excesivo en los resistores lo cual genera variaciones inadmisibles en los valores de resistencia debido a la deriva térmica de los mismos. A pesar de ello también se los utiliza para medición de corriente continua con valores de resistencia del orden de los  $M\Omega$ .

En cuanto a la medición de impulsos atmosféricos los divisores resistivos tienen una aplicación máxima de un MV. Es necesario en este tipo de divisores controlar las capacitancias parásitas para mejorar su respuesta dinámica. Esto se realiza homogenizando el campo eléctrico con anillos ecualizadores de campo. En grandes divisores son necesarios electrodos de gran tamaño, los que resultan antieconómicos y provocan inestabilidad de la estructura. Además de esta contra, también el auto-calentamiento de divisores aumenta con el cuadrado de la tensión aplicada y por ende su aplicación queda limitada hasta 1 MV.

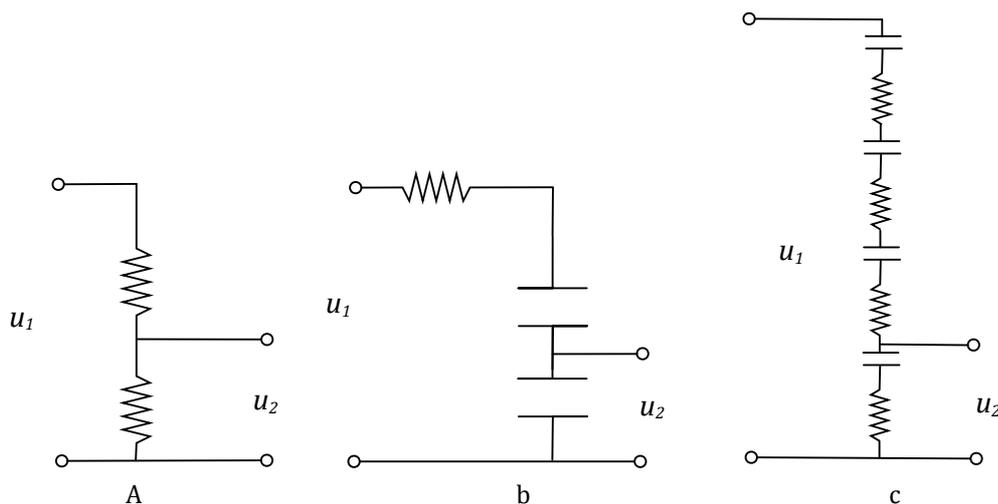
Cuando las tensiones a medir sobrepasan el MV se utilizan divisores del tipo capacitivo. Su aplicación posee una desventaja al medir impulsos rápidos ya que las componentes de alta frecuencia provocan resonancias debido a las capacidades del divisor y la inductancia del conexionado. Además se producen reflexiones dentro del divisor que generan oscilaciones del orden de 100 MHz. Es posible reducir estos efectos negativos mediante un resistor de amortiguamiento externo.

La incorporación de un resistor puede ser realizada intercalando resistores entre los capacitores dentro del cuerpo del divisor. Estos son los divisores capacitivos compensados. Su respuesta en frecuencia depende de la parte resistiva ya que a las altas frecuencias los capacitores pueden ser considerados como un cortocircuito, luego de este transitorio los capacitores se cargan y no existe corriente por los resistores. De esta manera la energía disipada por los resistores es sensiblemente menor y es posible su utilización con tensiones de hasta 3 MV.

También existen divisores donde los elementos son una combinación en paralelo de un resistor y un capacitor. Esta topología es muy utilizada en puntas atenuadoras de osciloscopios, llegando a tensiones de hasta 40 kV aproximadamente. En el caso de puntas atenuadoras los elementos son relativamente pequeños y las capacitancias parásitas a tierra no resultan un problema. Cuando las tensiones a medir son mayores y los elementos más grandes, las capacitancias parásitas a tierra necesitan ser controladas. Se utiliza el capacitor paralelo para este control. El valor necesario para un control efectivo termina siendo muy grande generando algunos inconvenientes. Por ejemplo, por su gran capacitancia se lo utiliza como capacitor de frente del circuito generador de impulsos. Esto hace que su ubicación sea cerca del generador y no en el punto de aplicación al objeto bajo ensayo lo cual resulta una práctica no recomendable.

Esta topología no es recomendada por [17 y 25] para la medición de impulsos de alta tensión pero si es para la medición de tensiones de frecuencia industrial o de corriente continua.

En las Fig. 19 se muestran las topologías básicas de los divisores resistivos, capacitivos (con resistor de amortiguamiento) y capacitivos compensados.



**Fig. 19** - Circuitos representativos de: a) Divisor resistivo, b) Divisor capacitivo (con su resistencia de amortiguamiento externa) b) y c) Divisor capacitivo compensado

En lo que respecta a divisores de referencia, en la bibliografía aparecen del tipo capacitivo compensado como el que posee el Instituto de metrología de Alemania, Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) [16], pero también se encuentran numerosas publicaciones sobre divisores resistivos, como [26-28] por citar algunas.

#### 4.1.2 Resistores de alta tensión

Los resistores de alta tensión pueden ser construidos de alambre, de algún compuesto sólido (cerámica, carbón) o también con líquidos (agua y sales).

Los resistores de agua suelen ser construidos a partir de tubos de material plástico mientras que las tapas son los electrodos del resistor. El líquido puede ser agua de red o agua destilada a la cual se le incorporan aditivos (sales) hasta alcanzar el valor deseado, su estabilidad no logra ser mejor que 10 % por lo que no son adecuados para sistemas de medición.

Otra alternativa es la utilización de resistores de uso “electrónico”. La principal ventaja de estos elementos es que poseen una inductancia muy baja. Los resistores de carbón no son utilizados debido a su alta deriva térmica ( $500...2000 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$ ) y su comportamiento no-lineal con alta tensión. Los resistores de película metálica o película de óxido metálico son altamente solicitados por las corrientes impulsivas generando su destrucción por calentamiento. Los resistores de capa de óxido metálico poseen un mejor desempeño con coeficientes de deriva térmica  $40...200 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$  [29], estos resistores tienen una capa más gruesa que los de película por lo que son más resistentes a las corrientes impulsivas [29].

Finalmente los resistores tipo bobinados utilizan aleaciones metálicas de alta estabilidad a la temperatura, en la Tabla V se muestran algunas propiedades de aleaciones de uso común en resistores.

**Tabla V** - Propiedades de materiales utilizados en resistores bobinados

| Nombre               | Composición              | Coef. de variación con la temperatura [ $10^{-6} \text{ 1/K}$ ] [30] | Resistividad [ $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ] | Precio [\$/g]      |
|----------------------|--------------------------|--|---|--------------------|
| Constantán           | 54 % Cu, 45 % Ni, Mn     | $\pm 20...70$  | 0,49  | 220 <sup>(2)</sup> |
| Nicromo              | 75% Ni, 20 Cr, aditivos  | 5..10  | 1,33  | 200 <sup>(2)</sup> |
| Kanthal <sup>1</sup> | 73% Fe, 22% Cr, 5 Al     | $\pm 60$   | 1,35  | 45 <sup>(2)</sup>  |
| Manganina            | 87 % Cu, 10 % Mn, Ni 4 % | $\pm 10$   | 0,48  | 100 <sup>(3)</sup> |

<sup>1</sup>Kanthal® es un marca registrada de Sandvik

<sup>2</sup> Fuente: Casa Astri, Av. Córdoba 1532 - C.P.1055 Buenos Aires - Argentina 04/07/2016

<sup>3</sup> Fuente: [www.e-bay.com](http://www.e-bay.com) 04/07/2016

Cualquiera de estos materiales puede ser utilizado en la construcción de resistores bobinados. Una de las desventajas que se encuentran en la construcción de estos resistores es que debido a su resistividad relativamente baja es necesario utilizar grandes longitudes de alambre para alcanzar valores del orden de los  $k\Omega$ . Suelen ser bobinados sobre cuerpos aislantes como tubos, naturalmente esta disposición generará una inductancia lo cual no resulta beneficioso en el caso de medición de impulsos. Para evitar este efecto se bobinan dos arrollamientos en sentidos inversos, uno arriba del otro. Esta construcción es conocida como bobinado Ayrton-Perry [31]. En la Fig. 20 se muestra un esquema de un bobinado de este tipo. Su construcción es simple y ofrece muy buenos resultados en cuanto a su desempeño en frecuencia.

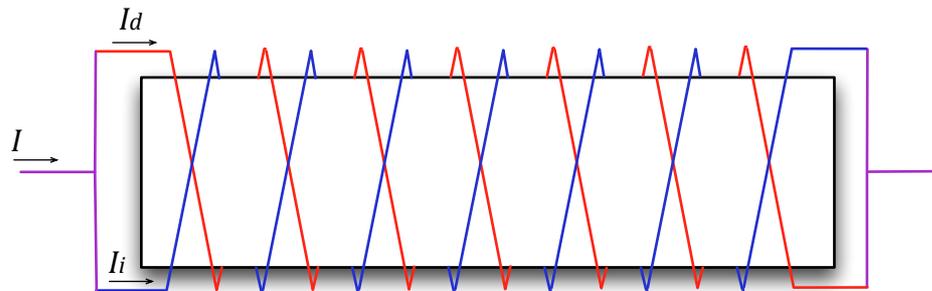


Fig. 20 – Esquema de un bobinado tipo Ayrton-Perry

Otro tipo de bobinado que se utiliza se obtiene intercalando el alambre en una tela aislante, también pueden hacerse dos arrollamientos en sentidos contrarios. La inductancia obtenida es muy baja dado la forma plana que toma el resistor. Luego esta tela bobinada se dispone sobre un tubo soporte aislante. Su construcción es un poco más laboriosa que la anterior.

#### 4.1.3 Elección de materiales y forma constructiva del resistor de alta tensión.

La elección del tipo de divisor se decidió en base a la facilidad de construcción. A partir de los resultados reportados en [20] y en base a la experiencia del Instituto de Alta Tensión y Transmisión de Energía de la Universidad Nacional de Tucumán en el tema, se eligió que el divisor de tensión del sistema de referencia sea del tipo resistivo apantallado y que los resistores sean de alambre bobinado en forma anti-inductiva (tipo Ayrton-Perry). El material utilizado, dado la disponibilidad del mismo, fue Constatán de diámetro 0,12 mm.

#### 4.2 Determinación de la resistencia del elemento de alta tensión del divisor.

La resistencia del resistor de alta tensión del divisor de tensión deberá tener un valor tal que se compatibilicen los siguientes requerimientos:

- 1\_ No debe cargar al generador de impulso, tal que modifique en un grado inaceptable la forma de onda de los impulsos.
- 2\_ La temperatura que alcanza el resistor en cada impulso dependerá del valor de resistencia, por lo que debe considerarse en el análisis térmico del mismo.
- 3\_ Debe optimizar la respuesta en frecuencia.
- 4\_ El efecto pelicular no debe modificar el valor de resistencia dependiendo de la frecuencia.
- 5\_ Debe tener un valor que, junto al resistor de baja tensión, establezcan la reducción de tensión deseada.
- 6\_ Su valor debe ser obtenido mediante un bobinado anti-inductivo de dimensiones realizables.

Se analizó cada uno de estos requisitos estableciendo el valor adecuado.

#### 4.2.1 Compatibilidad con el circuito generador de impulsos.

Para dar cuenta de cómo modifica la forma de onda del impulso el valor de divisor de tensión se plantea el circuito del generador. En las Fig. 21 y Fig. 22 se muestran las dos alternativas simplificadas de los circuitos del generador de impulso [17].

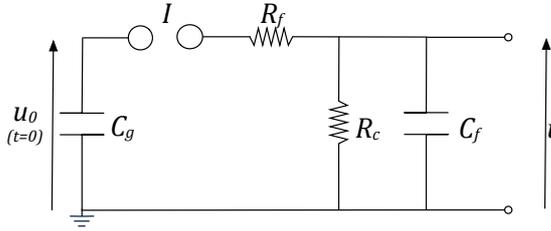


Fig. 21

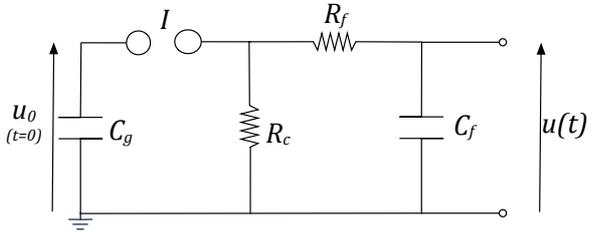


Fig. 22

En paralelo a la salida del impulso  $u(t)$  se conecta tanto el objeto bajo ensayo como el sistema de medición.

Se simplifica el análisis si se estudia el circuito de la Fig. 21. En este caso la resistencia de cola del generador queda en paralelo con las resistencias del divisor representado por las resistencias de alta y baja tensión del divisor,  $R_A$  y  $R_B$  respectivamente Fig. 23.

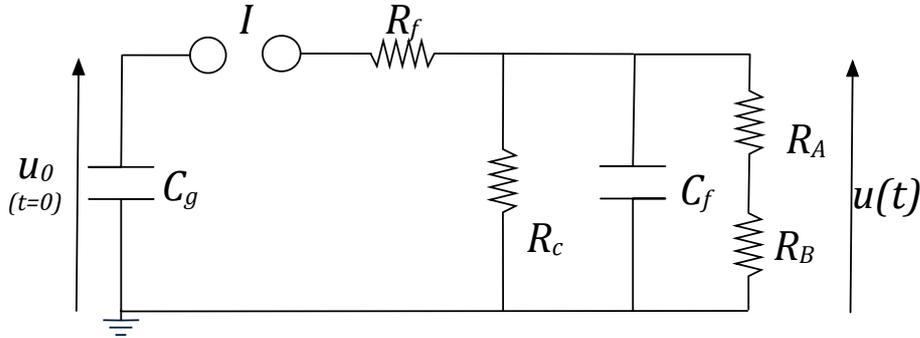


Fig. 23

Si la tensión  $u(t)$  de impulso se expresa como una doble exponencial, Ec. 13.

$$u(t) = \hat{U} A \left[ e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right] \quad \text{Ec. 13}$$

Donde  $\hat{U}$  es la cresta del impulso y  $A$  es una constante mayor a 1, para que la doble exponencial alcance el valor cresta [16]. Las constantes de tiempo  $\tau_1$  y  $\tau_2$  se obtienen del circuito de la Fig. 21 como:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= (R_f + R_c)(C_f + C_g) \\ \tau_2 &= \frac{(R_f R_c)}{(R_f + R_c)} \frac{(C_f C_g)}{(C_f + C_g)} \end{aligned} \quad \text{Ec. 14}$$

La constante  $A$  se la puede expresar a partir de las constantes de tiempo  $\tau_1$  y  $\tau_2$  como:

$$A = \frac{1}{e^{-t_p/\tau_1} - e^{-t_p/\tau_2}} \quad \text{Ec. 15}$$

Donde  $t_p$  es el tiempo donde se produce la cresta del impulso y se calcula como:

$$t_p = \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \ln \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad \text{Ec. 16}$$

Normalmente resulta que  $R_c \gg R_f$  y  $C_g \gg C_f$  por lo tanto se pueden simplificar las expresiones anteriores por:

$$\tau_1 = R_c C_g \quad \text{Ec. 17}$$

$$\tau_2 = R_f C_f$$

Las constantes de tiempo para los tiempos normalizados de los impulsos 1,2/50 extraído de [17].

$$\tau_1 = 68,2 \mu\text{s} \quad \text{Ec. 18}$$

$$\tau_2 = 0,405 \mu\text{s}$$

De la Fig. 23 la resistencia  $R_A$  (despreciando  $R_B \ll R_A$ ) del divisor queda en paralelo con la  $R_c$  del generador, el valor efectivo que determina el tiempo de cola  $R_c'$  será el paralelo de ambas.

$$R_c' = \frac{(R_A R_c)}{(R_A + R_c)} \quad \text{Ec. 19}$$

Por otro lado la resistencia misma del generador  $R_c$  puede ser modificada para obtener el tiempo de cola deseado por lo tanto no resulta tan crítico el valor de la resistencia de alta tensión siempre que no sea mucho más chica que la del generador.

A modo de demostración se calcula el valor que debería tener la resistencia  $R_A$  en el caso de utilizar un generador de impulsos donde los parámetros son los de la Tabla VI y se pretende que la incorporación del divisor no reduzca en más de 20 % el tiempo de cola, este porcentaje fue elegido igual a la tolerancia del tiempo de cola según la IEC 60060-1 [10].

**Tabla VI** - Parámetros del generador de impulso.

|                    |     |
|--------------------|-----|
| $C_g$ [nF]         | 89  |
| $C_f$ [nF]         | 2   |
| $R_c$ [ $\Omega$ ] | 790 |
| $R_f$ [ $\Omega$ ] | 160 |

La relación entre el tiempo de cola  $T_2$  y la constante de tiempo  $\tau_1$  puede ser aproximada de la siguiente manera, en primer lugar se considera la exponencial positiva de la Ec. 13 ya que para los tiempos de cola la exponencial negativa resulta casi cero,  $T_2 \gg \tau_2$ . Por lo tanto:

$$u(t) = \hat{U} A e^{-t/\tau_1} \quad \text{Ec. 20}$$

Considerando que  $A \approx 1$ , se busca el tiempo cuando  $u = \hat{U}/2$  y  $t = T_2$  por lo tanto se puede obtener:

$$T_2 = \tau_1 \ln 2 = 0,7 \tau_1 \quad \text{Ec. 21}$$

En esta aproximación resulta que el tiempo de cola es proporcional a la constante de tiempo  $\tau_1$ . Una reducción de 20% en el tiempo de cola sería una reducción del mismo valor en la constante  $\tau_1$ , y como esta constante es proporcional al valor de la resistencia de cola también sería una reducción de 20% de  $R_c'$ . Por lo tanto se puede calcular la resistencia del divisor con la Ec. 19.

$$\Delta R_c = -20\% = \frac{R_c'}{R_c} - 1 \quad \text{Ec. 22}$$

$$R_A = 4 R_c \quad \text{Ec. 23}$$

Y para el caso del generador de la Tabla VI,  $R_A$  es 3,1 k $\Omega$ .

#### 4.2.2 Análisis térmico

Se debe verificar que la temperatura que alcanzan los resistores del divisor no produzca una variación del valor de resistencia que afecte el valor del factor de escala en forma inaceptable.

Para el cálculo de la temperatura del resistor se asumirá que el proceso de calentamiento es adiabático. Esto quiere decir que toda la energía del impulso se transformará en calor y se almacenará en el resistor aumentando su temperatura. En 100  $\mu\text{s}$ , que es el tiempo aproximado de duración de un impulso, no se produce convección ni transmisión que evacúe el calor.

La relación entre el calor (energía)  $Q$  suministrado a un cuerpo de una masa  $m$  y la variación de temperatura  $\Delta T$  está relacionado con el calor específico  $c_e$  de cada material. En la Ec. 24 se lo expresa en forma matemática.

$$Q = m \cdot c_e \cdot \Delta T \quad \text{Ec. 24}$$

La energía que se le suministra al resistor a partir de la tensión de impulso  $u(t)$  se puede obtener como la integral temporal de la potencia instantánea  $u(t)^2/R_A$ :

$$Q = \int_{t=0}^{\infty} \frac{u(t)^2}{R_A} dt \quad \text{Ec. 25}$$

Reemplazando la Ec. 13 en la Ec. 25 y resolviendo se obtiene que la energía  $Q$  resulta:

$$Q = \frac{(\hat{U} A)^2}{2 R_A} [\tau_1 - 3 \tau_2] \quad \text{Ec. 26}$$

El valor de resistencia  $R_A$  determinará la energía que se genera en el resistor como se observa en la Ec. 26.

Por otro lado el valor de resistencia determinará la masa de material que forma el resistor. Siendo  $l$  el largo,  $2s$  la sección (contemplando dos alambres arrollados en sentidos opuestos) y  $\rho$  la resistividad del alambre, la resistencia se obtiene como:

$$R_A = \rho \frac{l}{2s} \quad \text{Ec. 27}$$

Si  $\delta$  es la densidad del material, la masa  $m$  de todo el alambre del resistor resulta:

$$m = 2 \times \delta \times l \times s \quad \text{Ec. 28}$$

Por lo tanto, juntando las Ec. 27 y Ec. 28 la masa puede expresarse como:

$$m = R_A \frac{\delta 4 s^2}{\rho} \quad \text{Ec. 29}$$

Combinando las Ec. 24, Ec. 26 y Ec. 29, se expresa la  $R_A$  como:

$$R_A = \frac{\hat{U} A}{2 s} \sqrt{\frac{(\tau_1 - 3 \tau_2) \rho}{2 \Delta T c_e \delta}} \quad \text{Ec. 30}$$

En la Ec. 30 son conocidos la tensión máxima  $\hat{U}$  y las constantes de tiempo  $\tau_1$  y  $\tau_2$  que dependen del impulso a medir y definen además la constante A. Luego aparece un término dentro de la raíz que resume las propiedades del material (resistividad, densidad y calor específico). El incremento de temperatura  $\Delta T$  depende de la máxima variación que se permita al resistor y del coeficiente de deriva térmica  $c_t$  del material utilizado.

$$\frac{\Delta R}{R} = c_t \Delta T \quad \text{Ec. 31}$$

Se tolerará para este proyecto que la resistencia tenga una variación máxima por efecto de calentamiento de 0,01 % por impulso, esto es  $\Delta R/R=0,0001$ . El valor de 0,01 % se obtiene admitiendo que la contribución a la incertidumbre total por calentamiento (estabilidad de corto plazo) sea 0,1 %. Como se explicó el proceso es adiabático y se supone que el calor no será liberado antes que se aplique otro impulso, es decir, que el calor dentro del resistor irá aumentando con cada impulso. Siendo éste un divisor de referencia su utilidad se presenta en la calibración de otros sistemas de medición. La máxima exigencia que se presenta en estas calibraciones es una serie de impulsos, por lo general 10, a la máxima tensión (100 %). Reemplazando el  $\Delta T$  de la Ec. 31 en la Ec. 30, se obtiene:

$$R_A = \frac{\hat{U}A}{2s} \sqrt{\frac{(\tau_1 - 3\tau_2) c_t \rho}{2 \Delta R/R c_e \delta}} \quad \text{Ec. 32}$$

Si se utiliza el diámetro del alambre  $\phi$  en vez de la sección  $s$ , la Ec. 32 se modifica como:

$$R_A = \frac{\sqrt{2} \hat{U}A}{2\pi\phi^2} \sqrt{\frac{(\tau_1 - 3\tau_2) c_t \rho}{\Delta R/R c_e \delta}} \quad \text{Ec. 33}$$

Con la Ec. 33 es posible calcular el valor de resistencia que hace que la variación por calentamiento no sobrepase el valor tolerado. En la Tabla VII se resumen las propiedades físicas del alambre de Constantán.

**Tabla VII - Propiedades físicas del Constantán [32]**

| Parámetro        | Símbolo  | Unidad             | Valor                |
|------------------|----------|--------------------|----------------------|
| Resistividad     | $\rho$   | $\Omega \text{ m}$ | $0,49 \cdot 10^{-6}$ |
| Densidad         | $\delta$ | $\text{g/mm}^3$    | $8,9 \cdot 10^{-3}$  |
| Calor específico | $c_e$    | $\text{J/g K}$     | 0,39                 |
| Deriva térmica   | $c_t$    | $1/\text{K}$       | $8 \cdot 10^{-5}$    |

Reemplazando los valores de la Tabla VII en la Ec. 33 se obtiene la  $R_A$  en  $\Omega$ , con  $\phi$  en mm.

$$R_A = \frac{128}{\phi^2} \quad \text{Ec. 34}$$

Los diámetros disponibles y con los cuales se puede realizar un resistor están entre 0,01 mm y 1 mm. Con estos diámetros se calculan los valores de resistencia.

- Para  $\phi=0,01 \text{ mm}$   $\rightarrow R_A= 1,28 \text{ M}\Omega$
- Para  $\phi=1 \text{ mm}$   $\rightarrow R_A= 128 \Omega$

#### 4.2.3 Respuesta en frecuencia

En la bibliografía [16, 17] se analizan los divisores resistivos mediante un modelo en el cual el resistor de alta tensión es dividido en secciones y representado por resistencias junto con las capacitancias e inductancias parásitas, como se muestra en la Fig. 24. Para divisores de alta tensión generalmente la relación  $L/R$  es menor a  $0,1 \mu\text{s}$  y también  $C_p \ll C_t$ , el factor que domina la función de transferencia es el producto  $RC_t$ . En [17] se presenta una expresión para obtener la frecuencia de corte del divisor, Ec. 35.

$$f_B = \frac{1,46}{R C_t} \quad \text{Ec. 35}$$

Esta expresión es útil para divisores de gran tamaño donde el apantallamiento realizado con electrodos en la cima no es físicamente posible, y la capacitancia  $C_t$  no se logra controlar. Se observa que a menor valor de resistencia mayor será el ancho de banda del divisor.

Sin embargo del análisis precedente, el divisor de referencia puede ser construido con una altura aproximada de 1,5 m y el apantallamiento con electrodos en la cima permitirá controlar la distribución de potencial haciendo que el circuito de la Fig. 24 se transforme en el de la Fig. 25.

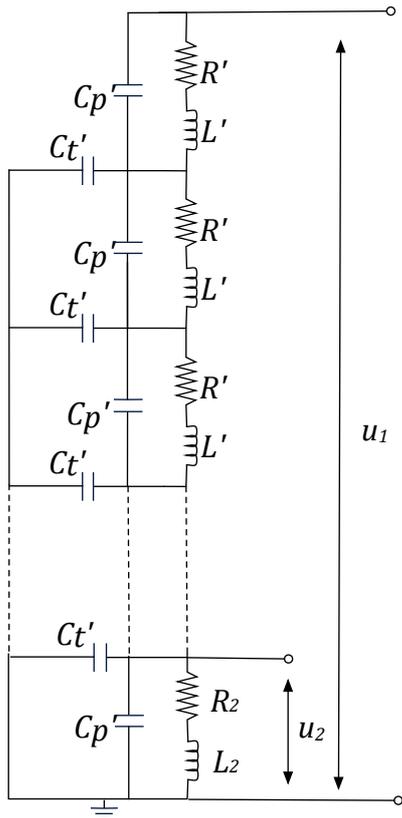


Fig. 24 - Circuito equivalente para un divisor resistivo

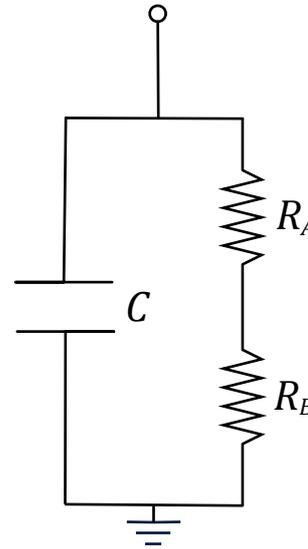


Fig. 25 - Modelo del divisor apantallado

Se incluye en el análisis el lazo de conexión con la fuente (generador de impulso o de escalón, según la prueba). La conexión queda representada por la inductancia del lazo  $L$  y un resistancia de amortiguamiento  $R_d$ , necesaria para reducir las oscilaciones (este resistor se analizará en profundidad en el punto 4.4), Fig. 26.

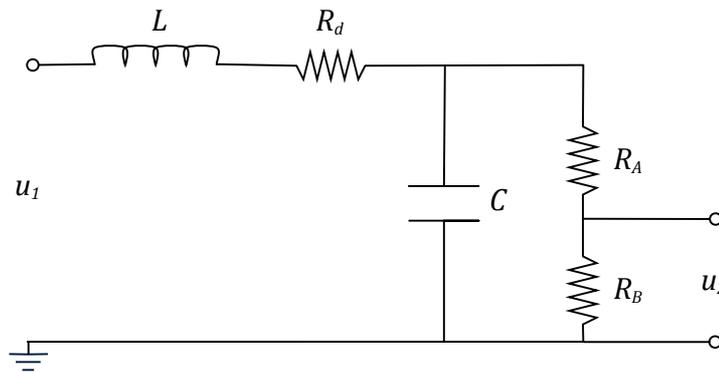


Fig. 26 - Circuito equivalente del divisor apantallado

La Ec. 36 es la función de transferencia del sistema de medición, el desarrollo de las expresiones se presentan en el Anexo 1.

$$\frac{u_2}{u_1}(s) = \frac{1/LC}{s^2 + \left(\frac{R_d}{L} + \frac{1}{(R_A+R_B)C}\right)s + \frac{R_d+R_A+R_B}{(R_A+R_B)LC}} \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad \text{Ec. 36}$$

Para simplificar la Ec. 36 se deja de lado la constante del divisor y siendo que  $R_A \gg R_B$  la ecuación anterior se transforma en:

$$\frac{u_2}{u_1}(s) = \frac{1/LC}{s^2 + \left(\frac{R_d}{L} + \frac{1}{R_A C}\right)s + \frac{R_d + R_A}{R_A LC}} \quad \text{Ec. 37}$$

La Ec. 37 describe el comportamiento dinámico del sistema de medición visto como una red de cuatro puertos. Ésta se puede escribir en función de dos términos conocidos del análisis de circuitos como la frecuencia natural  $w_n$  y el factor de amortiguamiento  $\zeta$ , como en la Ec. 38.

$$\frac{u_2}{u_1}(s) = \frac{A}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad \text{Ec. 38}$$

Comparando la Ec. 37 con la Ec. 38 los parámetros resultan:

$$A = 1/LC \quad \text{Ec. 39}$$

$$w_n = \sqrt{\frac{R_d + R_A}{R_A LC}} \quad \text{Ec. 40}$$

$$\zeta = \frac{1}{2 w_n} \left( \frac{R_d}{L} + \frac{1}{R_A C} \right) \quad \text{Ec. 41}$$

La incidencia del valor de  $R_A$  sobre estos parámetros dependerá de los valores que tengan los otros componentes del circuito. El análisis requiere una estimación de los valores que puedan tener  $L$ ,  $C$  y  $R_d$ .

La inductancia  $L$  representa principalmente la inductancia del lazo entre el divisor y la conexión al punto de medida, esta fue medida experimentalmente en laboratorio y se estima con un valor de 3  $\mu$ H para dimensiones de alto y largo del conexionado de 1,5 m; los detalles de la medición se presentan en el Anexo 2.

La capacitancia  $C$  tiene en cuenta principalmente la capacitancia del electrodo de apantallamiento, el diseño del mismo se realiza en el siguiente capítulo. Una capacitancia de 60 pF resulta adecuada para su modelado, como se comprobará en el capítulo 5.

Por último es necesario un valor para la resistencia de amortiguamiento  $R_d$ . Esta resistencia tendrá un valor cercano a la impedancia de onda de la conexión, y ésta puede variar entre 200 a 600  $\Omega$ . A los fines de este análisis tomaremos  $R_d=300 \Omega$ .

Siendo  $R_d \ll R_A$  la frecuencia natural  $w_n$  en la Ec. 40 se simplifica quedando la raíz cuadrada de  $LC$ . Por lo que el valor de  $R_A$  poco influye.

En cuanto al factor de amortiguamiento  $\zeta$ , es necesario comparar los términos dentro del paréntesis de la Ec. 41. Con los valores propuestos,  $R_d/L = 100 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$  y siendo  $R_A = 5 \text{ k}\Omega$  (uno de los valores más bajos que se encuentran en la bibliografía, ver Tabla IV capítulo 3),  $1/R_A C = 3,3 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$ . Queda demostrado que la relación que domina el factor de amortiguamiento es  $R_d/L$  y por lo tanto el valor de  $R_A$  no es determinante.

Se concluye que el valor de  $R_A$  tendrá poca relevancia en el comportamiento dinámico del sistema. Sin embargo, se debe tener en cuenta que el valor de  $R_A$  determinará las dimensiones del resistor y por ende influirá en cierta medida en la capacitancia e inductancia del divisor.

#### 4.2.4 Efecto pelicular

El efecto pelicular impone una distribución de la corriente dentro de un conductor hacia la superficie del mismo. Esta distribución, que depende de la frecuencia de la señal y de las propiedades físicas del material, como la conductividad y la permeabilidad magnética, es generada por la interacción de la corriente y del campo magnético creada por la misma. Este efecto tiende a desplazar la corriente hacia fuera del conductor viéndose como una reducción efectiva de la sección y un aumento de la resistencia. Este efecto puede cuantificarse si se calcula

la profundidad de penetración  $\delta$  que indica a que distancia de la superficie exterior del conductor se concentra el 63 % de la corriente. Si el diámetro del conductor  $\phi < \delta$  entonces el efecto pelicular puede considerarse despreciable. La profundidad de penetración se calcula con la Ec. 42 extraída de [33].

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{Ec. 42}$$

Donde:

- $\delta$  = profundidad de penetración en metros
- $f$  = frecuencia de la señal en Hz.
- $\mu$  = permeabilidad del material en N/A<sup>2</sup>, para el Constantán =  $\mu_0$ .
- $\sigma$  = conductividad del material en S/m, para el Constantán = 2 S/m

Para una frecuencia de interés máxima de 1 MHz se obtiene  $\delta = 2,8$  mm. Por lo tanto utilizando alambre de diámetro menor a 2,8 mm el efecto pelicular no tiene incidencia en el valor de la resistencia.

#### 4.2.5 Factor de escala del divisor de tensión

El factor de escala  $F$  está determinado por la relación de resistencias de alta y baja tensión:

$$F = \frac{u_1}{u_2} = \frac{R_A + R_B}{R_B} \quad \text{Ec. 43}$$

La tensión máxima de los impulsos a medir es 200 kV. La tensión máxima de entrada al osciloscopio registrador al pie del instrumento es 750 V, por lo que  $F$  resulta:

$$F = \frac{u_1}{u_2} = \frac{200 \text{ kV}}{750 \text{ V}} = 267 \quad \text{Ec. 44}$$

La tensión de 750 V resulta un valor adecuado en relación al posible ruido que se pueda introducir en la conexión entre el divisor y hasta el osciloscopio registrador. Existen registradores que poseen rangos de entrada de tensión hasta 2 kV [34, 35]. Éstos están preparados para la medición de impulsos de alta tensión. Si se decide utilizar un osciloscopio de uso convencional, la tensión máxima de entrada está en el orden de los 100 V. En ese caso habrá que intercalar un atenuador (otro divisor de tensión) para compatibilizar los niveles de tensión. Este atenuador pasa a formar parte del sistema de medición.

Para evitar reflexiones de los impulsos de baja tensión que viajan por los cables que conectan el divisor con el osciloscopio resulta recomendable que todo el sistema de transmisión esté adaptado. Existen varias alternativas para realizarlo [25]. La más recomendada consiste en que la resistencia de baja tensión tenga el mismo valor que la impedancia de onda del cable coaxial y en el extremo que conecta al osciloscopio registrador otro resistor del mismo valor. Este esquema se ilustra en la Fig. 27.

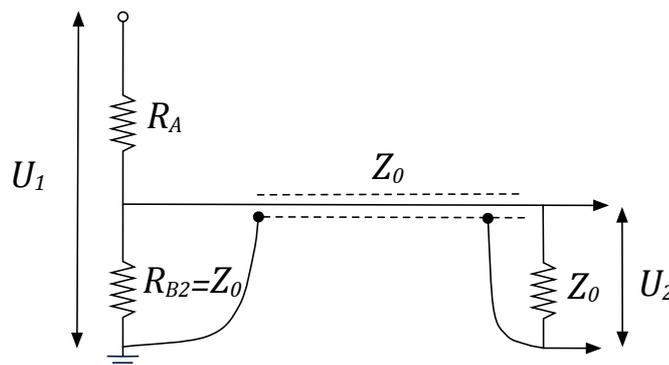


Fig. 27 – Cable de transmisión adaptado

Con esta configuración la resistencia de baja tensión, es el paralelo del pie del divisor y la adaptación del osciloscopio. Si se utiliza un cable coaxial con impedancia  $75 \Omega$  significa que el valor de  $R_B$  de la Ec. 43 será  $75 \Omega/2=37,5 \Omega$ . Por lo tanto con  $F$  de la Ec. 44 resulta  $R_A=10 \text{ k}\Omega$ .

En el caso que la resistencia de alta tensión del divisor sea definida por otros motivos y se necesite otro valor de resistencia de baja tensión diferente a la impedancia de onda del cable, se puede utilizar la configuración de la Fig. 28.

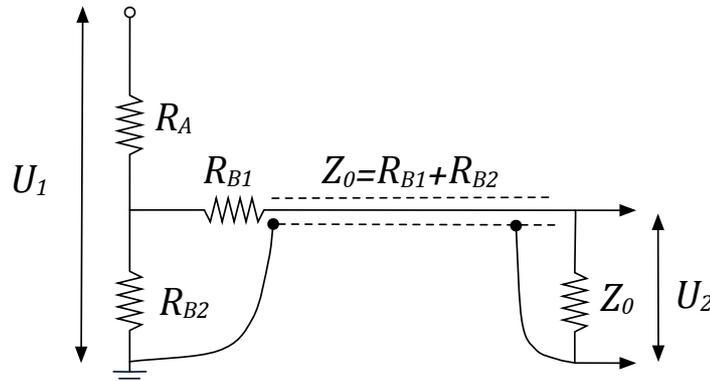


Fig. 28 – Cable de transmisión adaptado

En este caso la resistencia  $R_B$  se obtiene como:

$$R_B = R_{B2} // (R_{B1} + Z_0) \quad \text{Ec. 45}$$

El circuito queda adaptado ya que la señal cuando llega al osciloscopio registrador se encuentra con la impedancia de onda. Si hubiera en este punto una reflexión viajará nuevamente hasta el divisor donde aparece una resistencia de valor  $R_{B1} + R_{B2} = Z_0$  y no se producirían nuevas reflexiones.

#### 4.2.6 Dimensiones del bobinado

A partir de la bibliografía consultada [26-29] se decidió la construcción de las resistencias con alambre, bobinado de forma anti-inductiva según el método Ayrton-Perry. El resistor se forma por dos arrollamientos bobinados sobre el mismo cuerpo uno sobre el otro pero dispuestos en sentidos inversos. De esta manera la corriente circula en sentidos contrarios y el efecto inductivo se compensa.

Utilizando este método se consiguen resistores con inductancias muy bajas. Sin embargo, el tamaño que llega a tener el resistor suele ser importante. Por otro lado, se limita el diámetro de los tubos soporte debido a que el efecto anti-inductivo deja de ser eficaz.

Por experiencias previas en el bobinado de resistores se fijó el paso mínimo entre vueltas de 1 mm. Un paso más pequeño no resulta realizable con las técnicas utilizadas, descritas en el capítulo 6, cuando el paso es pequeño los alambres tienden a pegarse y no se logra un bobinado uniforme.

El diámetro del tubo soporte fue elegido en base a tener el máximo diámetro posible, lo cual redundaría en un divisor de menor altura, al necesitar menos vueltas para acomodar la longitud de alambre prevista. Como se mencionó anteriormente el aumento del diámetro puede impactar negativamente en la acción anti-inductiva del bobinado. No existen estudios de cuál sería el diámetro máximo utilizable, por lo tanto se fijó un diámetro máximo  $D_{tubo}$  del tubo soporte de 100 mm. Por otro lado se adoptó una longitud máxima del resistor de alta tensión en 1,5 m lo que dará aproximadamente la altura del divisor. Estas dimensiones, aunque arbitrarias en un sentido, también se asemejan a dimensiones de divisores encontrados en la bibliografía [26-29].

A partir de un valor de resistencia se obtendrá la longitud del resistor dependiendo de la sección del alambre.

Los diámetros disponibles del alambre de Constantán van desde 0,01 mm hasta 1 mm. La cantidad de vueltas, la longitud del alambre y la resistencia serán:

$$vueltas = \frac{Largo R}{1 \text{ mm/vuelta}} \quad \text{Ec. 46}$$

$$largo \text{ alambre} = vueltas \times \pi \times D_{tubo} \quad \text{Ec. 47}$$

$$R_A = \frac{2 \times largo \text{ alambre} \times \rho}{\pi \phi^2} \quad \text{Ec. 48}$$

Con estas expresiones se calculan los valores de resistencia para el diámetro más chico y el más grande:

- Para  $\phi=0,01 \text{ mm}$   $\rightarrow R_A= 1,5 \text{ M}\Omega$
- Para  $\phi=1 \text{ mm}$   $\rightarrow R_A= 150 \Omega$

Trabajar con un alambre de 0,01 mm presenta desafíos en cuanto a la manipulación del material. Según [36] un hilo de 0,01 mm de diámetro de Constantán tiene una resistencia a la tracción de 0,04 N. Un pelo humano tiene una resistencia a la tracción entre 0,5-1 N, es decir que el alambre de 0,01 mm es diez veces menos resistente, con lo cual sería imposible trabajar en forma manual.

Con este criterio se fijó que por lo menos el alambre tenga una resistencia 10 veces mayor a un pelo humano con lo cual la sección mínima utilizable sería 0,11 mm.

Con un alambre de diámetro de 0,11 mm se obtiene un resistor de  $R_A=12,4 \text{ k}\Omega$ .

#### 4.2.7 Conclusiones

La Tabla VIII resume los resultados de cada análisis realizado en este capítulo.

**Tabla VIII** – Resultados de los análisis realizados para  $R_A$

| Análisis                       | Máximo  | Mínimo  |
|--------------------------------|---|---|
| 1_ Carga al circuito generador | $\infty$  | 3,1 k $\Omega$  |
| 2_ Análisis térmico            | $\infty$  | $\phi=0,01 \text{ mm} \rightarrow R_A= 1,28 \text{ M}\Omega$<br>$\phi=1 \text{ mm} \rightarrow R_A= 128 \Omega$ |
| 3_ Análisis dinámico           | No depende  |   |
| 4_ Efecto pelicular            | $\phi < 2,8 \text{ mm}$                                     |   |
| 5_ Adaptación de impedancia    | $\infty$  | 10 k $\Omega$ para adaptar 75 $\Omega$  |
| 6_ Aspectos constructivos      | $\phi=0,11 \text{ mm} \rightarrow R_A=12,4 \text{ k}\Omega$ | $\phi=1 \text{ mm} \rightarrow R_A=150 \Omega$  |

Del análisis de los resultados de la **Tabla VIII** se puede concluir que el valor del resistor debería estar comprendido entre 10 k $\Omega$  y 12,4 k $\Omega$ .

Con la Ec. 49, obtenida de las ecuaciones del punto 4.2.2, se obtiene la variación de resistencia, en por unidad, por calentamiento.

$$\Delta R/R = 2 \left( \frac{\hat{U}A}{\pi \phi^2 R_A} \right)^2 (\tau_1 - 3 \tau_2) \frac{c_t \rho}{c_e \delta} \quad \text{Ec. 49}$$

Si el resistor es de 12,4 k $\Omega$ , elaborado con un alambre de 0,11 mm de diámetro, y para un impulso de 200 kV resulta  $\Delta R/R = 0,02\%$ . Esta variación es el doble que el aceptado como consigna original. Este valor puede ser aceptado dependiendo de las contribuciones de otras incertidumbres como se analizará en el capítulo 9 y de los valores reales que se presenten. Una de esas variables puede encontrarse en el coeficiente de variación de la resistencia con la temperatura. Para este análisis se tomó el caso más desfavorable.

### 4.3 Resistencia de baja tensión

Se decidió la utilización del esquema de resistores de BT de la Fig. 27.

Por lo tanto si  $R_{BT}=75//75 \Omega = 37,5 \Omega$  y  $R_A=10 \text{ k}\Omega$  entonces el factor de escala  $F$  del divisor será el calculado en la Ec. 44, en caso de que la  $R_A=12,4 \text{ k}\Omega$  :

$$F = \frac{u_1}{u_2} = \frac{12,4 \text{ k}\Omega + 37,5 \Omega}{37,5 \Omega} = 334 \quad \text{Ec. 50}$$

Y para un impulso de 200 kV la tensión sobre un registrador de AT o en el conjunto atenuador osciloscopio será:

$$u_2 = \frac{u_1}{F} = \frac{200 \text{ kV}}{334} = 598 \text{ V} \quad \text{Ec. 51}$$

Lo cual resulta también un valor adecuado para la relación señal/ruido.

### 4.4 Resistencia de amortiguamiento

La resistencia de amortiguamiento es aquella que debe ser introducida en el lazo de medición para reducir y atenuar las oscilaciones que se generan por la interacción de los elementos reactivos del circuito.

En la Fig. 29 la inductancia  $L$  representa la inductancia del lazo generado por la conexión horizontal del divisor al punto de medición, por el mismo divisor, por el suelo y la pared (estos últimos conductores), como se muestra en la Fig. 29. La capacitancia  $C$  representa en el modelo la energía electrostática almacenada en el campo eléctrico entre el electrodo de apantallamiento y el plano de tierra.

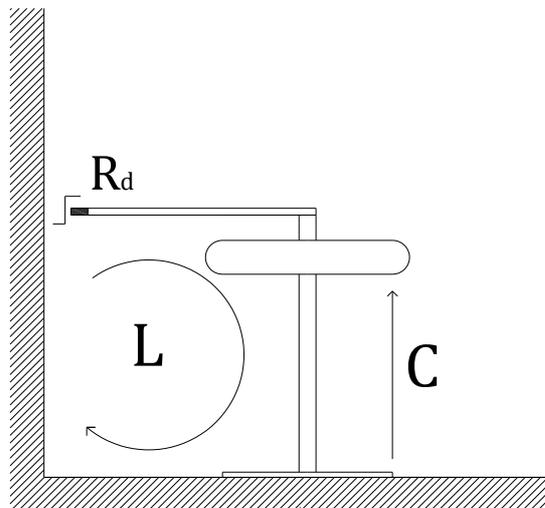


Fig. 29 – Representación de la inductancia del lazo y la capacitancia del divisor

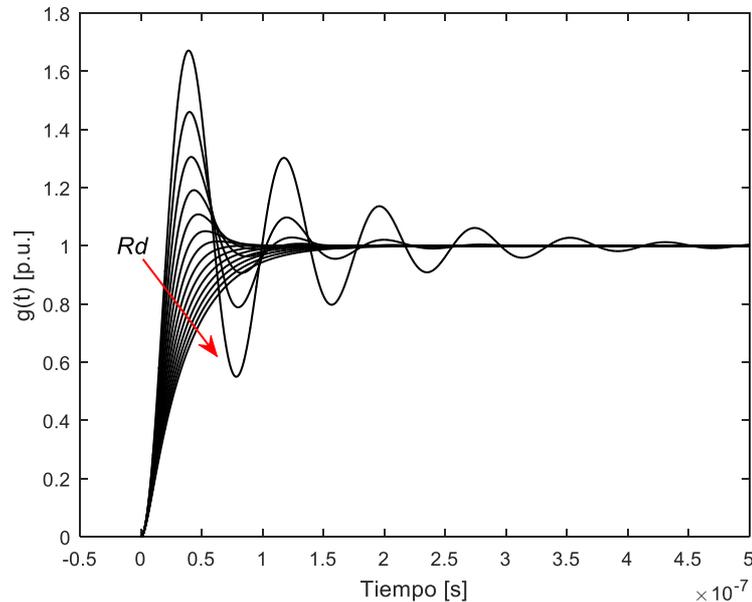
Se desea obtener el valor de la resistencia de amortiguamiento  $R_d$  tal que optimice la respuesta al escalón del sistema de medición.

La Ec. 36 o 37 describen el comportamiento dinámico del sistema de medición visto como una red de cuatro puertos, en el Anexo 1 se describe en forma detallada la resolución analítica de la respuesta del circuito RLC ante un escalón.

En la Fig. 30 se grafica la respuesta al escalón del sistema en el dominio del tiempo para distintos valores de la resistencia de amortiguamiento ( $R_d = 50 \dots 700 \Omega$ ). Los valores de los demás elementos del circuito fueron:

- $R_A = 10 \text{ k}\Omega$
- $L = 2,5 \mu\text{H}$  (Valor medido experimentalmente, Anexo 2)

- $C = 57 \text{ pF}$  (Valor calculado a partir del campo eléctrico obtenido con MEF, capítulo 5)



**Fig. 30** – Respuesta al escalón del sistema en función de la resistencia de amortiguamiento

El valor óptimo de  $R_d$  fue establecido a partir de la evaluación de la respuesta al escalón del anexo C de la norma IEC 60060-2 [7]. Se calcularon el tiempo de respuesta parcial  $T_\alpha$ , el tiempo de respuesta experimental  $T_N$ , el tiempo de estabilización  $T_s$  y el sobrepico  $\beta$ . Los tres primeros parámetros debieron cumplir con los requerimientos de la norma antes mencionada para impulsos completos y cortados en la cola, Tabla III. Para el sobre-pico se estableció que no supere el 20%. Un sobre-pico grande puede provocar transitorios con niveles de tensión elevados durante una descarga.

En la Fig. 31 se grafican los parámetros  $T_\alpha$  ( $T_a$ ),  $T_N$ ,  $T_s$  y  $\beta$  ( $B$ ) en un rango de valores de  $R_d$  de  $50 \Omega$  hasta  $700 \Omega$  obtenidos con una rutina de cálculo en lenguaje MATLAB, la cual se presenta en el Anexo 3. En la Tabla IX de presentan los valores obtenidos para  $R_d$  150-300  $\Omega$ .

Evaluando los resultados se concluye que una resistencia entre  $200 \Omega$  y  $260 \Omega$  proporcionaría el amortiguamiento necesario al sistema de medición para cumplir con los parámetros de respuesta recomendados por IEC 60060-2 [7] y el sobre-pico sería menor al 20%.

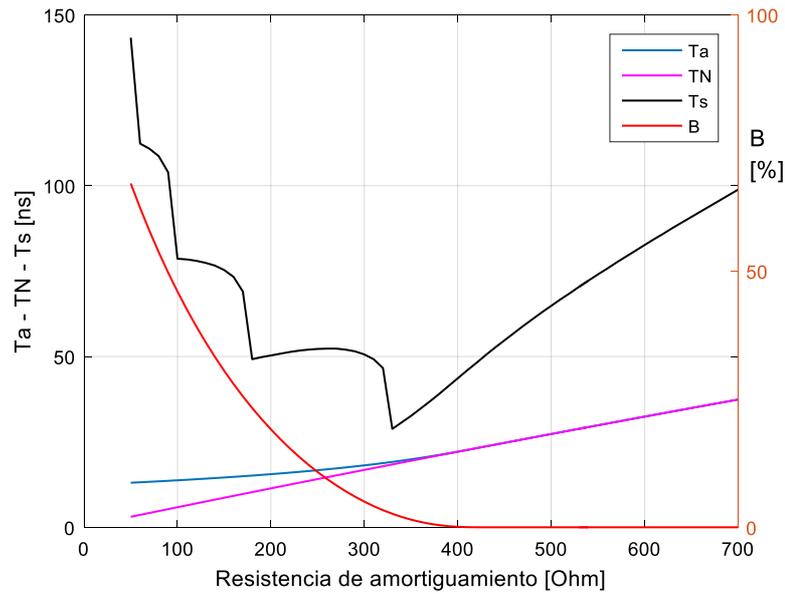


Fig. 31 – Parámetros de respuesta del sistema en función de la resistencia de amortiguamiento

Tabla IX – Parámetros de repuesta para distintos valores de  $R_d$

| $R_d$ [ $\Omega$ ] | $t_N$ [ns] | $t_\alpha$ [ns] | $t_s$ [ns] | $\beta$ [%] |
|--------------------|------------|-----------------|------------|-------------|
| 150                | 8,7        | 14,6            | 75,3       | 30,5        |
| 160                | 9,2        | 14,8            | 73,3       | 28,0        |
| 170                | 9,8        | 15,0            | 69         | 25,5        |
| 180                | 10,3       | 15,1            | 49,2       | 23,3        |
| 190                | 10,9       | 15,3            | 49,8       | 21,1        |
| 200                | 11,4       | 15,6            | 50,3       | 19,1        |
| 210                | 11,9       | 15,8            | 50,8       | 17,2        |
| 220                | 12,5       | 16,0            | 51,3       | 15,5        |
| 230                | 13,0       | 16,2            | 51,7       | 13,8        |
| 240                | 13,6       | 16,5            | 52         | 12,2        |
| 250                | 14,1       | 16,7            | 52,2       | 10,8        |
| 260                | 14,7       | 17,0            | 52,3       | 9,4         |
| 270                | 15,2       | 17,2            | 52,3       | 8,2         |
| 280                | 15,7       | 17,5            | 52         | 7,0         |
| 290                | 16,3       | 17,8            | 51,5       | 6,0         |
| 300                | 16,8       | 18,1            | 50,6       | 5,0         |

En Fig. 32 se muestra la respuesta al escalón  $g(t)$  y la integral de la respuesta al escalón  $T(t)$  para  $R_d = 200 \Omega$ . Las rectas de color naranja y amarillo en el gráfico de  $T(t)$  son  $T_N \pm 0,02t$ . Éstas se utilizan para determinar el tiempo de estabilización  $t_s$ . Cuando la  $T(t)$  queda dentro de las curvas es el instante donde se computa el  $t_s$ , con lo cual se cumple la Ec. 12.

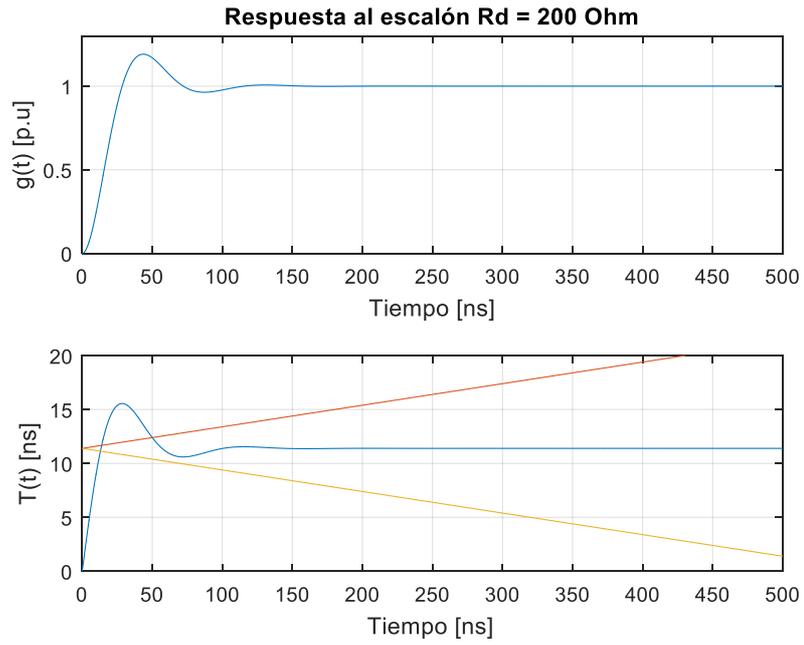


Fig. 32 – Respuesta al escalón  $g(t)$  e integral de la respuesta al escalón  $T(t)$  para  $R_d = 200 \Omega$

## ***5. Apantallamiento del divisor de tensión***

En este capítulo se presenta el proceso de cálculo y diseño del electrodo de apantallamiento del divisor. El diseño fue realizado a partir de la distribución del campo eléctrico generado por el electrodo de apantallamiento. El campo eléctrico fue obtenido por una rutina de cálculo desarrollada ad hoc mediante el método de los elementos finitos.

### 5.1. Introducción

Se busca que un sistema de referencia de impulso atmosférico posea una respuesta adecuada a las rápidas variaciones de los impulsos. En un divisor resistivo las capacitancias parásitas perjudican la respuesta del divisor.

En la Fig. 33 se muestra un esquema general de un divisor resistivo donde además se representan las capacitancias parásitas a tierra y a objeto en tensión. Cuando se aplica un escalón de tensión al divisor, la tensión en la salida (punto de salida) no crecerá inmediatamente debido a que está a potencial de tierra a través de las capacitancias parásitas. La tensión crecerá exponencialmente al valor final cuando las capacitancias se carguen a través de las resistencias del divisor. Este fenómeno tiene una directa influencia en el desempeño dinámico del divisor de tensión y del sistema de medición.

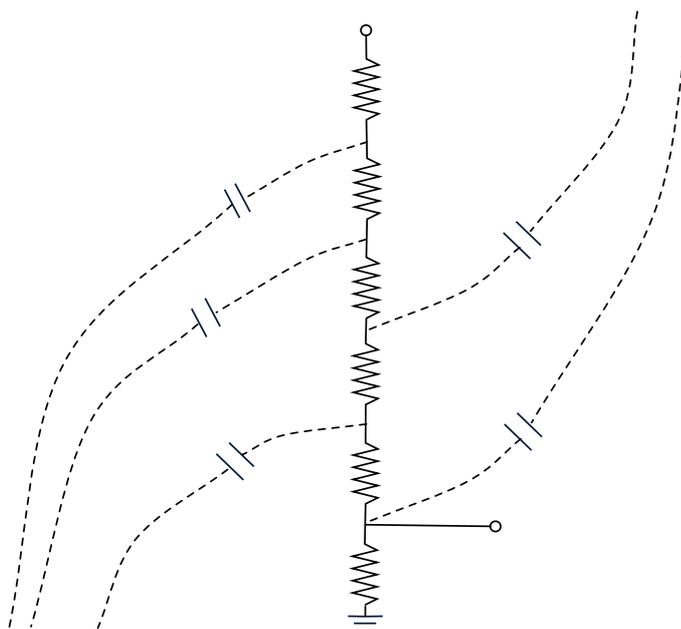


Fig. 33 - Circuito equivalente para un divisor resistivo

El control de las capacitancias parásitas es clave en la mejora de la respuesta en frecuencia del divisor. Un método de control de las capacitancias se obtiene a partir del apantallado del divisor mediante un electrodo colocado en la parte superior del divisor [16, 17]. Este electrodo, generalmente un toroide (Fig. 34), controla el campo eléctrico a lo largo del divisor. El efecto generado es una uniformización del campo eléctrico entre el electrodo y tierra.



Fig. 34 - Toroide

Con el campo uniforme las líneas equipotenciales serán líneas paralelas y uniformemente separadas. Es decir que la distribución de potencial que se genera por las capacidades es igual a la distribución desarrollada en el resistor de alta tensión. Consecuentemente, no existen corrientes circulando por el divisor que deban cambiar la distribución de tensión capacitiva a resistiva y por lo tanto el transitorio de la respuesta del divisor al escalón sería reducido.

Aunque en la práctica no resulta una respuesta ideal, se consigue una mejora sustancial en el comportamiento dinámico con el agregado de un apantallamiento.

## 5.2. Electrodo de apantallamiento

Como se ha planteado previamente la respuesta dinámica del divisor de tensión estará asociada a la distribución que el campo eléctrico adopte sobre el resistor de alta tensión. Será necesario que el campo eléctrico sobre el resistor sea lo más uniforme posible o lo que resulta equivalente que la distribución de tensión en el tiempo cero del impulso sea lo más lineal posible, acompañando a la distribución que tomará el resistor para el tiempo infinito.

El campo eléctrico se logra uniformizar gracias a los electrodos toroidales colocados sobre el cabezal del divisor. El problema consiste en dimensionar el toroide para optimizar la respuesta al impulso cumpliendo con dimensiones técnicamente realizables. Las dimensiones que deben ajustarse son:

- Diámetro mayor  $D$
- Diámetro menor  $d$
- Altura sobre el plano de tierra  $h$

En la Fig. 35 se muestra un esquema de las dimensiones a ajustarse.

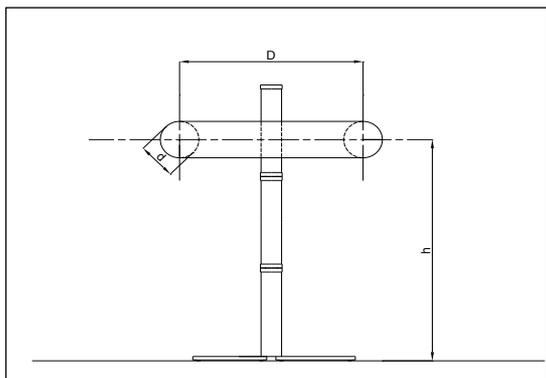


Fig. 35 - Distancias a determinar

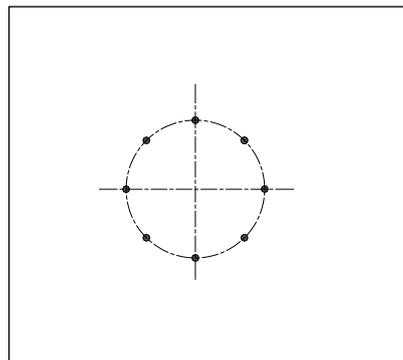


Fig. 36 - Corte transversal del toroide con haz de conductores

La construcción de un toroide de las dimensiones requeridas no es una tarea sencilla e implica un costo elevado. Una alternativa a un toroide se obtiene como una línea de transmisión cuando se utiliza un haz de conductores, en este caso el haz de conductores se dobla hasta obtener una geometría cilíndrica. De esta manera se obtiene el mismo efecto de apantallamiento pero se simplifica la construcción del electrodo. La Fig. 36 muestra un corte transversal del toroide con haz de conductores.

Al pasar de un toroide a un haz de conductores en forma de toroide aumentará el campo eléctrico sobre la superficie del mismo. El campo eléctrico no debe superar la rigidez dieléctrica del aire, evitando la aparición de corona, nominalmente 30 kV/cm, en la práctica se espera no superar 25 kV/cm. El valor de campo dependerá de las dimensiones antes presentadas y para el haz de conductores del diámetro de los elementos y de la cantidad se dispongan. El diámetro de los conductores queda fijado en 10 mm, lo cual resulta conveniente para la fabricación del electrodo.

Es así que a la lista de parámetros de ajuste planteados se suma el número de elementos de que forman el haz de conductores.

El problema se resume a ajustar las dimensiones del toroide haciendo que la distribución de tensión sobre el resistor sea lo más lineal posible sin sobrepasar el umbral de campo eléctrico de 25 kV/cm. Se debió por lo tanto realizar el cálculo del campo del campo eléctrico que se establece entre el toroide y el plano de tierra. Debido a la geometría del problema no es posible

resolver las ecuaciones que rigen el problema en forma directa. Es necesario obtener la solución por métodos de cálculo como el método de elementos finitos (FEM).

Se desarrolló una rutina de cálculo en lenguaje MATLAB la cual permite calcular el campo eléctrico del problema por el método de los elementos finitos. La rutina permitió el cálculo automático de la combinación de las distintas dimensiones del electrodo y de esa manera fue posible obtener la solución óptima. En el Anexo 4 se presenta el desarrollo de la rutina de cálculo junto con el código del programa.

### 5.3. Dimensiones óptimas del electrodo de apantallamiento

Trabajando con la rutina de cálculo de elementos finitos se analizó la distribución de potencial en la zona del resistor para distintas dimensiones del electrodo toroidal. Cuanto más lineal fuera la distribución de potencial, mejor resultaría la respuesta en frecuencia. Se utilizó como indicador cuantitativo el error cuadrático medio entre la distribución obtenida y la lineal.

Se simuló el resistor con una esfera de 0,1 m de diámetro colocada a la altura 1,55 m. Esta altura resulta de la longitud necesaria del resistor establecida en el capítulo anterior más 5 cm que se necesitan para soportar el resistor a la base.

#### 5.3.1. Condiciones de borde

Sobre el eje de rotación (Eje z) se impusieron condiciones de Neumann con carga cero, condición natural. Con esta condición se hace que sobre este eje el campo eléctrico sea simétrico, es posible apreciar este comportamiento cuando las líneas equipotenciales son perpendiculares a este eje.

Sobre el eje de tierra (Eje r) el potencial está impuesto (condición de Dirichlet) con un valor cero. Los otros límites también fueron con potencial impuesto cero y estuvieron lo suficientemente lejos de los electrodos de manera que los bordes no influyeron en los resultados, para determinar la distancia de los bordes se realizó un análisis del tamaño del área de cálculo.

#### 5.3.2. Tamaño del área de cálculo

El tamaño del área de cálculo necesario fue de 8 x 8 m. Este tamaño fue determinado aumentando el tamaño del área de trabajo hasta que el campo eléctrico máximo no presentó variación apreciable. En la Fig. 37 se puede observar el valor del campo eléctrico máximo con respecto al tamaño del área de cálculo.

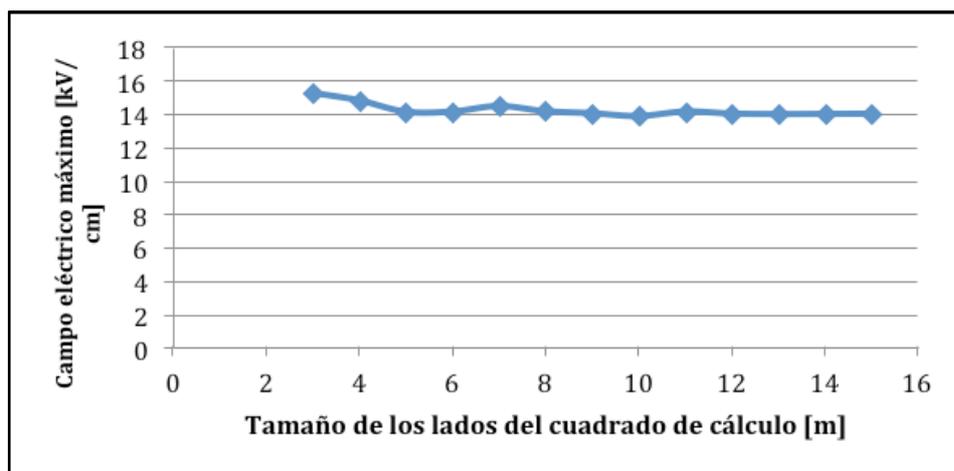


Fig. 37 - Análisis del tamaño del área de cálculo.

#### 5.3.3. Análisis de las dimensiones del toroide

El análisis de las dimensiones consistió en evaluar mediante simulación distintas combinaciones de diámetros y alturas. A modo de ejemplo de la metodología empleada en las Fig. 38 a Fig. 44 se muestra uno de los casos estudiado cuando las dimensiones eran:

- Diámetro mayor  $D = 1,25 \text{ m}$
- Diámetro menor  $d = 0,2 \text{ m}$
- Altura sobre el plano de tierra  $h = 1,7 \text{ m}$

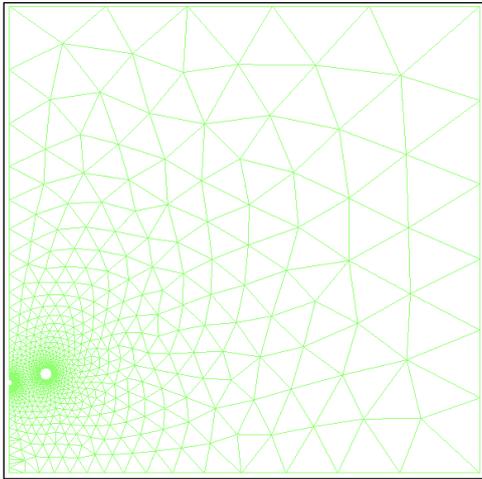


Fig. 38 - Dominio discretizado en triángulos (malla)

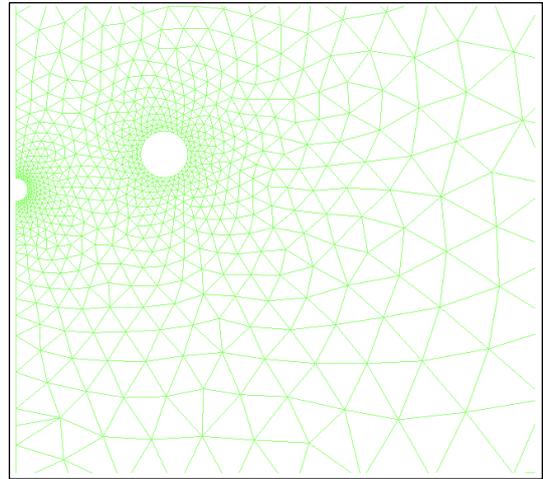


Fig. 39 - Detalle de la malla sobre los electrodos

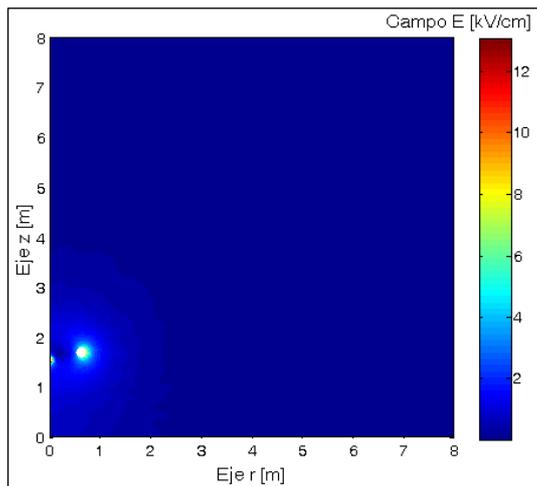


Fig. 40 - Campo eléctrico calculado

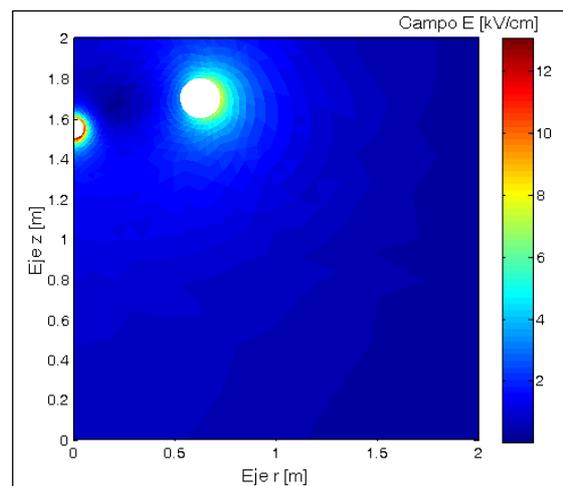


Fig. 41 - Detalle del campo eléctrico sobre los electrodos

En cuanto al análisis del potencial eléctrico, se utilizaron gráficas de líneas equipotenciales como las Fig. 42 y Fig. 43 y también la distribución de potencial sobre el Eje z como en la Fig. 44. Las gráficas equipotenciales fueron obtenidas con una rutina de cálculo desarrollada en Matlab y presentada en el Anexo 4.

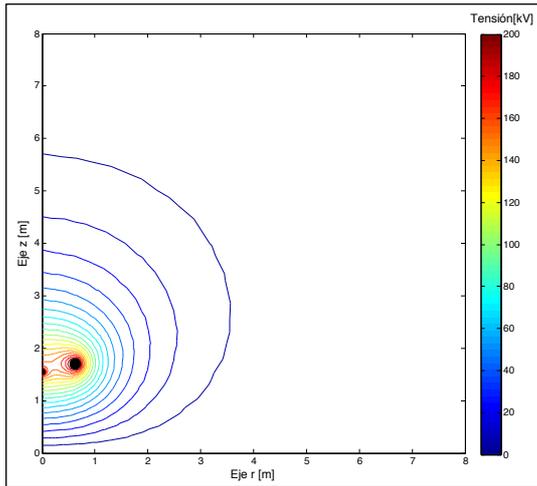


Fig. 42 - Líneas equipotenciales

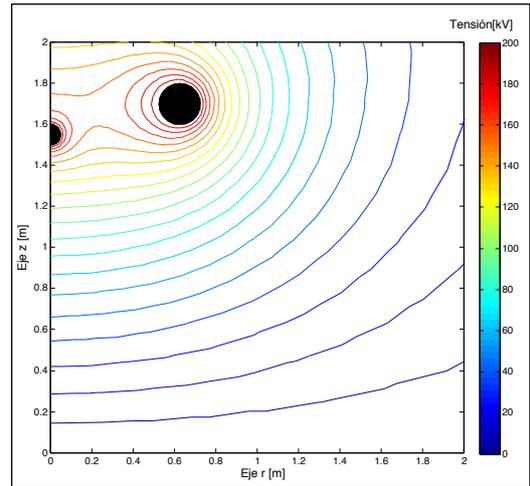


Fig. 43 - Líneas equipotenciales sobre los electrodos.

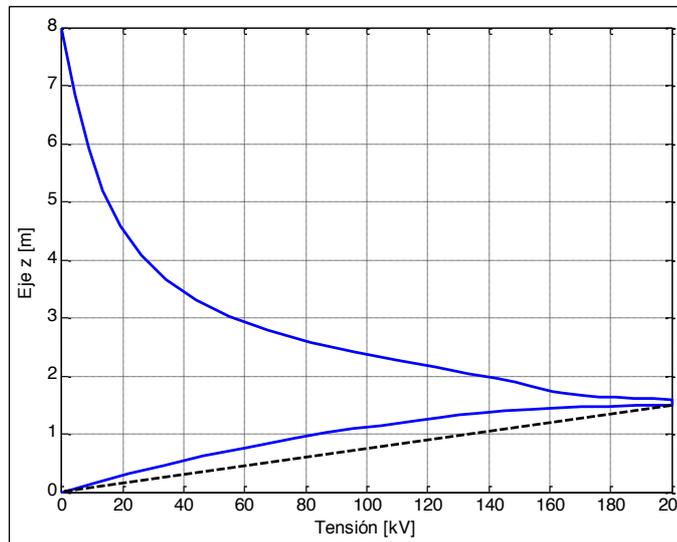


Fig. 44 - Distribución de potencial en el eje z (altura).

Para cada alternativa de diseño se calculó el error cuadrático medio entre la simulación y la respuesta lineal, la solución que tuviera el menor error sería la óptima. En la Tabla X se muestran los resultados de las combinaciones entre distintos diámetros y alturas, siempre con un diámetro menor  $d$  igual a 20 cm.

Tabla X - Error cuadrático medio para distintas alturas y diámetros

| Altura [m] | Diámetro [m] |      |      |      |
|------------|--------------|------|------|------|
|            | 0,5          | 0,7  | 1    | 1,2  |
| 1,70       | 47,2         | 40,0 | 35,3 | 32,5 |
| 1,60       | 39,8         | 32,3 | 26,5 | 26,0 |
| 1,50       | 28,5         | 20,0 | 18,7 | 19,4 |
| 1,40       | 20,5         | 13,5 | 11,2 | 13,1 |
| 1,30       | 15,9         | 8,9  | 6,7  | 9,6  |
| 1,20       | 17,0         | 10,9 | 9,2  | 10,3 |
| 1,10       | 25,0         | 17,8 | 15,0 | 14,4 |
| 1,00       | 32,9         | 25,9 | 21,3 | 19,4 |
| 0,90       | 42,6         | 34,3 | 30,4 | 25,5 |
| 0,80       | 51,3         | 41,3 | 35,8 | 30,4 |

|      |      |      |      |      |
|------|------|------|------|------|
| 0,70 | 60,0 | 48,1 | 42,2 | 37,1 |
|------|------|------|------|------|

Entonces resulta que la combinación óptima se obtendría con un toroide de 1 m de diámetro mayor y colocado a una altura de 1,3 m del suelo.

También se analizó el diámetro menor del toroide. Colocado en la posición antes establecida se varió el diámetro desde 10 cm a 50 cm, obteniéndose los resultado de la Tabla XI.

**Tabla XI** – Análisis de la influencia del diámetro menor

| Diámetro menor [m] | Error cuadrático medio |
|--------------------|------------------------|
| 0,10               | 19,5                   |
| 0,20               | 6,7                    |
| 0,30               | 8,7                    |
| 0,40               | 14,9                   |
| 0,50               | 22,3                   |

De la Tabla XI se demuestra que el diámetro menor óptimo para las dimensiones planteadas es 20 cm.

#### 5.3.4. Reemplazo del toroide por un haz de conductores

Para la construcción del toroide podría tomarse un caño o tubo de diámetro menor o igual a 20 cm y doblarlo hasta hacer un círculo. Se logra simplificar la construcción del toroide si se lo fabrica con varillas de menor de diámetro colocadas en haz. Se utilizarán varillas de 10 mm de diámetro.

Al reducir el diámetro de los elementos con tensión aumenta el gradiente superficial. Hay que calcular la cantidad de elementos necesarios para que el campo eléctrico no supere el límite de diseño, 25 kV/cm.

Se realizaron nuevas simulaciones con la rutina de elementos finitos reemplazando el electrodo sólido por uno de 6 varillas dispuestas radialmente. En este caso se obtuvo un campo eléctrico máximo de 29 kV/cm. La malla fue refinada aumentando la cantidad de elementos y verificando que el valor de campo eléctrico no se modifique en forma significativa. Se puede evaluar la calidad del mallado si se cuentan la cantidad de elementos que forman una superficie. La superficie más pequeña eran las varillas formadoras del toroide. Cada circunferencia de las varillas fue formada por un máximo de 19 elementos.

Dado que al utilizar 6 elementos el campo eléctrico superó el máximo de consigna, se analizó el toroide formado por 8 varillas radialmente distribuidas. El campo eléctrico máximo alcanzado con esta configuración fue 23 kV/cm. También se refinó la malla hasta que el campo no variara entre corridas, y se formó cada varilla con 17 elementos como máximo.

En las siguientes figuras se muestran los resultados finales. En la Fig. 45 se muestra la malla aplicada al problema, y en la Fig. 46 se muestra el detalle de la malla en los electrodos.

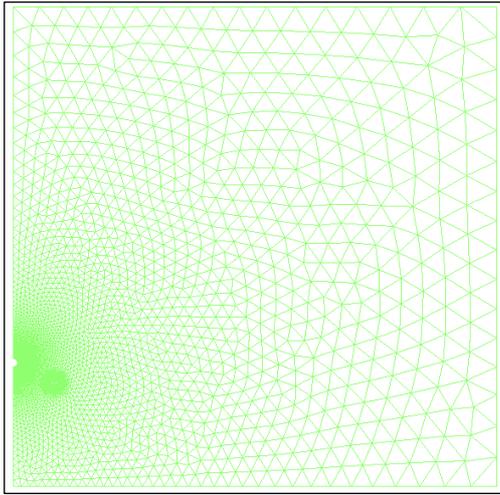


Fig. 45 - Malla generada

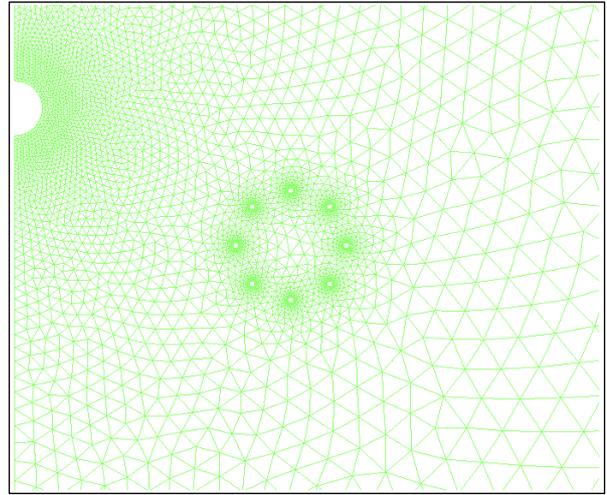


Fig. 46 - Detalle de los electrodos

En la Fig. 47 se grafica el campo eléctrico y en la Fig. 48 el detalle del toroide donde se presenta el campo más intenso.

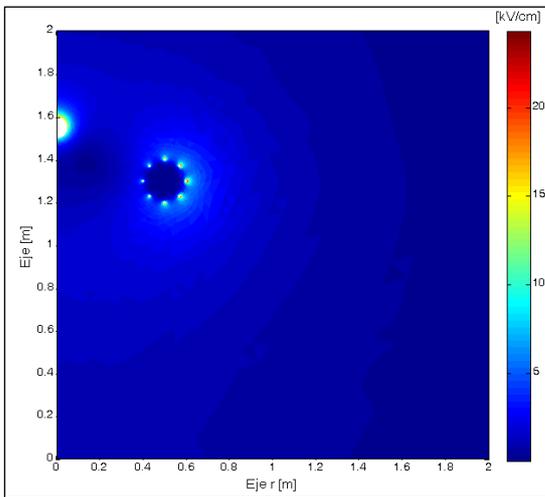


Fig. 47 - Campo eléctrico calculado

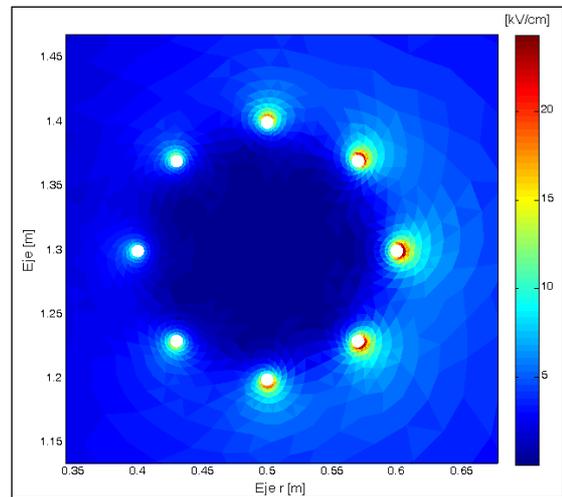


Fig. 48 - Campo eléctrico sobre el toroide

En cuanto al análisis del potencial eléctrico, se utilizaron gráficas de líneas equipotenciales como las Fig. 49 y Fig. 50, que muestran resultados del mismo análisis con escalas diferentes. En la Fig. 51 se analiza la distribución de potencial sobre el Eje z.

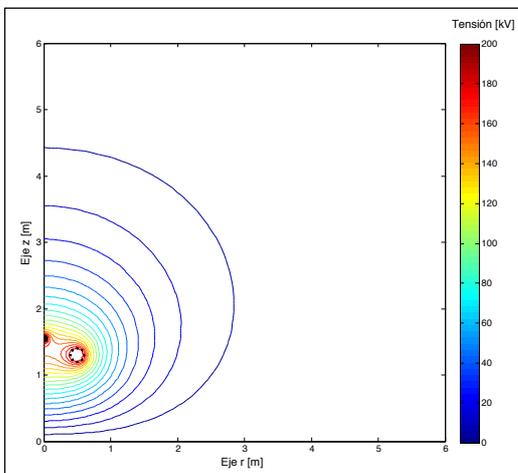


Fig. 49 - Líneas equipotenciales

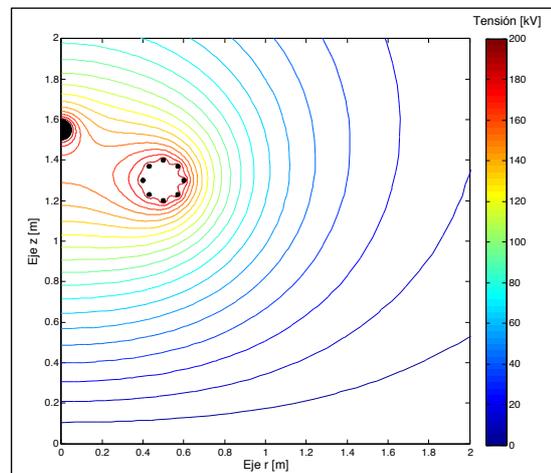


Fig. 50 - Líneas equipotenciales

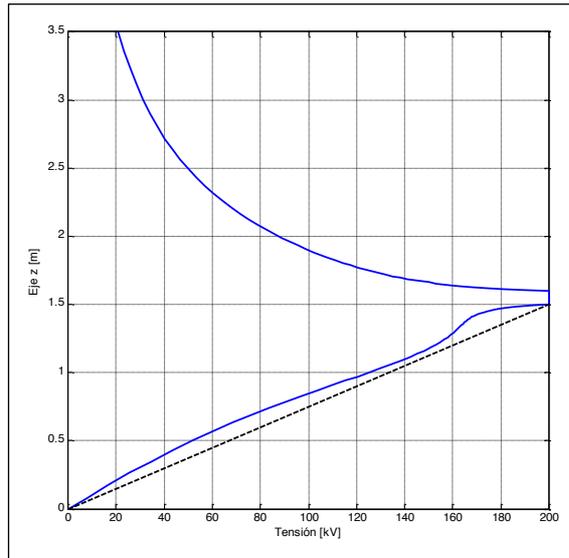


Fig. 51 - Distribución de potencial en el eje z (altura).

### 5.3.5. Conclusión

Resumiendo los resultados del cálculo, las dimensiones finales del electrodo de apantallamiento óptimo resultaron:

- Diámetro mayor  $D$  = 1 m
- Diámetro menor  $d$  = 0,2 m
- Altura sobre el plano de tierra  $h$  = 1,3 m
- Cantidad de elementos de haz de 10 mm = 8 unidades

En [39] se presenta un estudio de las mejoras que se obtienen en el comportamiento dinámico del sistema con y sin electrodo de apantallamiento. Esta referencia se adjunta en el Anexo 5.

## ***6. Construcción del divisor de tensión***

En este capítulo se describen las tareas de construcción de los elementos del divisor de tensión y se presentan los resultados de las pruebas preliminares realizadas sobre los resistores.

### 6.1. Resistor de alta tensión.

Una de las premisas de diseño fue que el sistema sea desarmable de manera que se posibilite su guardado y fácil traslado. El resistor de AT fue construido en cuatro secciones iguales, las cuales se ensamblan una tras otra para obtener el resistor de AT. Al hacer secciones más pequeñas se facilitó el bobinado del alambre sobre el cuerpo del resistor.

Siendo la altura elegida 1,5 m; la longitud de cada sección fue 375 mm.

Cada sección comprende un tubo de acrílico de 100 mm de diámetro y 3 mm de espesor. Sobre los puntas de los tubos se colocaron piezas de aluminio torneadas. Una de las piezas posee una rosca y la otra un tornillo M12, las mismas permiten el acoplamiento con las otras secciones, en la Fig. 52 se muestra un esquema de una sección. Además, sobre los laterales de las piezas de aluminio se fijan y unen las puntas de los arrollamientos de los resistores.

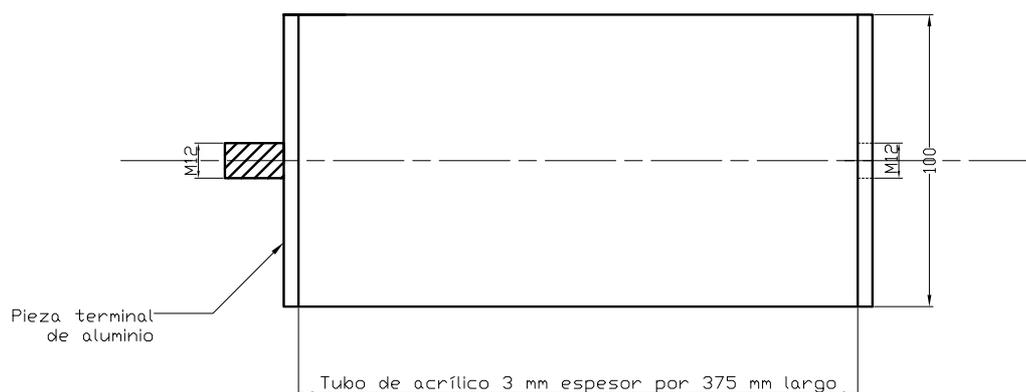


Fig. 52 - Esquema de una sección del resistor de alta tensión

El bobinado del alambre fue realizado en un torno convencional utilizando la función de roscado. El torno fue alimentado por un variador de velocidad que permitió que el alambre fuera depositado con delicadeza sobre el cuerpo aislante del resistor. Se utilizó la función de arranque suave, evitando tirones sobre el alambre que podrían generar roturas del mismo.

Luego de bobinar el alambre en un sentido se lo aisló mediante la aplicación de un barniz dieléctrico [37]. En la Tabla XII se muestran los datos técnicos del barniz tal cual lo presenta el fabricante.

Tabla XII - Resultado de las mediciones y módulo de  $Z$  calculado

| Datos Técnicos                    |                          |
|-----------------------------------|--------------------------|
| Color                             | Ámbar claro o amarillo   |
| Peso específico (20°C)            | 0,920 gr/cm <sup>3</sup> |
| Viscosidad (copa Ford #4 a 20 °C) | 20 s                     |
| Rigidez dieléctrica en seco       | 750 V/0,01 mm            |
| Rigidez dieléctrica en húmedo     | 600 V/0,01 mm            |
| Clase térmica                     | "B" (hasta 130 °C)       |

El secado y curado de cada capa de barniz consistió en 1 hora girando sobre el torno logrando de esta manera una distribución pareja del aislante, seguido de 1 hora dentro de un horno eléctrico a una temperatura de 40°C. Se le aplicaron 5 manos de barniz. Luego se realizó una verificación del aislamiento colocando en toda la superficie del resistor un papel de aluminio y verificando la ausencia de continuidad entre el bobinado y el papel conductor.

Una vez determinado el correcto aislamiento del primer arrollamiento se procedió al bobinado de la segunda capa de alambre, pero en este caso en sentido inverso al primero. Luego se le aplicaron tres capas de barniz siguiendo el procedimiento antes indicado para el secado y curado.

Este proceso de construcción tuvo una etapa de puesta a punto donde se debieron rechazar varias muestras por defectos inadmisibles para un divisor de las características buscadas.

### 6.1.1. Verificación del comportamiento dinámico de los resistores

Construida la primera sección del resistor de AT se realizó una verificación del comportamiento en frecuencia. Se pretendía demostrar los beneficios del bobinado antinductivo Ayrton-Perry. La evaluación final del comportamiento dinámico del sistema se realizó en los ensayos de caracterización del capítulo 9.

El comportamiento en frecuencia fue observado con un analizador de espectro HP 3585A hasta una frecuencia máxima de 20 MHz. En la Foto 1 se puede observar el desarrollo de la prueba y la Fig. 53 se muestra el circuito de la misma.



Foto 1 - Prueba de respuesta en frecuencia

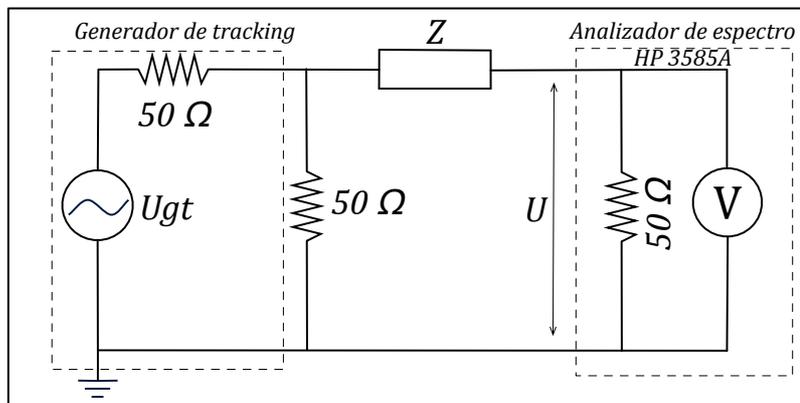


Fig. 53 - Circuito de medición

El módulo de la impedancia se obtuvo por la atenuación que introdujo en el circuito la impedancia  $Z$ . Para esta determinación se realizaron dos pruebas una con el resistor y otra con el resistor cortocircuitado.

Si  $Z=0$  entonces, la tensión  $U$  resulta:

$$U_{Z=0} = \frac{U_{gt}}{2} \frac{50}{50 + 50/2} \quad \text{Ec. 52}$$

Con el resistor,  $Z \neq 0$

$$U_{z \neq 0} = \frac{U_{gt}}{2} \frac{50}{50 + 50/2 + z} \quad \text{Ec. 53}$$

Siendo  $A$  la atenuación:

$$A = \frac{U_{z \neq 0}}{U_{z=0}} = \frac{50 + 50/2 + Z}{50 + 50/2} \quad \text{Ec. 54}$$

Operando resulta que el módulo de  $Z$  es igual a:

$$Z = 75(A - 1) [\Omega] \quad \text{Ec. 55}$$

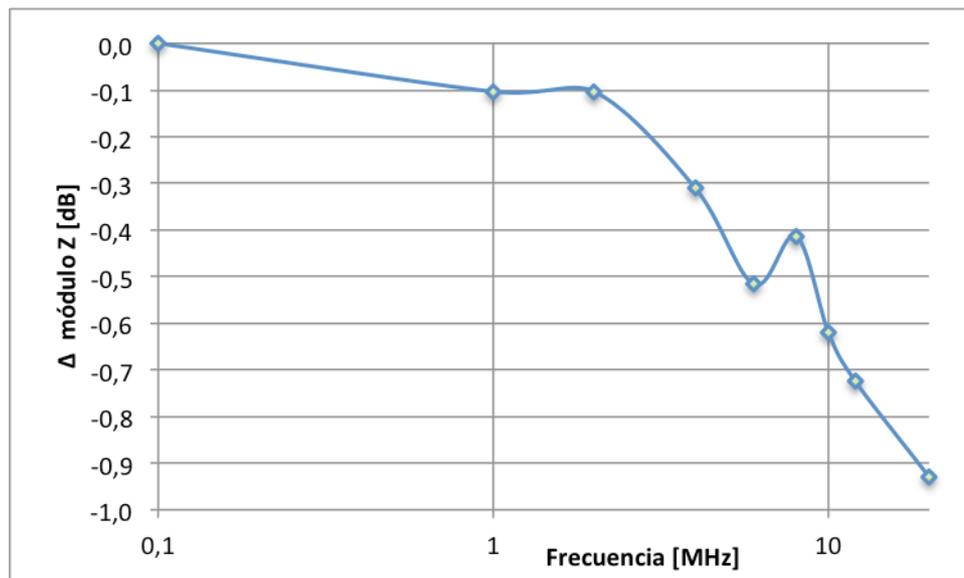
En la Tabla XIII se presentan los resultados de las mediciones y el valor del módulo de  $Z$  calculado para cada frecuencia.

**Tabla XIII** - Resultado de las mediciones y módulo de  $Z$  calculado

| Frecuencia [MHz] | Atenuación [dB] | Módulo de $Z^*$ [ $\Omega$ ] | $\Delta$ Módulo $Z$ [dB] |
|------------------|-----------------|------------------------------|--------------------------|
| 0,1              | 30,2            | 2352,0                       | 0,00                     |
| 1                | 30,1            | 2324,2                       | -0,10                    |
| 2                | 30,1            | 2324,2                       | -0,10                    |
| 4                | 29,9            | 2269,6                       | -0,31                    |
| 6                | 29,7            | 2216,2                       | -0,52                    |
| 8                | 29,8            | 2242,7                       | -0,41                    |
| 10               | 29,6            | 2190,0                       | -0,62                    |
| 12               | 29,5            | 2164,0                       | -0,72                    |
| 20               | 29,3            | 2113,1                       | -0,93                    |

\*Por ser un estudio de comportamiento preliminar no se consideró necesario un análisis de la incertidumbre en la obtención del módulo de  $Z$ .

En la Fig. 54 se grafica la variación del módulo de  $Z$  en decibeles en función de la frecuencia.



**Fig. 54** - Módulo de  $Z$  en función de la frecuencia

Se aprecia un adecuado comportamiento en frecuencia. Como referencia se toma el requerimiento del punto 9.1.2 de la norma IEC 60060-2:1994 [38] para la frecuencia de corte  $f_2$  (-3 dB) de los sistemas de medición de impulso atmosférico, la cual debe ser mayor que 10 MHz (la versión de 2010 de la IEC 60060-2 no incluye este requerimiento).

### 6.1.2. Verificación del comportamiento térmico de los resistores

El comportamiento del resistor con la temperatura fue evaluada midiendo la resistencia a distintas temperaturas. El resistor fue colocado dentro de un horno eléctrico con control de temperatura. La resistencia fue medida con un multímetro HP 3458 A (cuatro terminales, 5½ dígitos). La temperatura varió de 24 a 60°C. La variación máxima registrada fue de 40 ppm/K. En las hojas de datos del Constantán [32], la deriva térmica informada va de 20 a 60 ppm/K.

Como queda evidenciado la deriva térmica del resistor está dentro de los límites del material utilizado.

### 6.1.3. Montaje del los resistores de AT

Resultando satisfactorias las verificaciones de los puntos anteriores se avanzó en la construcción de los tres resistores restantes. Concluidas las tareas de montaje la resistencia medida del resistor de alta tensión fue **9,4 kΩ**. En la Foto 2 se presenta el cuerpo principal del divisor junto con el electrodo de apantallamiento.



Foto 2 – Cuerpo principal del divisor

## 6.2. Resistor de amortiguamiento, de baja tensión y atenuador

En el punto 4.4 se determinó el valor del resistor de amortiguamiento que optimizaba la respuesta al escalón. El valor de resistencia determinado fue de 200 Ω. El resistor fue construido de la misma manera que los de alta tensión sobre un cuerpo acrílico de 40 mm de diámetro. El resistor forma parte de la conexión al punto de medición la cual fue elaborada con un caño de aluminio de 40 mm de diámetro y de 1,5 m de longitud (igual que la altura del divisor). Este caño fue dividido en dos tramos y se le instalaron piezas de acoples. En las Fotos 3 y 4 se puede observar el resistor de amortiguamiento y de conexión al punto de medición.



Foto 3 - Resistor de amortiguamiento



Foto 4 - Conexión al punto de medición

En el punto 4.2.4 se presentaron las alternativas para la disposición de los resistores de BT. Por ser el más conveniente se decidió utilizar un esquema como en de la Fig. 27, para ayudar a la lectura del trabajo se repite circuito en la Fig. 55.

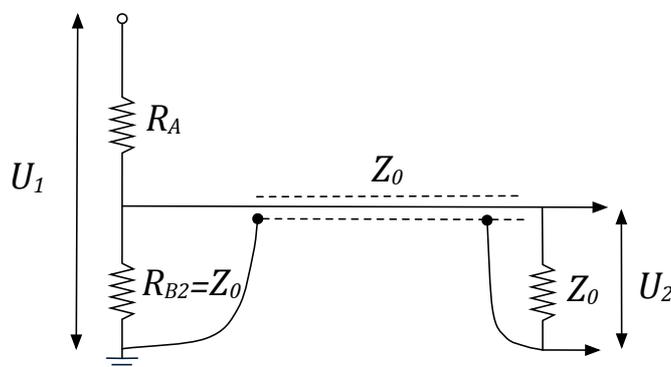


Fig. 55 - Cable de transmisión adaptado

En este caso cuando la tensión del impulso a medir es de 200 kV la tensión sobre el equipo registrador alcanza 750 V, como se calculó en 4.2.4. Se decidió reducir la tensión, permitiendo la utilización de un osciloscopio de uso convencional para el registro de los impulsos. Por lo tanto fue necesaria la incorporación de un atenuador x 15 instalado justo antes de la entrada de alta impedancia del osciloscopio.

El atenuador fue realizado como un nuevo divisor de tensión. Se dividió un resistor semejante al del pie del divisor en dos partes, una de 70  $\Omega$  y otra de 5  $\Omega$ , dando por un lado la suma de la serie 75  $\Omega$  y la división x 15 deseada.

Todo este conjunto fue alojado dentro de un tubo de aluminio apantallando la entrada de señales espurias. El atenuador posee en la entrada un conector hembra LEMO para el cable de 75  $\Omega$  y en la salida un conector macho BNC para cable de 50  $\Omega$ . Para la conexión a los osciloscopios se utiliza un cable coaxial de 50  $\Omega$  de 15 cm. Por ser este cable corto, no es necesario realizar la adaptación del mismo. En las Fotos 5 y 6 se puede observar la implementación del resistor de BT a pie del divisor y en la Foto 7 el atenuador x15.



Foto 5 - Resistor de pie del divisor - armado



Foto 6 - Resistor de pie del divisor - desarmado



Foto 7 - Atenuador x 15

Los resistores de BT y del atenuador fueron construidos de la misma manera que los de AT. La única diferencia es que fueron bobinados sobre un cilindro de acrílico de 25 mm de diámetro para facilitar su construcción.

### 6.3. Electrodo de apantallamiento

El electrodo de apantallamiento diseñado en el capítulo 5 fue construido con 8 círculos de varillas de aluminio de 10 mm de diámetro dispuestos radialmente sobre círculos, también de aluminio, de 20 cm de diámetro. El toroide fue separado en cuartos de manera de reducir su tamaño y facilitar el guardado y transporte. En la Foto 8 se muestra el electrodo completo y en la Foto 9 el electrodo con una de las secciones desarmada.



Foto 8 - Electrodo de apantallamiento

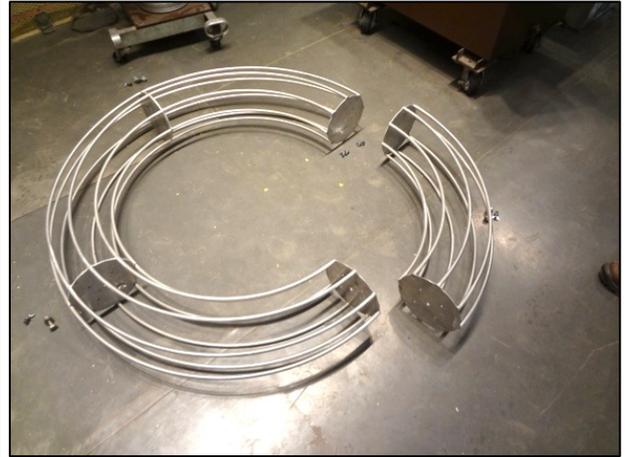


Foto 9 - Electrodo de apantallamiento - desarmado

#### 6.4. Documentación

En el Anexo 6 se adjuntan los planos mecánicos del divisor y sus accesorios.

## ***7. Desarrollo de software de cálculo de parámetros***

En este capítulo se describen dos software desarrollados para el cálculo de parámetros a partir de registros adquiridos en pruebas de laboratorio. En uno se calculan los parámetros de respuesta al escalón y en el otro los parámetros que definen a los impulsos 1,2/50  $\mu$ s.

### 7.1. Software de evaluación de respuesta del sistema de medición ante un escalón

Como se ha mencionado anteriormente, la evaluación del comportamiento dinámico del sistema de medición se realizó mediante la respuesta obtenida ante un escalón de tensión. La prueba se realiza con un generador de 50 V en el que se cortocircuita a tierra mediante un interruptor de mercurio.

La evaluación se realizó en base a los lineamientos del anexo C de [7], donde se definen los parámetros de respuesta. El cálculo de los parámetros no reviste grandes inconvenientes pero se ha encontrado que pequeñas alteraciones en el proceso de cálculo pueden llevar a disparidad de los resultados [40-42].

Se desarrolló una rutina de cálculo en lenguaje MATLAB para el cálculo de los parámetros. El código del programa se presenta en el Anexo 7. En la Fig. 56 se muestra la pantalla de interface que permite abrir un registro obtenido de una prueba (.txt, .csv, .isf) y el programa calculará los parámetros de respuesta.

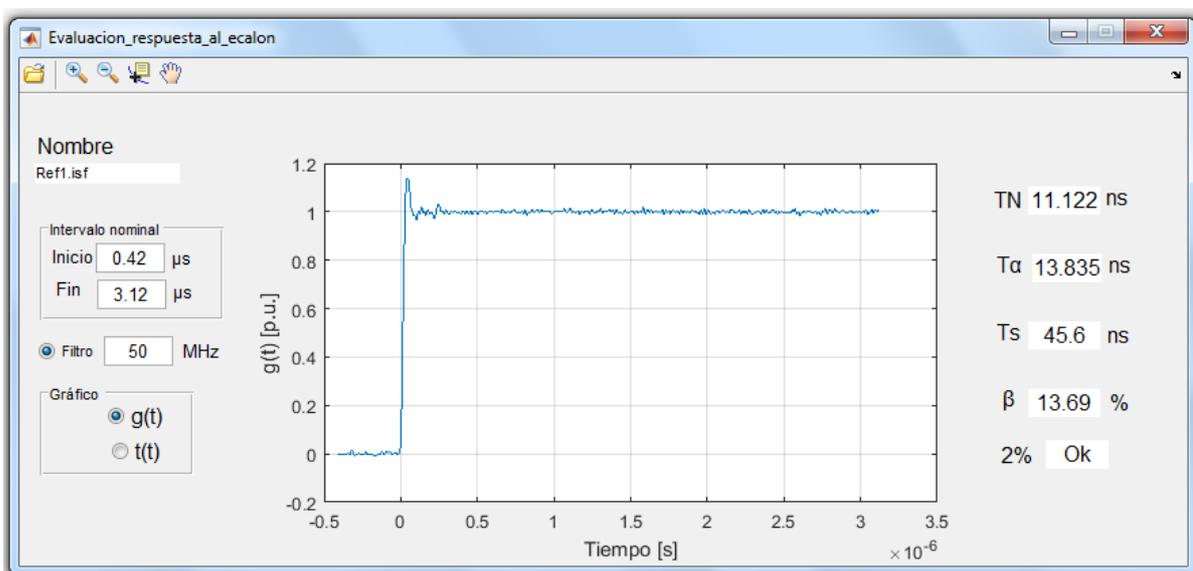


Fig. 56 – Pantalla de interface de evaluación de la respuesta al escalón

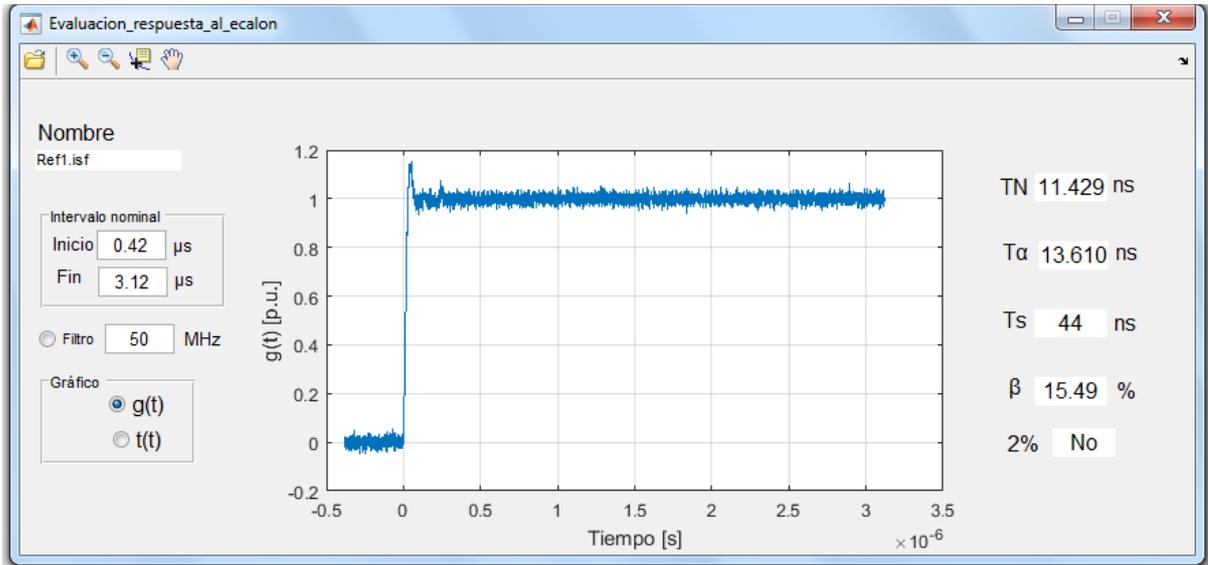
#### Ajustes

El programa permite elegir los siguientes ajustes:

**Intervalo nominal:** aunque la norma IEC 60060-2 [7] establece que el intervalo nominal sea entre  $0,5 t_{\min}$  y  $2 t_{\max}$  (0,42 a 3,12  $\mu\text{s}$ ) el software permite cambiar este intervalo según la necesidad del usuario.

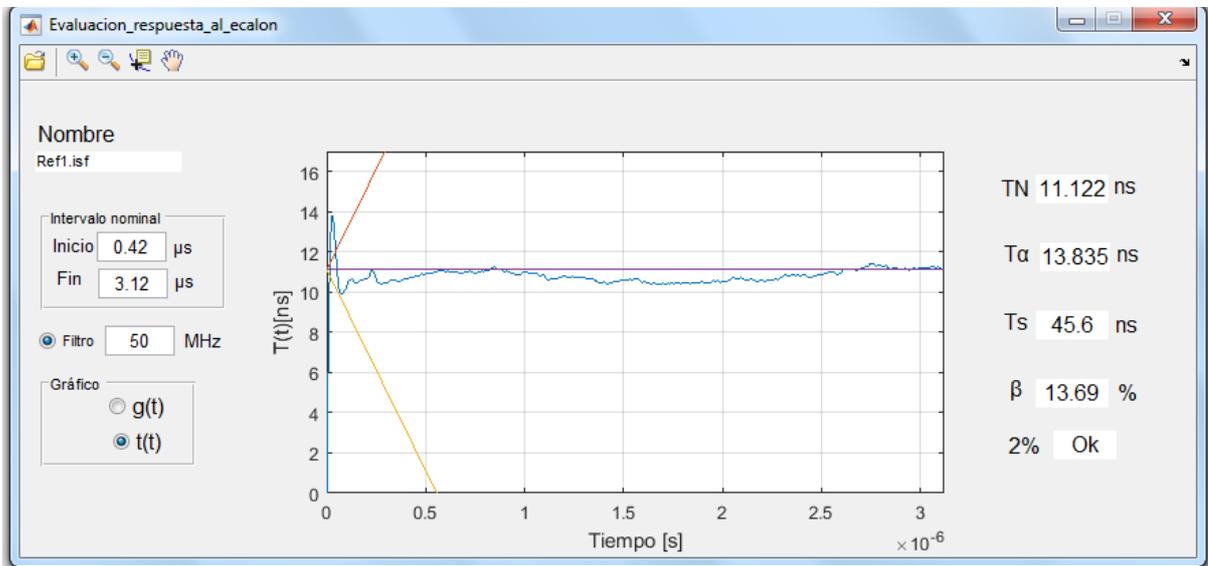
**Filtro:** La prueba de escalón de baja tensión conlleva generalmente que las señales a medir por el dispositivo de registro sean de baja amplitud con lo que suele aparecer un nivel alto de ruido superpuesto. Para realizar una mejor evaluación se incorporó una etapa donde la señal se la filtra a la frecuencia de corte elegida. El filtro es del tipo pasabajos de respuesta infinita al impulso (Infinite Impulse Response, IIR) de orden 8. En la Fig. 57 se muestra el mismo registro de la Fig. 56 pero sin el filtrado.

La elección de la frecuencia de corte se deberá realizar contemplando que su aplicación implica la eliminación de componentes de alta frecuencia tanto del ruido como del escalón registrado. Por lo tanto se deberá elegir la frecuencia de corte más alta que por un lado elimine el ruido hasta el grado necesario (obsevar que en las Figuras 56 y 57 al no aplicar el filtro el ruido no se cumple la condición de estabilidad al 2 %) y por otro lado no produzca un aumento significativo de los parámetros de respuesta obtenidos.



**Fig. 57** – Pantalla de interface de evaluación de la respuesta al escalón – Registro sin filtrar (señal adquirida con un osciloscopio Tektronix TDS 3032B)

*Gráfico:* Las pantallas anteriores mostraban el registro de la respuesta al escalón ya que estaba seleccionada la opción  $g(t)$ . En este caso se grafica la respuesta al escalón donde el programa normaliza el registro y le extrae algún posible valor de offset. Si se elige la opción  $t(t)$  se mostrará la integral en el tiempo de  $1-g(t)$  de donde se extraen la mayoría de los parámetros. La Fig. 58 muestra el caso de elegir observar la  $t(t)$ .



**Fig. 58** – Pantalla de interface de evaluación integral de  $1-g(t)$

Además de las opciones descritas anteriormente, se han incluido algunas herramientas que MATLAB posee para gráficos como *zoom in-out*, *Data cursor* (muestra el valor numérico de cada muestra en  $x$  e  $y$ ) y *Pan* (que es la mano que ayuda a desplazarse por el gráfico), estos botones se encuentran en el margen superior izquierdo.

## Resultados

El programa calcula los parámetros de respuesta definidos en IEC 60060-2 [7] y evalúa la estabilidad de la respuesta al escalón en el intervalo nominal tal lo especifica la cláusula 4 del anexo C de la misma norma, mostrando **OK** cuando la respuesta se mantiene en el  $\pm 2\%$  del nivel de estabilización, dentro de este intervalo. Si la condición no es cumplida aparecerá la leyenda **NO**. En el ejemplo mostrado en las figuras anteriores, la condición de estabilidad se cumple cuando el filtro es aplicado.

### 7.2. Software de cálculo de parámetros de impulsos completos 1,2/50.

Una vez que el sistema de medición sea validado como un sistema de referencia será utilizado en la calibración de otros sistemas de medición. En ese caso las pruebas de calibración se hacen con impulso atmosféricos de alta tensión.

Una vez que los impulsos son registrados por el sistema de referencia queda una parte importante que es la determinación correcta de los parámetros que definen la onda, esto es el tiempo de frente  $T_1$ , el tiempo de cola  $T_2$ , y la tensión de cresta  $U$ . Como los registros son digitales se utilizan programas que automáticamente realizan la determinación de estos parámetros. Estos programas también introducen un error en la medición. La norma IEC 61083-2:2013 “*Instruments and software used for measurement in high-voltage and high-current tests - Part 2: Requirements for software for tests with impulse voltages and currents*” [11], establece los requerimientos de este tipo de programas y provee un generador de datos de prueba (TDG: Test Data Generator), con el cual se obtienen registros de referencia.

Se desarrolló un programa en lenguaje MATLAB para la determinación de los parámetros de los impulsos, el código se presenta en el Anexo 8. Este programa debía cumplir con los requisitos de IEC 61083-2 [11].

En la Fig. 59 se presenta la pantalla de interface del programa. Sobre el margen izquierdo se accede a las opciones y datos requeridos de los registros. En el centro se muestra un gráfico con el impulso registrado y el margen derecho aparecen los resultados de la evaluación del registro.

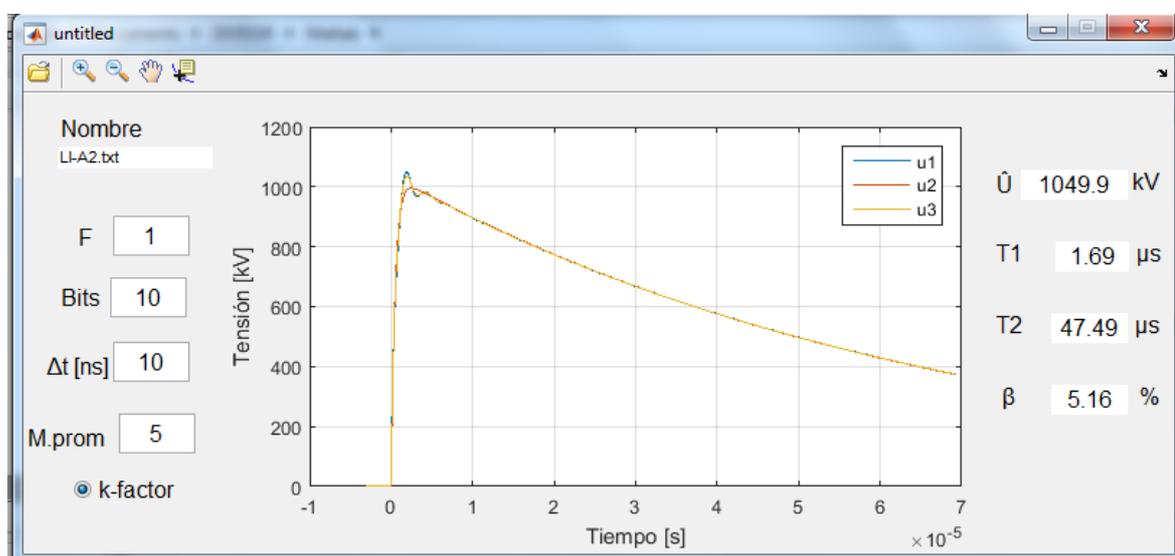


Fig. 59 – Pantalla de interface de evaluación de impulsos completos 1,2/50  $\mu$ s

Previo a abrir un registro se debe completar los campos **Bits**,  $\Delta T$  y **M.Prom**. En **Bits** se debe especificar la cantidad de bits que se utilizaron en la adquisición de la señal y en  $\Delta T$  el intervalo de muestreo en nanosegundos. En **M.Prom** se debe elegir la cantidad de muestras que se usarán para establecer el valor cresta del impulso. El programa determina la muestra de valor máximo y luego toma las  $\pm$  **M.Prom** muestras alrededor de ella para calcular un promedio el cual será el valor cresta de la onda. La cantidad **M.Prom** debe ser elegido dependiendo de la velocidad de muestreo y del ruido que posea el registro adquirido. Si la velocidad de muestreo es grande se

podrán tomar más muestras para obtener el promedio sin que esto implique una reducción en el ancho de banda del sistema. Para el caso de la Fig. 59 caso se utilizaron  $\pm 5$  muestras para una frecuencia de nuestros de 100 MSa/s y se evaluó el software con señales con un ruido de 0,4 %. Con estas condiciones el software cumplió los requisitos de la norma IEC 61083-2 [11] (ver Anexo 8). Para otras combinaciones **M.Prom**,  **$\Delta T$**  y ruido se deberá evaluar nuevamente su desempeño.

Por último se puede elegir entre analizar el impulso sin ningún tratamiento, excepto la resta de algún valor de offset o mediante el k-factor, tal como lo establece la norma IEC 60060-1 [10]. El k-factor o función de tensión fue incorporado en la última versión de la norma IEC 60060-1 de 2010. El k-factor es un procedimiento donde las oscilaciones presentes en los impulsos son atenuadas por un filtro que posee una característica representada por la Ec. 56.

$$k(f) = \frac{1}{1 + 2,2f^2} \quad \text{Ec. 56}$$

Esta función mantiene el concepto de versiones anteriores de esta norma donde a las oscilaciones de alta frecuencia no eran tenidas en cuenta para la determinación de la tensión cresta, bajo la consideración de que los procesos dieléctricos no son afectados por ellas. Se establecía un corte abrupto para considerar las oscilaciones en 500 kHz. Resulta lógico pensar que esa transición debía ser más gradual. Es así que se propuso una transición basada en investigaciones como la que se muestra en color azul en la Fig. 60 extraída de [9], la figura muestra el factor de atenuación en por unidad en función de la frecuencia. En la misma figura se muestra en color verde la función utilizada en versiones anteriores de la IEC 60060-1 y en color negro los resultados de las pruebas experimentales de las cuales se estableció el k-factor.

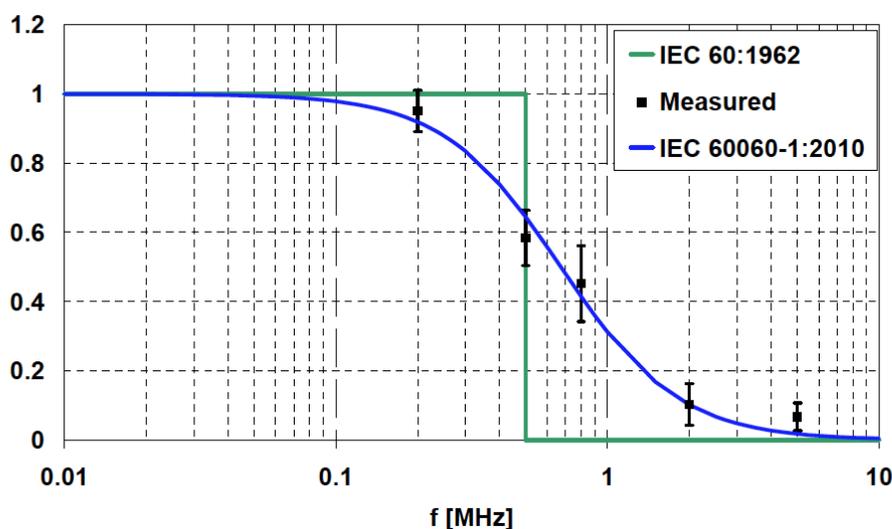


Fig. 60 – k-factor

Este k-factor fue obtenido experimentalmente por el grupo de trabajo de Cigré D1.35 en gaps en aire, aceite y SF<sub>6</sub> a una tensión de 100 kV aproximadamente y con una gran variedad de formas de onda. La tensión reducida y la única forma probada del gap (campo eléctrico cuasi homogéneo) generó controversia al establecerse el k-factor para todos los impulsos de todas las tensiones y objetos bajo ensayo [9]. Es así que se realizaron investigaciones que determinaron otros k-factor dependiendo de la distancia del gap y la forma de los electrodos (campo no homogéneo) [9, 43-45]. A pesar de ello la incorporación del k-factor tal como se lo define en la IEC 60060-1:2010 [10] significa una mejora sustancial a los métodos anteriores y da un procedimiento claro y conciso de cómo obtener los parámetros de los impulsos.

**Evaluación del software con respecto a la norma IEC 61083-2:2013 [11]**

Se realizó la evaluación del software siguiendo los lineamientos de IEC 61083-2 [11]. Se utilizó el TDG provisto por la norma. La evaluación se limitó a impulsos completos. Para ello la norma establece 12 registros generados analíticamente y 17 obtenidos experimentalmente. Se generaron registros de 10 bits y con un ruido de 0,4 %. En el Anexo 8 se muestran los resultados obtenidos. El software pasó el ensayo ya que los parámetros determinados se encontraron dentro de las tolerancias especificadas en la norma IEC 61083-2 [11]. La misma norma brinda una estimación de la contribución de la incertidumbre  $u_7$  a la incertidumbre global del sistema de medición, como una estimación del tipo B que se muestra en la Tabla XIV.

**Tabla XIV** – Contribución a la incertidumbre global

|           | $U$   | $T_1$ | $T_2$ | $\beta$ |
|-----------|-------|-------|-------|---------|
| $u_7$ [%] | 0,058 | 1,2   | 0,58  | 0,58    |

## ***8. Características del osciloscopio registrador***

En este capítulo se describen los requisitos que debe cumplir un osciloscopio registrador para formar parte del sistema de medición de referencia. Se presentan los errores que introducen las etapas analógicas y digitales y los ensayos que se utilizan para la evaluación de los instrumentos.

### 8.1. Introducción

El instrumento de registro utilizado en un sistema de medición de referencia debe cumplir con los requerimientos impuestos en la norma IEC 61083:2001 [6].

Según el sitio web de IEC se lanzará una nueva versión de este documento en mayo de 2017.

### 8.2. Principios fundamentales de un registrador para impulsos atmosféricos

El principio de funcionamiento de un registrador digital puede separarse en cuatro etapas. La primera es la de atenuación, que es seleccionable desde el rango máximo de tensión hasta la menor sensibilidad del instrumento. Luego continúa a una etapa de amplificación para ajustar la señal a los valores de entrada del conversor analógico digital (AD). El conversor AD transforma la señal analógica a una codificación digital. Una vez que la señal se encuentra en formato digital se puede almacenar, presentar un pantalla o realizar algún post-procesamiento como un filtrado o un promedio junto con otras señales, [16].

En lo que respecta a los errores de medición del instrumento se considerarán los del circuito analógico (atenuador + amplificador) y los del conversor AD.

Una de las contribuciones a la incertidumbre de la medición ocurre en la parte analógica. Puede encontrarse en las hojas de datos de los instrumentos como el error al medir una tensión continua. Un valor típico de esta incertidumbre para osciloscopios de uso convencional es  $\pm 2\%$  [46-48] Como se verá en el punto siguiente este error no permitiría su uso en un sistema de medición de referencia.

También se debe tener en cuenta el ancho de banda analógico que presenta esta etapa. La norma IEC 61083-1 [16] especifica que el tiempo de subida del instrumento debe ser menor que 15 ns. El tiempo de subida ( $t_r$ ) se realiciona con el ancho de banda ( $BW$ ) mediante la Ec. 57 extraída de [16].

$$BW = \frac{0,35}{t_r} \quad \text{Ec. 57}$$

Utilizando la Ec. 57 resulta que para un tiempo de subida de 15 ns se necesita un ancho de banda mayor a 23 MHz.

En cuanto al conversor AD deberá poseer una resolución adecuada en relación con la incertidumbre de la medición. Por ejemplo, si el conversor es de 8 Bits resulta una resolución de  $1/2^8 \approx 4 \cdot 10^{-3} = 0,4 \%$ , y el error por resolución, que se define como la mitad de la resolución, es  $0,2 \%$ . Para una incertidumbre del canal vertical de  $\pm 2\%$  se tiene que el error por resolución es 10 veces menor que la incertidumbre de medición, lo cual resulta adecuado.

El análisis anterior es verdad si la señal cubre la totalidad del rango del conversor. Por lo general se busca ajustando las ganancias del atenuador de entrada para que esto suceda pero en la realidad difícilmente se logre que el 100% de la señal coincida con el rango del conversor. Si la señal alcanza un 90 % de rango, cada escalón de cuantización será  $0,44 \%$  de la señal y puede interpretarse como una pérdida de bits efectivos, en este caso de 8 a 7,8 Bits. Para la medición en sistemas de medición de referencia, la norma IEC 61083-1 [6] especifica que la señal a medir no sea menor a  $4/N$ , siendo N el número de bits.

En cuanto a la velocidad de muestreo, ésta debe ser escogida de manera de reproducir fielmente las rápidas variaciones de la señal de los impulsos incluso las posibles oscilaciones superpuestas que puedan estar presentes. En la actualidad incluso los osciloscopios más simples y económicos poseen conversores de gran velocidad, 2 GSa/s es una velocidad típica.

También existen en el mercado adquisidores de 14 Bits o más a un precio razonable, pero bien, la combinación de más de 8 Bits y una velocidad de muestreo de algunos GSa/s implica un instrumento costoso.

A pesar que se seleccionen correctamente la velocidad de muestreo y la cantidad de Bits de manera que estos errores sean despreciables o acotados, los conversores AD introducen errores adicionales. Uno de ellos se debe a la no-linealidad del conversor en la amplitud. Este error se puede distinguir en las Fig. 61 y 62 extraídas de la norma IEEE 1122 "IEEE Standard for Digital Recorders for Measurements in High-Voltage Impulse Tests", [49].

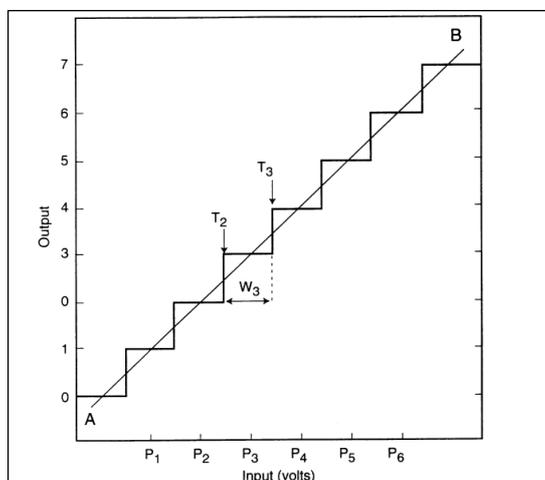


Fig. 61 – Característica de conversión ideal

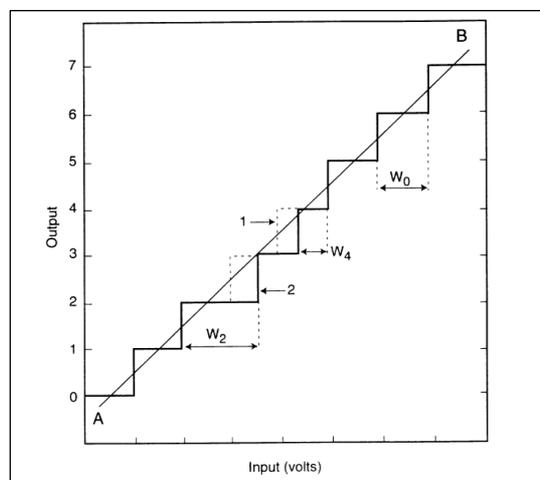


Fig. 62 – Característica de conversión con errores

En la Fig. 61 se observa una característica de conversión ideal de un conversor de 3 Bits y en la Fig. 62 una característica donde aparecen escalones de conversión con distintos anchos ( $w_2$  y  $w_4 \neq w_0$ ). Esta no linealidad introducirá errores en la medición de la amplitud y también en los parámetros temporales del impulso al determinar, por ejemplo, los puntos de 30 % y 90 %.

Estos errores se deben determinar en pruebas en la etapa de calibración para tensiones continuas y para señales rápidas lo cual es muy importante en la medición de impulsos. Estos errores se denominan no-linealidad estática y no-linealidad dinámica.

La no-linealidad dinámica tendrá una dependencia con la frecuencia de la señal. Es así que para cada frecuencia se puede determinar un error por no-linealidad y considerar que ese error reduce la cantidad de bits efectivos. Las hojas de datos de los instrumentos suelen brindar esta información.

En resumen, el desempeño de la parte analógica y la parte digital deben ser compatibilizados para que el conjunto alcance los requerimientos especificados.

### 8.3. Requerimientos de norma IEC 61083-1 [6]

#### 8.3.1. Requerimientos generales

Para los osciloscopios registradores que forman parte de un sistema de referencia la norma [6] específica posean una frecuencia de muestreo igual o mayor a 100 MSa/s y una resolución del conversor AD igual o mayor a 9 Bits. Estos instrumentos deben permitir el resguardo de los datos sin procesar, sólo se permite la resta de un valor de offset y la multiplicación por un factor de escala.

En la actualidad varios fabricantes ofrecen osciloscopios accesibles que cumplen con los requerimientos anteriores. Sin embargo en la IEC 61083-1 [6] se especifican las siguientes requerimientos adicionales:

*La incertidumbre expandida sobre la medición de la tensión cresta debe ser < 0,7%.*

Este requerimiento no permite la utilización de los osciloscopios de uso convencional que posean una incertidumbre en la medición de tensión continua de  $\pm 2\%$ .

*La incertidumbre expandida sobre la medición de los tiempos que caracterizan al impulso < 3%.*

Hasta los instrumentos más básicos poseen osciladores de muy buena estabilidad por lo que este requerimientos suele ser cumplido sin inconvenientes.

### 8.3.2. Ensayos de tipo

En cuanto a los ensayos tipo que deben ser garantizados por el fabricante se distinguen:

*No-linealidad diferencial dinámica:* Se evalúa la linealidad en amplitud del conversor AD en condiciones dinámicas aplicando una señal triangular de frecuencia 1,25 MHz o mayor para impulsos completos o cortados en la cola. Este ensayo se realiza en un solo rango y es válido para todos los rangos de entrada del instrumento.

*Tiempo de subida:* Se debe medir el tiempo de subida (intervalo de tiempo que la respuesta a un escalón pasa del 10 % al 90 % de la amplitud del estado estacionario) y deberá ser menor que 15 ns para impulsos completos y cortados en la cola. Se debe medir en todos los rangos de entrada del instrumento ya que este parámetro depende principalmente de la parte analógica. Este tiempo de subida es equivalente a un ancho de banda de 23 MHz según [16].

*Ruido interno:* el ruido interno del instrumento debe ser menor a 0,4 % del nivel de fondo de escala para la determinación de los parámetros de la forma de onda y menor a 0,1 % para otras aplicaciones. El ensayo consiste en aplicar una señal continua por un tiempo tal que se registren al menos 1000 muestras. La desviación estándar de esas muestras resulta el ruido interno. Este ensayo se realiza en un solo rango y es válido para todos los rangos de entrada del instrumento.

*Interferencias:* Por último se debe garantizar que la interferencia en el instrumento que pueda aparecer por acoplamiento capacitivo/inductivo debido a los impulsos de alta tensión sea menor al 1% del nivel de fondo de escala. Este ensayo debe ser realizado por el fabricante con parámetros normalizados como por ejemplo un campo eléctrico de 100 kV/m y un campo magnético de 1000 A/m generado con circuitos especificados. Este ensayo se realiza en un solo rango y es válido para todos los rangos de entrada del instrumento.

### 8.3.3. Ensayos de rutina

Como ensayo de rutina el fabricante debe determinar con una incertidumbre expandida no mayor a 0,5 % el factor de escala de cada rango de entrada del instrumento. Este ensayo debe ser repetido en cada ensayo o control de las características.

Para este ensayo la norma [6] propone dos alternativas. La primera, de preferencia, consiste en utilizar un generador de impulsos de referencia. Éste es un dispositivo que genera impulsos de baja tensión cuyos parámetros son conocidos con incertidumbres menores que los límites de las que deben determinarse. La norma no especifica requisitos especiales para calibradores que sean usados para sistemas de referencia. Se puede pensar que si la incertidumbre en la medición de la cresta para un registrador de referencia debe ser menor a 0,7 %, entonces será necesario que el calibrador tenga una incertidumbre en la cresta igual a o menor a 0,5 %.

El ensayo consiste en aplicar impulsos y obtener el factor de escala como la relación entre la tensión aplicada y la medida. De la misma manera se obtiene un factor de escala para los parámetros de tiempo, para ello se deben cubrir el rango de tiempos de frente y de cola que se desea calibrar.

Como alternativa se puede obtener el factor de escala mediante la aplicación de escalones de tensión. La tensión de los estados estacionarios debe ser conocida con una incertidumbre menor a 0,1 %. Se evalúa la estabilidad de la respuesta dentro del intervalo que va de la mitad del menor tiempo de frente al mayor tiempo de cola ( $0,5 T_{1,mín} - T_{2,máx}$ ) para impulsos completos, 0,42-60  $\mu$ s. La respuesta debe ser constante en el intervalo dentro del  $\pm 0,5$  %.

Cuando se utilizan escalones, adicionalmente, se debe calibrar la base de tiempo utilizada. Para ello se debe medir una señal rectangular de referencia cuyo período sea  $T_2$ . La incertidumbre de esta calibración no debe ser mayor a 0,1 %.

## **9. Pruebas de caracterización**

En este capítulo se presentan las pruebas de evaluación del sistema de medición. Las pruebas fueron realizadas siguiendo los lineamientos de la norma IEC 60060-2:2010 “High-voltage test techniques – Part 2: Measuring systems” [7]. Como resultado final se obtiene el factor de escala del sistema y la incertidumbre expandida del mismo.

## 9.1 Introducción

Como se planteó inicialmente, entre los objetivos de este trabajo no se incluye la caracterización del registrador del sistema de referencia. Para las pruebas de determinación del factor de escala y estabilidad de corto plazo se evaluó al sistema hasta el atenuador secundario. En el caso de la prueba de linealidad y comportamiento dinámico se debieron utilizar osciloscopios registradores adecuados a cada prueba. Los resultados obtenidos en estas últimas pruebas caracterizan al sistema de referencia. En el caso de utilizar otros registradores se deberá evaluar si estas pruebas son válidas. Si no fuera el caso, se deberán repetir los ensayos con estos nuevos registradores.

## 9.2 Determinación del factor de escala del sistema de referencia

La determinación del factor de escala se basó en la cláusula 5.2.2 de la norma IEC 60060-1:2010 [7], utilizando la medición simultánea de la tensión aplicada a la entrada del sistema de medición y la salida del mismo. Se consideró la salida del sistema a la tensión en el atenuador secundario. La tensión aplicada fue continua de valor 400 V aproximadamente.

### 9.2.1. Equipamiento utilizado

- Fuente de tensión continua Agilent 6813 B
- Medición de la tensión aplicada: Multímetro HP 3455A 5 ½ dígitos
- Medición de la tensión de salida: Multímetro HP 34401A 6 ½ dígitos

Ambos instrumentos poseen calibraciones internas mediante comparación con un multímetro marca HP modelo 3458A cuya calibración se registra en el informe SICE 05-178442-14 de mayo de 2014. El laboratorio de calibraciones SICE pertenece al Sistema Argentino de Calibración (SAC) y está acreditado por el Organismo Argentino de Acreditación (OAA), por lo tanto sus calibraciones poseen trazabilidad a los patrones nacionales.

### 9.2.2. Desarrollo de la prueba

En la Foto 10 se puede observar el detalle de los equipos utilizados.



Foto 10 – Fuente y multímetros utilizados en la prueba

La temperatura ambiente durante la prueba fue 19°C.

En la Tabla XV se presentan los resultados de las mediciones. Se realizaron 10 determinaciones independientes obteniendo de la dispersión de los resultados una incertidumbre del tipo A. El factor de escala se expresa en unidades de V/V para evitar confusiones cuando se expresan valores en porcentaje o por unidad.

**Tabla XV** - Mediciones para la determinación del factor de escala

| Prueba         | $U_{AT}$<br>[V]                                    | $U_{BT}$<br>[mV] | $\frac{U_{AT}}{U_{BT}} \left[ \frac{V}{V} \right]$ |
|----------------|--|------------------|--|
| 1              | 399,97   | 103,976          | 3846,75  |
| 2              | 399,95   | 103,978          | 3846,49  |
| 3              | 399,94   | 103,98           | 3846,32  |
| 4              | 399,96   | 103,979          | 3846,55  |
| 5              | 399,94   | 103,981          | 3846,28  |
| 6              | 399,96   | 103,981          | 3846,47  |
| 7              | 399,97   | 103,971          | 3846,94  |
| 8              | 399,95   | 103,976          | 3846,56  |
| 9              | 399,95   | 103,979          | 3846,45  |
| 10             | 399,95   | 103,989          | 3846,08  |
| Promedio       | $\frac{U_{AT}}{U_{BT}} \left[ \frac{V}{V} \right]$ |                  | 3846,49  |
| Desv. estándar | $s_g \left[ \frac{V}{V} \right]$                   |                  | 0,24   |

La contribución a la incertidumbre debido a la dispersión de los resultados de la Tabla XV se obtiene con la Ec. 58 de IEC 60060-2 [7].

$$u_A = \frac{s_g}{\sqrt{n}} \quad \text{Ec. 58}$$

Donde  $n$  es el número de determinaciones independientes realizadas, en este caso  $n=10$ , por lo que resulta una contribución a la incertidumbre tipo A igual a:

$$u_A = 0,08 \frac{V}{V}$$

### 9.3 Ensayo de linealidad

Esta prueba se basó en la cláusula 5.3 de IEC 60060-2 [7]. Tiene por objetivo demostrar la linealidad del sistema de medición ante distintos niveles de tensión. Una de las ventajas de los resistores de alambre es la baja dependencia de su valor con la tensión. No sucede lo mismo con los resistores de carbón u óxido metálico donde no todos los modelos son aptos para la construcción de divisores de tensión de precisión.

La prueba consiste en comparar la medición del sistema a verificar, en este caso el sistema de referencia, contra un sistema que se demuestre lineal. La norma IEC 60060-2 [7] propone cuatro métodos para la obtención de la característica de linealidad: por contraste con otro sistema de medición aprobado (no tiene que ser necesariamente de referencia), comparación con la tensión de carga de un generador que se demuestre que su salida resulta lineal con dicha tensión, comparación con un sensor de campo eléctrico o comparación con un espinterómetro de esferas que cumpla la IEC 60052:2002 [12]. El orden presentado también es el orden de preferencia de los métodos.

La prueba se realizó mediante la comparación de la medición del sistema de referencia con la medición de un sensor de campo eléctrico. Los niveles de tensión donde se compararon las mediciones fueron 200, 160, 120, 80 y 40 kV, cubriendo el rango de medición del sistema con 5 puntos tal como lo especifica la IEC 60060-2 [7].

### 9.3.1. Equipamiento utilizado

La señal de salida obtenida en el atenuador secundario fue registrada por el osciloscopio-registrador Sony-Tektronix RTD 710 A cuyas características principales se resumen a continuación:

- Marca: Sony-Tektronix
- Modelo: RTD 710 A
- Cantidad de canales: 2
- Ancho de banda: 0 - 100 MHz (- 3 dB)
- Rango de entrada:  $\pm 100$  mV a  $\pm 50$  V (seleccionable en pasos 1-1,25-1,6-2,5-3,3-4-5-8)
- Exactitud:  $\pm 0,4\%$  (con una señal de 1 kHz y amplitud 97 % del fondo de escala)
- Impedancia de entrada:  $1\text{ M}\Omega//24\text{ pF}$ .
- Resolución: 10 Bits
- Velocidad máxima de muestreo: 100 MS/s (dos canales), 200 MS/s (un canal)
- Temperatura de operación:  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+ 50\text{ }^{\circ}\text{C}$

El sensor de campo eléctrico posee las siguientes características principales que lo hicieron apto para captar el campo eléctrico generado por los impulsos 1,2/50:

- Marca: Equipo desarrollado por el IITREE
- Modelo: Sensor de campo eléctrico - IITREE
- Cantidad de canales: 2
- Ancho de banda: 5 Hz a 10 MHz a - 3 dB
- Planicidad:  $\pm 1$  dB
- Tiempo de retardo: 600 ns
- Tipo de fibra óptica: Multimodo
- Temperatura de operación:  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+ 50\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Área del electrodo: Seleccionable entre  $191,5\text{ cm}^2$ ,  $123,7\text{ cm}^2$  y  $56\text{ cm}^2$
- Rangos:  $\times 1$  ( $\pm 4,5\text{ kV/m}$ ,  $\pm 7,0\text{ kV/m}$ ,  $\pm 15,4\text{ kV/m}$ )  $\times 10$  ( $\pm 45\text{ kV/m}$ ,  $\pm 70\text{ kV/m}$ ,  $\pm 154\text{ kV/m}$ )
- Pruebas de tipo en [50]

En las referencias [51, 52] se puede encontrar información sobre la construcción y la utilización de estos sensores en la medición de transitorios electromagnéticos en la operación de estaciones transformadoras de 500 kV.

### 9.3.2. Desarrollo de la prueba

El sensor de campo eléctrico está compuesto por una superficie conductora de captación en la cual se genera un potencial proporcional al campo que es luego medido. Para la medición de campo se debe calibrar el sistema dependiendo de la posición del sensor. En este caso el valor absoluto del campo no reviste de importancia y sólo es de utilidad la comparación entre los resultados a distintos niveles. Se debe procurar no mover el sensor ni tampoco ninguno de los elementos a potencial o a tierra cercanos al sensor durante el desarrollo de la prueba. En la Foto 11 se muestra el sensor de campo y en la Foto 12 la ubicación del mismo en la prueba.



Foto 11 – Sensor de campo eléctrico



Foto 12 – Disposición del sensor durante la prueba

La salida del sensor de campo eléctrico fue registrada con el canal 2 del osciloscopio registrador Sony-Tektronix RTD 710 A.

A partir de los impulsos registrados se obtuvieron las tensiones cresta de cada uno de ellos con el software desarrollado y presentado en el capítulo 7. En la Tabla XVI se presentan los resultados obtenidos junto con la contribución a la incertidumbre del sistema  $u_{b1}$  (al ser de tipo B, se obtiene como la cota máxima de desviación dividido por raíz cuadrada de 3).

Tabla XVI - Resultados de la prueba de linealidad

| Nivel de tensión [kV]                        | Tensión cresta sensor de campo [V] | Tensión cresta sist. de ref. [kV] | Relación [kV/V] | Desviación respecto al promedio [%] |
|--|------------------------------------|-----------------------------------|-----------------|-------------------------------------|
| 40   | 5,0505                             | 38,6063                           | 7,6440          | 0,10                                |
| 80   | 10,2078                            | 78,1272                           | 7,6536          | 0,22                                |
| 120  | 15,4847                            | 118,0336                          | 7,6226          | -0,18                               |
| 160  | 20,7619                            | 158,2260                          | 7,6210          | -0,20                               |
| 200  | 25,3350                            | 193,6014                          | 7,6417          | 0,07                                |
| Promedio de las relaciones                   |                                    |                                   | 7,6366          |                                     |
| Máxima desviación del promedio [%]           |                                    |                                   |                 | 0,22                                |
| Contribución a la incertidumbre $u_{b1}$ [%] |                                    |                                   |                 | <b>0,13</b>                         |

#### 9.4 Comportamiento dinámico

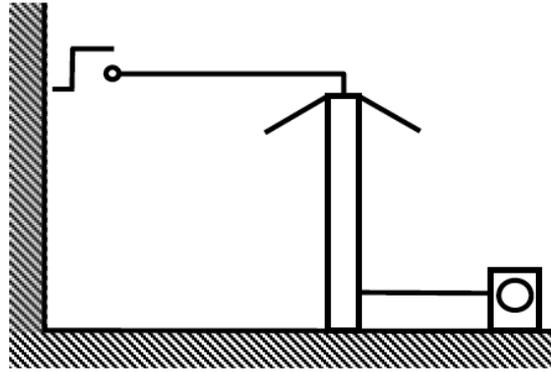
La evaluación del comportamiento dinámico fue realizada a partir de la respuesta del sistema ante un escalón de tensión. La prueba se realizó en base a los lineamientos del anexo C de IEC 60060-2 [7].

##### 9.4.1. Equipamiento utilizado

La señal de salida obtenida en el atenuador secundario fue registrada por un osciloscopio Tektronix TDS 3032B cuyas características principales extraídas de [53] son:

- Resolución: 9 Bits
- Máxima velocidad de muestreo: 2.5 GS/s,
- Ancho de banda analógico: 300 MHz
- Tiempo de subida calculado: 1,2 ns

Se utilizó el esquema de conexionado de la Figura C.3a de anexo C de IEC 60060-2 [7], que se presenta en la Fig. 63.



IEC 2608/10

Fig. 63 – Esquema de conexionado prueba de respuesta al escalón

La Foto 13 muestra el generador de escalón marca IITREE utilizado, éste genera una tensión continua de 50 V que es cortocircuitada a tierra mediante un interruptor de mercurio. En la Foto 14 se observa el osciloscopio Tektronix TDS 3032B.



Foto 13 – Generador de escalón



Foto 14 – Osciloscopio TDS 3032B

#### 9.4.2. Desarrollo de la prueba

La Foto 15 muestra el montaje de la prueba. Como se aprecia, en las paredes y el piso fueron forrados con papel de aluminio para obtener superficies perfectamente conductoras y de baja impedancia.

La velocidad de muestreo fue 2,5 GS/s. La longitud del registro fue el necesario para cubrir el intervalo nominal considerada de 0,42  $\mu$ s, a 3,12  $\mu$ s, igual a 0,5  $T_{1\text{mín}}$  a 2  $T_{1\text{máx}}$ . Siendo  $T_{1\text{mín}}$  y  $T_{1\text{máx}}$  los límites de los tiempos de frente normalizados  $T_{1\text{mín}} = 1,2 - 30\% = 0,84 \mu$ s;  $T_{1\text{máx}} = 1,2 + 30\% = 1,56 \mu$ s.

En la Fig. 64 se presenta la señal de la respuesta unitaria al escalón filtrada  $g(t)$  (filtro pasabajos IIR de orden 8, frecuencia de corte 30 MHz) y en la Fig. 65 la respuesta integral  $T(t)$ .

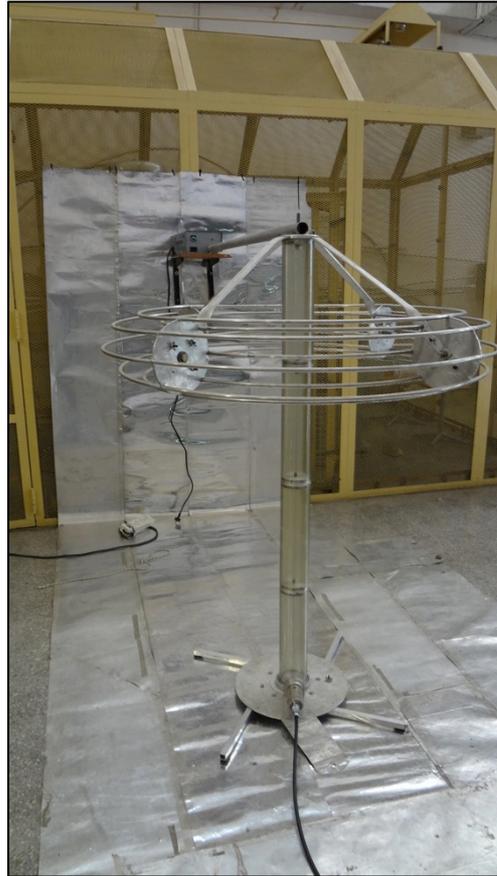


Foto 15 - Prueba de respuesta al escalón

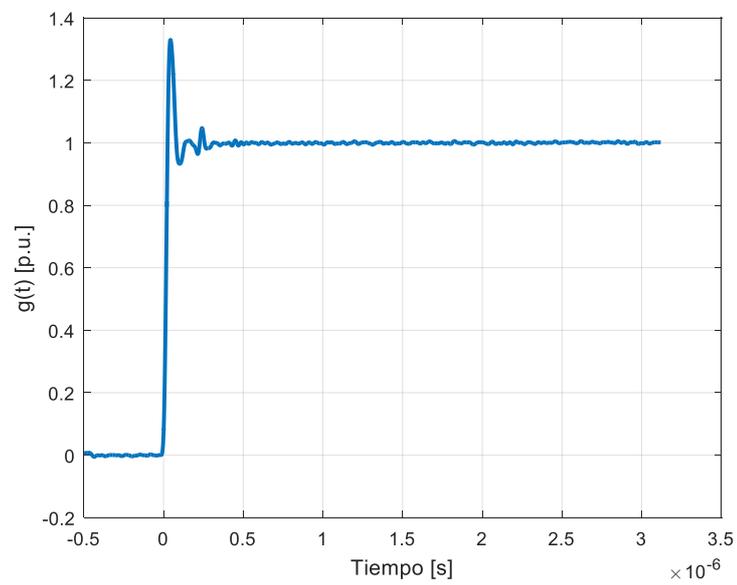


Fig. 64 - Respuesta unitaria al escalón

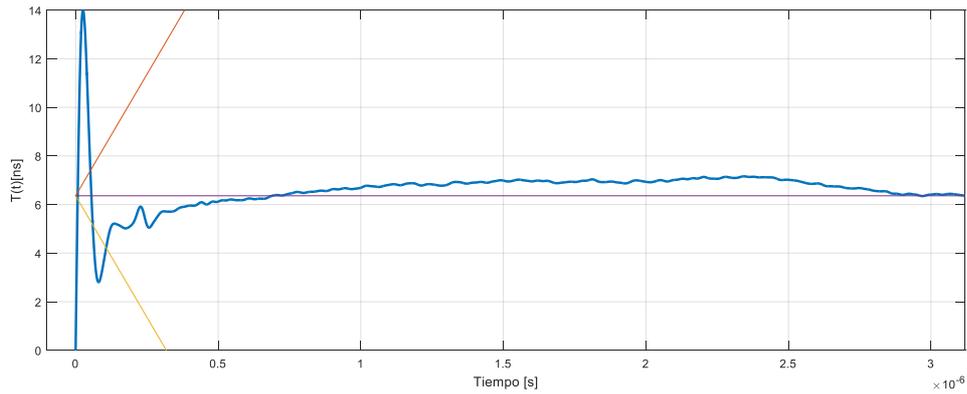


Fig. 65 –Respuesta integral

Los parámetros de respuesta fueron obtenidos con el programa desarrollado y presentado en el capítulo 7 para la evaluación de la respuesta al escalón. En la Tabla XVII se presentan los parámetros obtenidos junto con los límites impuestos por IEC 60060-2 [7] para sistemas de referencia que se utilicen en la medición de impulsos atmosféricos completos y cortados en la cola.

Tabla XVII - Parámetros de la respuesta al escalón del sistema fabricado

| Parámetro                                    | Sistema de referencia | Límites de IEC 60060-2 [7] |
|--|-----------------------|----------------------------|
| Tiempo de respuesta experimental, $T_N$ [ns] | 6,3                   | < 15                       |
| Tiempo de respuesta parcial, $T_\alpha$ [ns] | 14                    | <30                        |
| Tiempo de estabilización, $T_s$ [ns]         | 107                   | <200                       |
| Sobrepico, $\beta$ [%]                       | 33                    | -                          |

Además la respuesta al escalón dentro del intervalo nominal se mantiene constante dentro del 2 % tal como se especifica en la subcláusula C.4 de IEC 60060-2 [7]. En la misma subcláusula se especifica que el nivel de referencia obtenido en el intervalo nominal no debe diferir en más de 1 % en el tiempo  $t_f$  correspondiente a la forma de onda de la señal utilizada en la obtención del factor de escala. En este caso se utilizó una tensión continua y por lo tanto  $t_f = 100$  ms.

Para realizar esta verificación se registraron dos respuestas al escalón, una donde se cubrieron 4  $\mu$ s, Fig. 66, y otra que alcanzó los 400 ms, Fig. 67.

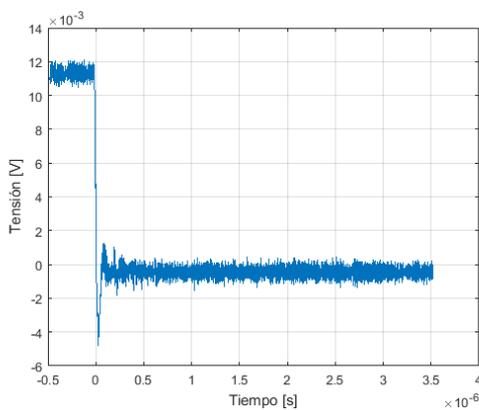


Fig. 66 – Registro de 4  $\mu$ s

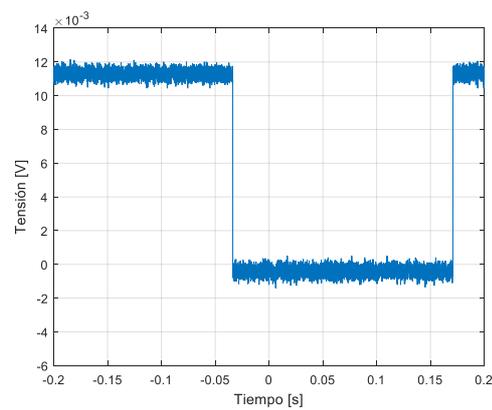


Fig. 67 – Registro de 400 ms

En el registro de 4  $\mu$ s se calcularon las tensiones en las partes planas de las respuestas como el promedio de las muestras comprendidas entre:

- -0,5 a 0  $\mu$ s para el nivel alto.
- 0,42 a 3,12  $\mu$ s para el nivel bajo igual al intervalo nominal.

Para el registro de 400 ms se tomaron las muestras del nivel alto y del nivel bajo por inspección del registro. Dado la baja velocidad de muestreo el transitorio de la respuesta no fue capturado. En la Tabla XVIII se presentan los resultados obtenidos para cada registro.

**Tabla XVIII** - Comparación de la respuesta al escalón desde el intervalo nominal hasta 100 ms

| Longitud del registro | U alto [V] | U bajo [V]  | Altura del escalón [V] |
|-----------------------|------------|-------------|------------------------|
| 4 $\mu$ s             | 0,0113147  | -2,528 e-04 | 0,01156                |
| 400 ms                | 0,0113070  | -4,007e-04  | 0,01170                |
| $\Delta U$ [%]        |            |             | -1,21                  |

Como se puede ver en la Tabla XVIII la diferencia en la altura del escalón entre los dos registros no resulta, por poco, menor a 1 %. La diferencia puede deberse al alto nivel de ruido presente en las mediciones, se espera poder repetir la prueba con un generador de escalón cuya tensión de salida sea mayor que el utilizado de manera que la relación señal/ruido crezca.

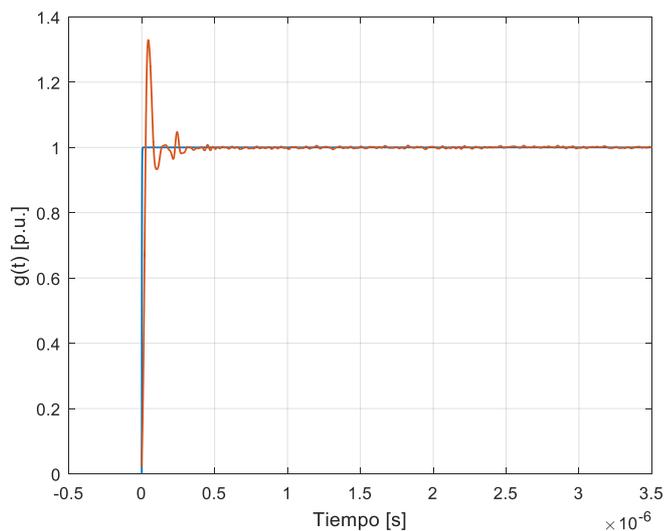
Respecto al sobrepico en las simulaciones presentadas en el punto 4.4 se estableció como una premisa que el sobrepico no supere el 20%. Los resultados de las pruebas arrojaron un valor superior al 30 %. Más allá de no haber cumplido un requerimiento de diseño es un valor normal considerando los resultados de divisores de referencia encontrados en la bibliografía (ver Tabla IV). A futuro se trabajará en nuevos resistores de amortiguamiento que reduzcan el sobre-pico.

#### 9.4.3. Contribución a la incertidumbre típica

Los errores debidos al comportamiento dinámico fueron estimados mediante la técnica de convolución siguiendo el procedimiento del anexo D de la norma IEC 60060-2 [7].

La respuesta al escalón obtenida (Fig. 64) fue convolucionada con impulsos obtenidos de forma analítica como funciones doble exponencial. Los tiempos de frente variaron entre 0,5  $\mu$ s y 5  $\mu$ s.

A modo de comprobación del método se realizó la convolución con un impulso donde el frente fue extremadamente rápido y la cola extremadamente larga, asemejándose a un escalón. La respuesta obtenida del sistema fue exactamente la respuesta al escalón del sistema como se puede verificar comparando la Fig. 64 y la Fig. 68 obtenida mediante este procedimiento.



**Fig. 68** – Respuesta al escalón obtenida por convolución

En la Fig. 69 se presentan las desviaciones que se obtendrían en la medición de la cresta de la onda y en la Fig. 70 en la determinación del tiempo de frente por el comportamiento dinámico presentado por el divisor.

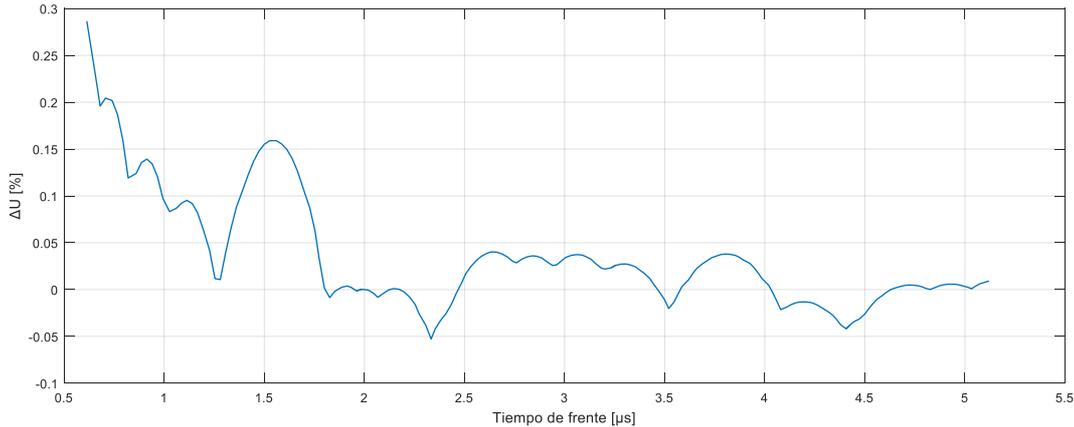


Fig. 69 – Error cometido en la medición de la tensión cresta vs. el tiempo de frente

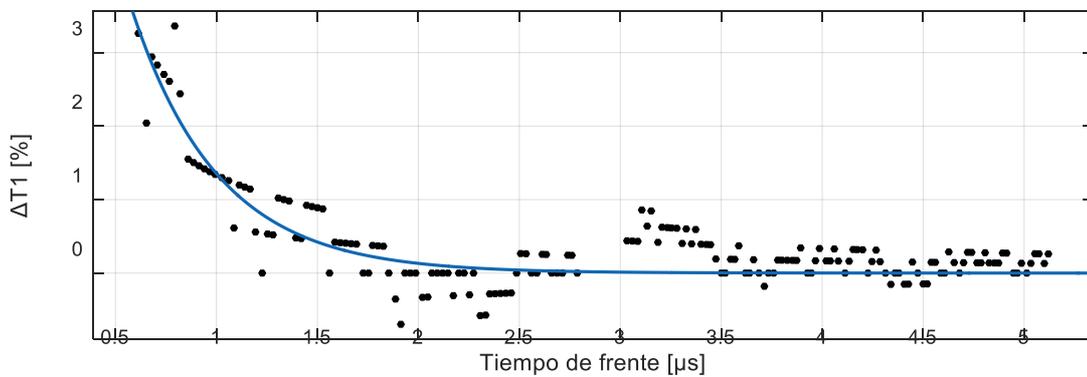


Fig. 70 – Error cometido en la medición del tiempo de frente vs. el tiempo de frente

La contribución a la incertidumbre típica del sistema para la medición de la tensión cresta se tomó como la máxima desviación observada en el intervalo nominal y considerando una contribución del tipo B. En este caso la incertidumbre por efecto del comportamiento dinámico  $u_{B2}$  resulta:

$$u_{B2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \text{máx}|\Delta U| = \frac{0,16}{\sqrt{3}} \% = 0,1 \% \quad \text{Ec. 59}$$

### 9.5 Estabilidad de corto plazo

La prueba se basó en el punto 5.5 de IEC 60060-2 [7]. El objetivo de la misma es determinar la deriva térmica del sistema de medición ante el calentamiento propio (por efecto Joule) generado por el uso normal del sistema.

La prueba consiste en aplicar una serie de impulsos que representen el uso normal del equipo y verificar la deriva en el factor de escala. En este caso se verificó el factor de escala luego de la aplicación de los impulso de alta tensión de la misma manera que se realizó la determinación del factor de escala de punto 9.2.

#### 9.5.1. Equipamiento utilizado

Los impulsos fueron aplicados con un generador de impulsos marca Haefely de 600 kV de tensión máxima y una energía de 4 kJ.

Para la determinación del factor de escala se utilizaron los mismos equipos que en el punto 9.2.

9.5.2. Desarrollo de la prueba

Se aplicaron 50 impulsos de 200 kV. Cada 10 impulsos se determinó el factor de escala. En cada determinación se realizaron 10 mediciones independientes. El tiempo entre impulsos fue aproximadamente 30 segundos. En la Tabla XIX se muestran los resultados obtenidos.

Tabla XIX - Resultados de la prueba de estabilidad de corto plazo

| 1<br>10 impulsos 200 kV                                      |                  |   | 2<br>20 impulsos 200 kV |                  |   | 3<br>30 impulsos 200 kV |                  |                 | 4<br>40 impulsos 200 kV |                  |                 | 5<br>50 impulsos 200 kV |                  |                 |
|--|------------------|---|-------------------------|------------------|---|-------------------------|------------------|-----------------|-------------------------|------------------|-----------------|-------------------------|------------------|-----------------|
| $U_{AT}$<br>[V]  | $U_{BT}$<br>[mV] | $\frac{U_{AT}}{U_{BT}} \left[ \frac{V}{mV} \right]$ | $U_{AT}$<br>[V]         | $U_{BT}$<br>[mV] | $\frac{U_{AT}}{U_{BT}} \left[ \frac{V}{mV} \right]$ | $U_{AT}$<br>[V]         | $U_{BT}$<br>[mV] | $U_{AT}$<br>[V] | $U_{AT}$<br>[V]         | $U_{BT}$<br>[mV] | $U_{AT}$<br>[V] | $U_{AT}$<br>[V]         | $U_{BT}$<br>[mV] | $U_{AT}$<br>[V] |
| 399,97   | 103,987          | 3846,35   | 399,96                  | 103,986          | 3846,29   | 399,98                  | 104,011          | 399,98          | 399,98                  | 104,011          | 3845,55         | 399,96                  | 103,996          | 3845,92         |
| 399,96   | 103,986          | 3846,29   | 399,97                  | 103,986          | 3846,38   | 399,94                  | 104,010          | 399,94          | 399,94                  | 104,01           | 3845,21         | 399,94                  | 103,994          | 3845,80         |
| 399,96   | 103,984          | 3846,36   | 399,95                  | 103,987          | 3846,15   | 399,97                  | 104,009          | 399,97          | 399,97                  | 104,009          | 3845,53         | 399,97                  | 103,994          | 3846,09         |
| 399,97   | 103,984          | 3846,46   | 399,95                  | 103,986          | 3846,19   | 399,94                  | 104,007          | 399,94          | 399,94                  | 104,007          | 3845,32         | 399,96                  | 103,993          | 3846,03         |
| 399,98   | 103,986          | 3846,48   | 399,96                  | 103,986          | 3846,29   | 399,96                  | 104,007          | 399,96          | 399,96                  | 104,007          | 3845,51         | 399,96                  | 103,993          | 3846,03         |
| 399,98   | 103,985          | 3846,52   | 399,96                  | 103,986          | 3846,29   | 399,97                  | 104,008          | 399,97          | 399,97                  | 104,008          | 3845,57         | 399,97                  | 103,992          | 3846,16         |
| 399,97   | 103,986          | 3846,38   | 399,99                  | 103,987          | 3846,54   | 399,99                  | 104,007          | 399,99          | 399,99                  | 104,007          | 3845,80         | 399,96                  | 103,992          | 3846,07         |
| 399,95   | 103,989          | 3846,08   | 399,96                  | 103,986          | 3846,29   | 399,97                  | 104,007          | 399,97          | 399,97                  | 104,007          | 3845,61         | 399,96                  | 103,991          | 3846,10         |
| 399,97   | 103,988          | 3846,31   | 399,97                  | 103,984          | 3846,46   | 399,97                  | 104,007          | 399,97          | 399,97                  | 104,007          | 3845,61         | 399,95                  | 103,992          | 3845,97         |
| 399,99   | 103,989          | 3846,46   | 399,97                  | 103,985          | 3846,42   | 399,96                  | 104,001          | 399,96          | 399,96                  | 104,001          | 3845,73         | 399,95                  | 103,991          | 3846,01         |
| Promedio $\frac{U_{AT}}{U_{BT}} \left[ \frac{V}{mV} \right]$ | 3846,37          |   |                         |                  | 3846,33   |                         |                  | 3845,54         |                         |                  | 3845,54         |                         |                  | 3846,02         |
| Desv. est. $\left[ \frac{V}{mV} \right]$                     | 0,13             |   |                         |                  | 0,12  |                         |                  | 0,17            |                         |                  | 0,17            |                         |                  | 0,10            |

En la Tabla XX se resumen los resultados de la Tabla XIX. Se presenta la desviación porcentual del factor de escala respecto al obtenido en el punto 9.2. La desviación estándar es la obtenida en cada determinación del factor de escala y esta expresada como porcentaje respecto al factor de escala promedio obtenido. En la Fig. 71 se graficaron las desviaciones del factor de escala respecto a la obtenida en el punto 9.2.

Tabla XX: Resumen de los resultados de la Tabla XIX

| Cantidad de impulsos de 200 kV | Factor de escala [V/V] | Desviación respecto al factor obtenido en 9.1 [%] | Desviación estándar [%] |
|--------------------------------|------------------------|---|-------------------------|
| 0                              | 3846,5                 | 0,000   | 0,013                   |
| 10                             | 3846,4                 | -0,003  | 0,007                   |
| 20                             | 3846,3                 | -0,005  | 0,006                   |
| 30                             | 3845,9                 | -0,016  | 0,006                   |
| 40                             | 3845,5                 | -0,026  | 0,009                   |
| 50                             | 3846,0                 | -0,013  | 0,005                   |

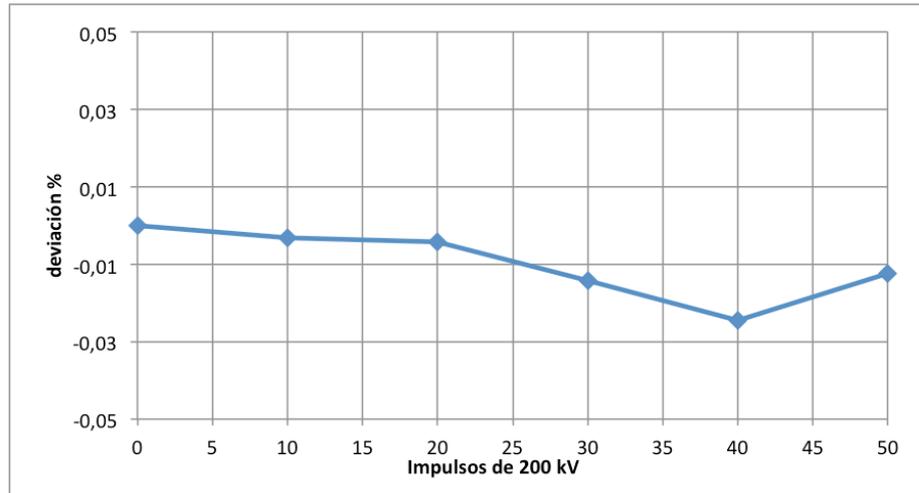


Fig. 71 - Estabilidad de corto plazo

Según la norma IEC 60060-2 [7] la contribución a la incertidumbre del sistema de medición  $u_{B3}$  (tipo B) y se calcula con la Ec. 60.

$$u_{B3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left| \frac{F_{antes}}{F_{después}} - 1 \right| \quad \text{Ec. 60}$$

Donde  $F_{antes}$  y  $F_{después}$  son los factores de escala del sistema antes y después de la prueba de estabilidad de corto plazo. En este caso se tomó el máximo apartamiento obtenido luego de la aplicación de 40 impulsos.

A partir de la Ec. 60 y los resultados de la Tabla XX resulta:

$$u_{B3} = 0,015 \%$$

## 9.6 Incertidumbre del factor de escala

La incertidumbre del factor de escala se obtiene siguiendo los lineamientos de IEC 60060-2 [7] y utilizando como guía los anexos A y B de la misma norma y las referencias [16, 54, 55].

### 9.6.1. Incertidumbre de la determinación del factor de escala del punto 9.2

En primer lugar se plantea en la Ec. 62 la función con la cual se obtiene el factor de escala  $F$ .

$$F = \frac{U_{AT}}{U_{BT}} \quad \text{Ec. 61}$$

En las expresiones Ec. 63 y Ec. 64 se calculan los coeficientes de sensibilidad  $c_1$  y  $c_2$  para las incertidumbres de las mediciones de las tensiones del punto 9.2.

$$c_1 = \frac{\partial F}{\partial U_{AT}} = \frac{1}{U_{BT}} \quad \text{Ec. 62}$$

$$c_2 = \frac{\partial F}{\partial U_{BT}} = -\frac{U_{AT}}{U_{BT}^2} \quad \text{Ec. 63}$$

La incertidumbre para cada medición resulta:

$U_{AT}$ : Medido con el multímetro HP 3455A

$$E_{U_{AT}} = \pm(0,015 \% \text{ de la lectura} + 1 \text{ dígito}) \quad \text{Ec. 64}$$

Según especificaciones del manual del equipo [56] para el rango de 1000 V.

La lectura promedio fue 399,95 V, por lo que el error resulta:

$$E_{U_{AT}} = \pm(0,015 \% \cdot 399,95 \text{ V} + 0,01 \text{ V}) = 0,07 \text{ V}$$

El error de resolución se toma como  $\pm 1 \text{ dígito}/2 = 0,01 \text{ V}/2 = 0,005 \text{ V}$ , despreciable frente al anterior y la incertidumbre típica de la medición de la tensión  $U_{AT}$ ,  $u_{U_{AT}}$  resulta igual a la determinada con la Ec. 64.

$U_{BT}$ : Medido con el multímetro HP 34401A,

$$E_{U_{BT}} = \pm(0,005 \% \text{ de la lectura} + 0,0035 \% \text{ del rango}) \quad \text{Ec. 65}$$

Según especificaciones del manual del equipo [57] para el rango de 100,000 mV

La lectura promedio fue 103,979 mV (el instrumento posee un 20 % de posibilidad de sobrerango), por lo que el error resulta:

$$E_{U_{AT}} = \pm(0,005 \% 103,979 \text{ mV} + 0,0035 \% 100,000 \text{ mV}) = 0,009 \text{ mV}$$

El error de resolución se toma como  $\pm 1 \text{ dígito}/2 = 0,001 \text{ mV}/2 = 0,0005 \text{ mV}$ , despreciable frente al anterior y la incertidumbre típica de la medición de la tensión  $U_{BT}$ ,  $u_{U_{BT}}$  resulta igual a la determinada con la Ec. 65.

Como ambas incertidumbres se obtuvieron a partir de información de manuales de los instrumentos los grados de libertad de las incertidumbres típicas resulta infinito según el anexo A de la norma IEC 60060-2 [7].

### 9.6.2. Incertidumbre expandida del factor de escala $F$

El primer paso es calcular la incertidumbre típica del factor de escala  $u_F$ . Ésta se obtiene con la Ec. 66 donde se consideran las contribuciones de las incertidumbres determinadas en el proceso de calibración:

$$u_F = \sqrt{(c_1 u_{U_{AT}})^2 + (c_2 u_{U_{BT}})^2 + c_A u_A^2 + \left(\sum c_{B_i} u_{B_i}\right)^2} \quad \text{Ec. 66}$$

Donde:

$c_1$  y  $c_2$ : Son los coeficientes de sensibilidad de  $u_{U_{AT}}$  y  $u_{U_{BT}}$  respectivamente

$u_{U_{AT}}$  y  $u_{U_{BT}}$ : Son las incertidumbres de las mediciones  $U_{AT}$  y  $U_{BT}$  respectivamente

$u_A$  es la contribución a la incertidumbre por la dispersión de los resultados obtenida en el punto 9.2.

$c_A$ : Es el coeficiente de sensibilidad de la incertidumbre  $u_A$  que resulta igual a 1.

$u_{B_i}$ : Son las contribuciones a la incertidumbre determinadas en los puntos 9.3, 9.4 y 9.5.

$c_{B_i}$ : Son los coeficientes de sensibilidad de las incertidumbres  $u_{B_i}$

En la Tabla XXI se presenta el esquema para el análisis de la incertidumbre típica de  $F$  (uncertainty budget).

**Tabla XXI - Esquema de incertidumbre (Uncertainty budget)**

| Magnitud        | Valor      | Incertidumbre típica | Grados de libertad | Coefficiente de sensibilidad | Contribución a la incertidumbre típica $\left[\frac{V}{V}\right]$ |
|-----------------|------------|----------------------|--------------------|------------------------------|---|
| $u_{U_{AT}}$    | 399,95 V   | 0,07 V               | $\infty$           | 9,61 V <sup>-1</sup>         | 0,67  |
| $u_{U_{BT}}$    | 103,797 mV | 0,009 mV             | $\infty$           | -36982 V <sup>-1</sup>       | -0,32   |
| $\Delta F_A$    | 0          | 0,08 $\frac{V}{V}$   | 9                  | 1                            | 0,08  |
| $\Delta F_{B1}$ | 0          | 0,13 %               | $\infty$           | 3846 $\frac{V}{V}$           | 5,0   |
| $\Delta F_{B2}$ | 0          | 0,06 %               | $\infty$           | 3846 $\frac{V}{V}$           | 3,5   |
| $\Delta F_{B3}$ | 0          | 0,015 %              | $\infty$           | 3846 $\frac{V}{V}$           | 0,54  |
| $u_F$           |            |                      |                    |                              | 6,1   |

**Grados de libertad efectivos:** Aplicando la ecuación A.13 de la IEC 60060-2 [7] se calculan los grados de libertad efectivos  $\nu_{eff}$ , Ec. 67.

$$\nu_{eff} = \frac{u_F^4}{\sum_{i=1}^N \frac{u_i^4}{\nu_i}} = 4 \times 10^8 \quad \text{Ec. 67}$$

A partir de ello y de la Tabla A.1 de IEC 60060-2 [7] corresponde un factor de cobertura  $k = 2$  para un intervalo de confianza de aproximadamente 95 %. Por lo tanto la incertidumbre expandida en la determinación del factor de escala  $U_F$  resulta:

$$U_F = k u_F = 2 \times 6,1 \frac{V}{V} \cong 12 \frac{V}{V}$$

Por lo tanto el factor de escala del sistema de medición se expresa como:

$$F = (3846 \pm 12) \frac{V}{V}$$

### 9.6.3. Incertidumbre de mediciones realizadas con el sistema de referencia

La tensión de cresta de un impulso  $\hat{V}$  será determinada como:

$$\hat{V} = \hat{V}_{osc} \times F \quad \text{Ec. 68}$$

La incertidumbre expandida en la medición de  $\hat{V}$ ,  $U_{\hat{V}}$  resultará:

$$U_{\hat{V}} = k u_{\hat{V}} = k \times \sqrt{u_F^2 + u_{osc}^2 + \left(\sum u_{B_i}\right)^2} \quad \text{Ec. 69}$$

Donde:

$u_{\hat{V}}$  es la incertidumbre típica de la medición

$k$  es el factor de cobertura

$u_{osc}$  es la incertidumbre típica debido a la adquisición de la señal por el osciloscopio registrador

$u_{B_i}$  son las contribuciones a la incertidumbre del tipo B por distintos efectos que influyen en la medición, entre ellos la contribución debido al uso del software de determinación de los parámetros discutido en el capítulo 7.

Se espera que la incertidumbre expandida en la medición de la tensión cresta sea menor al 1% tal como lo estipula la norma IEC 60060-2 [7] para impulsos completos y cortados en la cola.

#### *9.6.4. Observaciones*

A futuro deberá ser evaluada la deriva de los resistores con el tiempo, esta evaluación de largo plazo será llevada a cabo durante un año midiendo el factor de escala mes a mes obteniendo la característica de deriva con el tiempo.

El efecto de la temperatura ambiente es otro factor de influencia. Se evaluará cuando se presente una variación importante de la temperatura. Las mediciones hasta ahora fueron realizadas a una temperatura promedio de 20°C. En la sala de AT del IITREE la temperatura máxima puede llegar a 30°C. Se esperará esta condición para determinar el factor de escala y su variación.

Además se pretende determinar la medida en que se ve afectado el factor de escala cuando el sistema es desarmado y vuelto a armar. En el diseño se prestó atención a que las conexiones no propongan impedancias comparables con los valores de los resistores, sin embargo una demostración práctica otorgará confianza al sistema de medición.

La incertidumbre en la determinación de los parámetros de tiempo será obtenida por comparación con otro sistema de medición. Se prevé una calibración completa del sistema con respecto al sistema de referencia para impulso atmosférico que posee el Instituto de Alta Tensión y Transmisión de Energía de la Universidad Nacional de Tucumán, [4].

## ***10. Aspectos destacados, conclusiones y trabajos a futuro***

En este capítulo se presentan aquellos aspectos del desarrollo del trabajo que merecen ser resaltados como también las conclusiones del trabajo y las tareas a desarrollar a futuro.

### **10.1. Aspectos destacados**

La búsqueda bibliográfica recolectó los parámetros de respuesta, las dimensiones y las características principales de al menos diez sistemas de referencia que existen en algunos de los principales laboratorios de calibración y ensayos en el mundo. Los mismos se presentan en la Tabla IV.

El análisis bibliográfico sobre la tecnología de construcción de divisores arrojó que se obtienen buenos resultados y son de simple manufactura los divisores con resistores de alambre. En estos casos el tipo de bobinado debe ser anti-inductivo. Dentro de los materiales que pueden ser utilizados se destaca al Nicromo como el que mejores características presenta. Dada la disponibilidad se utilizó Constantán con buenos resultados, como se ha demostrado en la caracterización por ensayos.

En la etapa de diseño se realizaron distintos análisis evaluando el valor de resistencia de alta tensión del divisor y obteniendo un rango de posibles valores. Finalmente, se determinó un rango de valores que compatibilizaron todos los análisis. Este rango fue de 10 a 12 k $\Omega$ .

Los resistores de BT fueron diseñados con el fin de que la conexión entre el divisor y el registrador sea completamente adaptada. Para obtener la constante de división requerida fue necesario la construcción de un divisor secundario (atenuador x 15).

El diseño del apantallamiento requirió el desarrollo de una rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos, la cual fue utilizada en forma exitosa en el diseño del electrodo. Se analizaron las dimensiones del electrodo encontrando las que otorgaban una distribución más lineal sobre el resistor de alta tensión del divisor. Además se analizó la utilización de varillas en forma de haz que simplificaron la construcción del electrodo.

La construcción del prototipo presentó grandes desafíos. Llevar el diseño a un dispositivo real representa uno de los grandes logros de la tesis. Alguna de las tareas debieron ser encomendadas a técnicos especialistas y esto demandó un arduo trabajo de gestión para que el producto pedido cumpla con los requerimientos necesarios. El prototipo construido permite su completo desarmado para el guardado y fácil traslado. Cabe resaltar que se ha adquirido una valiosa experiencia en la construcción de resistores bobinados, muy útil en la técnica de alta tensión.

El software de cálculo de parámetros de la respuesta al escalón fue muy útil en la evaluación del comportamiento dinámico del sistema de medición.

En el capítulo 8 se determinó que los requerimientos impuestos por la norma IEC 61083:2001 no permiten el uso de osciloscopios de uso convencional, debido que las incertidumbres especificadas por el fabricante para los modelos de uso general de las marcas consultadas superan los límites aceptados.

### **10.2. Conclusiones**

Para el diseño del electrodo de apantallamiento se elaboró una rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos. Los resultados obtenidos en la prueba de desempeño dinámico validaron el correcto diseño obtenido con esta técnica. Además no se detectaron descargas de ningún tipo por lo que se demuestra que no se superó el campo eléctrico crítico del aire ante la tensión máxima de diseño de 200 kV, tal como se planteó en la etapa de diseño. La rutina de campo eléctrico es una valiosa herramienta que podrá ser fácilmente adaptada para la resolución de otros problemas ligados a la técnica de alta tensión.

Los procesos de fabricación de los resistores fueron ajustados hasta lograr la calidad deseada para este tipo de dispositivos, es así que se desarrolló un procedimiento de fabricación para resistores de alta tensión adecuado a las prestaciones requeridas.

Tanto el divisor como sus accesorios se encuentran documentados en planos generales y de detalle.

El software desarrollado para la determinación de los parámetros de los impulsos cumplió los requerimientos de la norma IEC 61083-2:2013 para impulsos completos, incluyendo el procedimiento de evaluación de los impulsos con oscilaciones y sobre-picos en el frente mediante el k-factor de la IEC 60060-1:2010.

Las pruebas efectuadas sobre el sistema de medición tuvieron resultados satisfactorios.

En la determinación del factor de escala se utilizó instrumental con trazabilidad a los patrones nacionales. Los mismos instrumentos fueron utilizados al determinar la deriva del factor de escala debido al autocalentamiento originado por la aplicación de los impulsos de tensión. La variación fue sólo de 0,02 % luego de la aplicación de 50 impulsos de 200 kV.

Como se mencionó anteriormente en la prueba de desempeño dinámico se obtuvieron resultados satisfactorios. Esta evaluación fue realizada a partir de la respuesta al escalón con la cual se logró además una estimación de la contribución a la incertidumbre global aplicando la técnica de convolución con impulsos simulados que cubrieron el intervalo nominal.

La linealidad del divisor fue corroborada mediante un sensor de campo eléctrico, este método normalizado fue de simple realización y puede ser aplicado en una amplia gama de tensiones.

Luego de las pruebas se determinó el factor de escala con una incertidumbre expandida de solo 0,31%. Esto permitiría la medición de la tensión de cresta de los impulsos completos con una incertidumbre expandida menor al 0,7 % tal como lo especifica la norma IEC 60060-2:2010 para los sistemas de medición de referencia.

A partir de los resultados de las pruebas y verificaciones realizadas se concluye que el objetivo del trabajo fue alcanzado ya que se diseñó, construyó y verificó un divisor de tensión que podrá ser utilizado como un sistema de medición de referencia.

### **10.3. Trabajos a futuro**

Se construirá otro resistor de amortiguamiento que reduzca el sobre-pico inicial de la repuesta al escalón. Este cambio implicará la repetición de la mayoría de las pruebas del capítulo 9.

Se planea seguir realizando pruebas sobre el factor de escala con la intención de determinar la estabilidad del mismo ante variaciones de la temperatura ambiente y por la deriva por envejecimiento de los materiales (estabilidad de largo plazo).

Otro efecto que debe ser explorado es la estabilidad del factor de escala cuando el sistema es desarmado y transportado. Se prevé la repetición de las tareas de armado-desarmado buscando posibles cambios en el factor de escala.

Se prevé la realización de una calibración con otro sistema de referencia por comparación. La prueba se llevará a cabo en el Laboratorio de Alta Tensión de la Universidad Nacional de Tucumán. Este laboratorio cuenta con un sistema de referencia que posee trazabilidad internacional gracias a la participación en una ronda internacional de calibraciones en el año 2003.

En esta calibración por comparación con impulsos de alta tensión se compararán los resultados obtenidos hasta ahora, realizadas con señales de baja tensión, permitiendo evaluar el desempeño de los métodos de calibración.

Resulta de interés la implementación de un sistema de medición de referencia de mayor tensión. Se utilizará para ello la experiencia de este primer prototipo utilizando los buenos resultados obtenidos y mejorando aquellos aspectos que presentaron problemas.

## *Capítulo 10: Aspectos destacados, conclusiones y trabajos a futuro*

En Argentina existen generadores de impulsos atmosféricos que alcanzan los 2 MV, con un sistema de medición de referencia de de 400 kV se podrán calibrar los sistemas de medición asociados a esos generadores.

Otro objetivo a futuro es promover una ronda de calibración a nivel nacional entre los laboratorios de alta tensión que posean sistemas de referencia. Sería provechoso que el INTI participe de la misma de manera que los laboratorios posean trazabilidad con la Institución a cargo de los patrones nacionales.

## 11. Referencias

- [1] ISO/IEC 17025:2005 “General requirements for the competence of testing and calibration laboratories”.
- [2] <http://www.inti.gob.ar/>
- [3] <http://www.iitree-unlp.org.ar/>
- [4] <http://www.herrera.unt.edu.ar/alta-tension/LAT/index.htm>
- [5] J. Hällström<sup>1</sup>, M. Aro, Marja-Leena Pykälä, R. Diaz, P. Munoz Rojas, F. Chagas, J. Kuffel, B.I. Gururaj, L. Satish, J. Rungis, I.S. Kim, Z. Lian Hong, J. Wang. “Progress of a Worldwide Comparison of LI Measuring Systems-Round 2”-XIIIth. International Symposium on High Voltage Engineering, Netherlands 2003, pp. 526, Millpress 2003, ISBN 90-77017-79-8.
- [6] IEC 61083-1:2001 “Instruments and software used for measurement in high-voltage impulse tests - Part 1: Requirements for instruments”
- [7] IEC 60060-2:2010 “High-voltage test techniques – Part 2: High-voltage test techniques - Part 2: Measuring systems”.
- [8] F. Rachidi, A. Borghetti, A.C. Britten, J. Cook, A. Galvan Diego, L. Grcev, T. Henriksen, B. Heroso, J. Hoeffelman, L. Kocis, P. Martinez Cid, J. Mc Daniel, J. Michaud, P. Munoz Rojas, C. A. Nucci, R.G. Olsen, B. Richter, A. Sekso, W.H. Siew, J. Sinclair, H.L. Soibelzon “Protection of MV and LV Networks Against Lightning. Part 1: Common Topics.” WG C4.4.02 Cigré BT 287, Febrero 2006.
- [9] Y. Li, J. Hällström, W. Larzelere, A. Bergman, J. Rickmann, W. Hauschild, R. Diaz, F. Garnacho, T. McComb, S. Okabe, Y. X. Zhang, A P. Elg, “Past, Present and Future of IEC and IEEE High-voltage and High Current Testing Standards”, Cigré TB 593 Agosto 2014.
- [10] IEC 60060-1:2010 “High-voltage test techniques – Part 1: General definitions and test requirements.”
- [11] IEC 61083-2:2013 “Instruments and software used for measurement in high-voltage and high-current tests - Part 2: Requirements for software for tests with impulse voltages and currents”
- [12] IEC 60052:2002 “Voltage measurement by means of standard air gaps”
- [13] Gorur G. Rajun, “Dielectrics in Electric Fields”, Marcel Dekker, 2003
- [14] Arnold Roth, “Técnica de la alta tensión”, Editorial Labor, 1966.
- [15] N. L. Allen, “Mechanisms of air breakdown”, Capítulo 1 de “Advanced in High Voltage Engineering” , The Institution of Engineering and Technology, IET Series 40. 2004.
- [16] K. Schon, “High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques”, Springer International Publishing, 2013.
- [17] E. Kuffel, W. S. Zaengl, J. Kuffel, “High Voltage Engineering Fundamentals”, 2da ed., Ed. Newnes, 2000.
- [18] <http://www.haefely-hipotronics.com>
- [19] <http://www.highvolt.de>
- [20] T. R. McComb, F. A. Chagas, R. C. Hughes, G. Rizzi and K. Schon, Electra, No. 161, pp. 105-119, 1995.
- [21] Dieter Kind, Hermann Karner “High-Voltage Insulation Technology”, Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 1985.

- [22] K. Schon, R. Schulte “Intercomparison of High Voltage Impulse Measurements - Synthesis report” Commission of the European Communities, BCR Information Report EUR 13682 EN, 1991.
- [23] Rungis, J., R. McComb, R. C. Hughes, G. Rizzi, , M. Aro, R. Díaz, F. Garnacho, J Hallstrom, V. Jaroslowski, J. Kuffel, W Larzelere, M Muhr, P Munhoz Rojas, B Sacepere and K. Schon “Use of low voltage calibrators in impulse voltage measurement. *Electra*, No. 189, pp. 83–109, 2000.
- [24] Yang Pan, Haiming Shao, Dengming Xiao, Lei Lai, Leibing Shi, Liren Zhou, and Wei Zhao “Development of 300-kV Air-Insulation Standard Impulse Measurement System” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 64, Nro. 6, junio 2015.
- [25] Frank C. Creed “The Generation and Measurement of High Voltage Impulses”, Center Book Publishers, 1989.
- [26] F. Campisi, E. Rinaldi, G. Rizzi, C. Valagussa, “A new wirewound resistive divider for steep front impulse tests: Design criteria and calibration procedure” Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering 1999. (Conf. Publ. No. 467).
- [27] Yang Pan; Haiming Shao; Dengming Xiao; Lei Lai; Leibing Shi; Liren Zhou; Wei Zhao “Development of 300-kV Air-Insulation Standard Impulse Measurement System” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.: 64, Ed. 6, Pág. 1627 – 1635, 2015.
- [28] Tatsuya Harada; Tatsuo Kawamura; Yoshi Akatsu; Kenji Kimura; Toru Aizawva “Development of a High Quality Resistance Divider for Impulse Voltage Measurements” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-90, Ed. 5, Pág. 2247 – 2250, 1971.
- [29] Dieter Kind, Kurt Feser “High-voltage Test Techniques” Newnes, 2001.
- [30] ASM “Properties and Selection: Nonferrous Alloys and Special-Purpose Materials. ASM Handbook Volume 2. ASM International”, 1990.
- [31] Cayetano J. Russo, “Tecnología de los materiales de uso electrónico”. Editorial Edicient, 1976.
- [32] <http://www.copper.org/>
- [33] Matthew N. O. Sadiku “Elementos de electromagnetismo”. Oxford University Press, 2003.
- [34] Haefely DIAS® 733. [Http://www.haefely-hipotronics.com/wp-content/uploads/2015/12/LL\\_DIAS733\\_151125.pdf/](Http://www.haefely-hipotronics.com/wp-content/uploads/2015/12/LL_DIAS733_151125.pdf/)
- [35] <http://www.strauss-mess.de/dokumente/4-TRAS-DigitalRecorder.pdf>
- [36] <http://www.aperam.com/>
- [37] [http://www.dolpark.com.ar/dolpark\\_c3\\_-\\_b.html](http://www.dolpark.com.ar/dolpark_c3_-_b.html)
- [38] IEC 60060-2:1994 “High-voltage test techniques – Part 2: Measuring systems”.
- [39] L. Catalano, R.R. Diaz, R.E. Alvarez, “Diseño óptimo del apantallado de un divisor resistivo de alta tensión”, ID 174, Argencon 2016.
- [40] Li, Y., Rungis, J., Pfeffer, A. “The voltage and time parameter measurement uncertainties of a large damped capacitor divider due to its non-ideal step response”. 15th ISH Ljubljana, paper T10-499, 2007.
- [41] Qi, Q.-C., Zaengl, W.S. “Investigation of errors related to the measured virtual front time T1 of lightning impulses”. *IEEE Trans.* Vol. PAS 102, Pág. 2379–2390, 1983.
- [42] J. Rungis, K. Schon, “The evaluation of impulse divider response parameters”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 3, Ed 1, 1988.

- [43] Okabe, S., Tsuboi, T. and Ueta, G., "Comprehensive Evaluation of the K factor. Values in the Lightning Impulse Voltage Test Techniques for UHV class Electric Power Equipment", IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 19, Nro. 3, Pág. 812-820, 2012
- [44] F. Garnacho, A. Khamlichi, A. Valladolid, P. Simón, M. Valcárcel, "Test Voltage Function for Oscillating Lightning Impulses in Nonhomogenous Air Gaps", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 29, Nro. 5, 2014.
- [45] R.R. Diaz, A.A. Segovia, "A Physical Approach of the Test Voltage Function for Evaluation of the Impulse Parameters in Lightning Impulse Voltages with Superimposed Oscillations and Overshoots", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 23, Issue 5, pp. 2738-2746, October 2016.
- [46] <http://www.keysight.com/>
- [47] <http://teledynelecroy.com/>
- [48] <http://www.tek.com/>
- [49] IEEE 1122-1998 (R2007): "IEEE Standard for Digital Recorders for Measurements in High-Voltage Impulse Tests".
- [50] D. Esteban, G. Camacho, "Sistema de medición de transitorios en alta tensión mediante sensores de campo eléctrico de 10 MHz de ancho de banda". IT-1135-07, Archivo IITREE, 2007.
- [51] M. D. del Pozo, D. Esteban, P. Issouribehere, A. Funes, A. Ledesma "Mediciones de transitorios durante las maniobras de seccionadores en estaciones transformadoras de 500 kV". XIII ERIAC, 05-2009.
- [52] M. D. del Pozo, D. Esteban, P. Issouribehere, A. Funes, A. Ledesma "Field measurements and modelling of high frequency transients during disconnect switch operations in EHV Substations. Assessment of their effects on Current Transformers". Bienal Cigré, 2010.
- [53] Tektronix, "User Manual. TDS3000B Series -Digital Phosphor Oscilloscopes." 071-0957-04.
- [54] Ricardo Dias "Introducción a la Incertidumbre en las Mediciones según la Guía del Comité Internacional de Pesas y Medidas". Apunte de cátedra Medidas Eléctricas, Facultad de Ingeniería UNLP, 2012.
- [55] BIPM (Bureau International des Poids et Mesures), "Evaluation of measurement data. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement", JCGM 100, First edition. September 2008 (GUM 1995 with minor corrections).
- [56] Hewlett Packard, "Operating and service manual. Model 3455A Digital Voltmeter". Hewlett Packard Company 1976.
- [57] Hewlett Packard, "Service Guide. HP 34401A Multimeter". Hewlett Packard Company Edition 4, 1996.

***Anexo 1      Respuesta de circuitos RC y RLC ante escalones y  
rampas***

### A1.1. Análisis de un circuito RC

#### A1.1.1. Función de transferencia $F(s)$ de un circuito RC (Fig. 72)

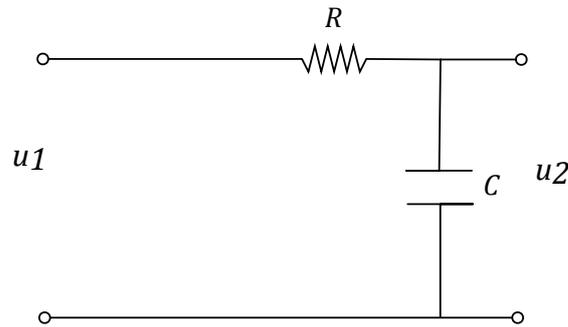


Fig. 72 - Circuito RC

$$U_2(s) = U_1(s) \frac{1/sC}{R + 1/sC} = U_1(s) \frac{1}{1 + RCs} \quad \text{Ec. 70}$$

Si  $\tau=RC$ , entonces:

$$U_2(s) = U_1(s) \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{Ec. 71}$$

Y la función transferencia resulta:

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{Ec. 72}$$

#### A1.1.2. Respuesta del sistema RC ante un escalón unitario

En este caso

$$U_1(s) = \frac{1}{s} \quad \text{Ec. 73}$$

Y  $U_2(s)$  resulta:

$$U_2(s) = \frac{1}{s(1 + \tau s)} \quad \text{Ec. 74}$$

Se divide en los polos de la función:

$$U_2(s) = \frac{1}{s(1 + \tau s)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{(1 + \tau s)} \quad \text{Ec. 75}$$

De donde:

- $A=1$
- $B=-\tau$

$$U_2(s) = \frac{1}{s} - \frac{\tau}{(1 + \tau s)} \quad \text{Ec. 76}$$

Antitransformando al dominio del tiempo se obtiene la  $u_{2\_escalón}(t)$

$$u_{2\_escalón}(t) = 1 - e^{-t/\tau} \quad \text{Ec. 77}$$

**A1.1.3. Respuesta del sistema RC ante una función rampa:**

En este caso:

$$U_1(s) = \frac{1}{s^2} \quad \text{Ec. 78}$$

Y  $U_2$  resulta:

$$U_2(s) = \frac{1}{s^2(1 + \tau s)} = \frac{A}{s^2} + \frac{B}{s} + \frac{C}{(1 + \tau s)} \quad \text{Ec. 79}$$

Donde:

- $A = -\tau$
- $B = 1$
- $C = \tau^2$

Por lo que trabajando con la expresión se obtiene:

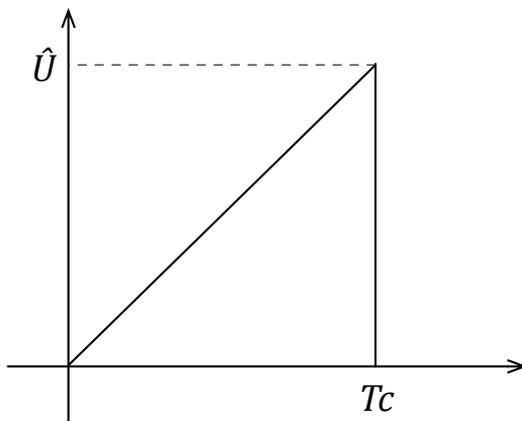
$$U_2(s) = \frac{1}{s^2(1 + \tau s)} = \frac{1}{s^2} - \frac{\tau}{s} + \frac{\tau^2}{(1 + \tau s)} \quad \text{Ec. 80}$$

Antitransformando al dominio del tiempo se obtiene la  $u_{2\_rampa}(t)$

$$u_{2\_rampa}(t) = t - \tau(1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{Ec. 81}$$

**A1.1.4. Respuesta del sistema RC a una rampa lineal cortada en  $T_c$**

Considerando la función de entrada de la Fig.73 como la suma de tres funciones simples como se muestra en la Fig. 74, se obtiene la respuesta como la Ec. 87.



$$u_1(t) = \begin{cases} \frac{\hat{U}}{T_c} t & 0 < t < T_c \\ 0 & t > T_c \end{cases} \quad \text{Ec. 82}$$

**Fig. 73** - Impulso cortado en el frente

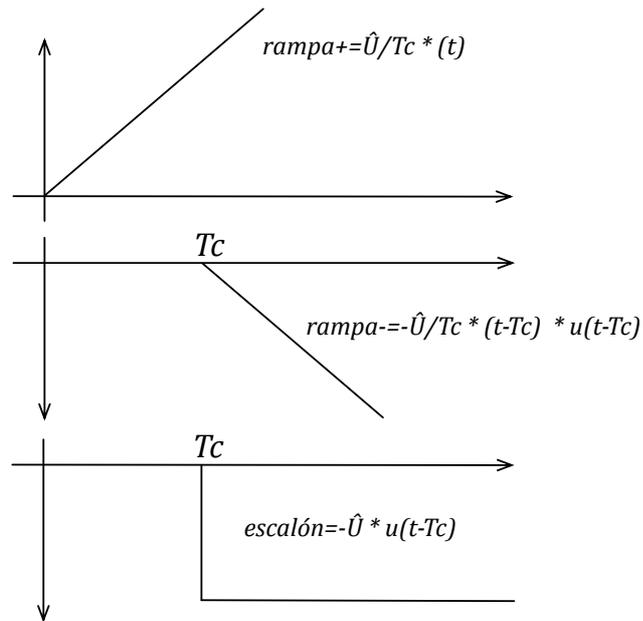


Fig. 74 - Descomposición del impulso en tres funciones simples

$$u_1(t) = rampa(+) + rampa(-) + escalón$$

Ec. 83

$$u_2(t) = u_{2\_rampa}(t) - \left[ u_{2\_rampa}(t - Tc) + u_{2\_rampa}(Tc) \times u_{2\_escalón}(t - Tc) \right] \times escalón(t - Tc) \quad \text{Ec. 84}$$

Si se considera que  $Tc \gg \tau$ , tal que

$$u_{2\_rampa}(Tc) = Tc$$

Ec. 85

$$u_2(t) = \left[ t - \tau \left( 1 - e^{-t/\tau} \right) \right] - \left[ (t - Tc) - \tau \left( 1 - e^{-(t-Tc)/\tau} \right) + Tc \left( 1 - e^{-(t-Tc)/\tau} \right) \right] \times esc.(t - Tc) \quad \text{Ec. 86}$$

$$u_2(t) = \left[ t - \tau \left( 1 - e^{-t/\tau} \right) \right] - \left[ t - Tc - (\tau - Tc) \left( 1 - e^{-(t-Tc)/\tau} \right) \right] \times escalón(t - Tc) \quad \text{Ec. 87}$$

## A1.2. Análisis de un circuito RLC

### A1.2.1. Función de transferencia $F(s)$ de un circuito RLC (Fig. 75).

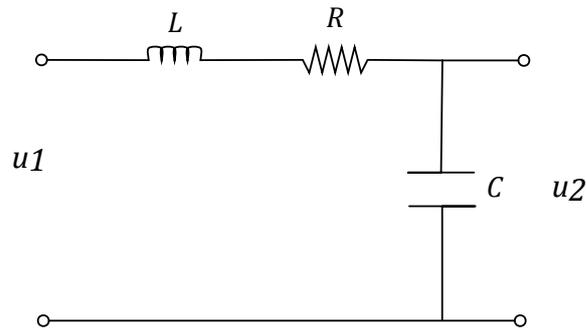


Fig. 75 - Circuito RLC

Del circuito Fig. 75 la tensión  $U_2$  se obtiene como:

$$U_2(s) = U_1(s) \frac{1/sC}{R + sL + 1/sC} = U_1(s) \frac{1/LC}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad \text{Ec. 88}$$

Y la función transferencia  $F(s)$ :

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1/LC}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad \text{Ec. 89}$$

Definiendo las constantes  $w_n$ , frecuencia natural  $\zeta$ , como el factor de amortiguamiento [58].

$$A = \frac{1}{LC} \quad \text{Ec. 90}$$

$$w_n = \sqrt{1/LC} \quad \text{Ec. 91}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{R_d}{w_n L} \quad \text{Ec. 92}$$

La función transferencia  $F(s)$  se puede expresar como:

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{A}{(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)} \quad \text{Ec. 93}$$

### A1.2.2. Respuesta del sistema RLC ante un escalón unitario:

Nuevamente:

$$U_1(s) = \frac{1}{s} \quad \text{Ec. 94}$$

Y  $U_2(s)$  resulta:

$$U_2(s) = \frac{A}{s(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)} \quad \text{Ec. 95}$$

Se divide en los polos de la función:

$$U_2(s) = \frac{A}{s(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{B}{s} + \frac{C}{(s - s_1)} + \frac{D}{(s - s_2)} \quad \text{Ec. 96}$$

Las raíces  $s_1$  y  $s_2$  se obtienen con la Ec. 97.

$$s_{1(2)} = -\zeta \omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad \text{Ec. 97}$$

Por lo tanto las constantes **B**, **C** y **D** resultan:

$$B = \frac{A}{s_1 s_2} \quad \text{Ec. 98}$$

$$C = \frac{-A}{s_1(s_1 - s_2)} \quad \text{Ec. 99}$$

$$D = \frac{-A}{s_2(s_1 - s_2)} \quad \text{Ec. 100}$$

Antitrasnformando la Ec. 96 se obtiene la respuesta temporal al escalón unitario del sistema RLC:

$$u_{2\_escalón}(t) = B + C e^{s_1 t} + D e^{s_2 t} \quad \text{Ec. 101}$$

### A1.2.3. Respuesta del sistema RLC ante una rampa de crecimiento lineal:

Nuevamente:

$$U_1(s) = \frac{1}{s^2} \quad \text{Ec. 102}$$

Y  $U_2(s)$  resulta:

$$U_2(s) = \frac{A}{s^2(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad \text{Ec. 103}$$

Se divide los polos de la función:

$$U_2(s) = \frac{A}{s^2(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{E}{s} + \frac{F}{s} + \frac{G}{(s - s_1)} + \frac{H}{(s - s_2)} \quad \text{Ec. 104}$$

Por lo tanto las constantes **B**, **C**, **D** y **E** resultan:

$$E = \frac{A}{s_1 s_2} \quad \text{Ec. 105}$$

$$F = \frac{A(s_1 + s_2)}{(s_1 s_2)^2} \quad \text{Ec. 106}$$

$$G = \frac{F s_2 - E}{(s_1 - s_2)} \quad \text{Ec. 107}$$

$$H = -(F + G) \quad \text{Ec. 108}$$

Antitrasnformando la Ec. 104 se obtiene la respuesta temporal a una función rampa:

$$u_{2\_rampa}(t) = Et + F + G e^{s_1 t} + H e^{s_2 t} \quad \text{Ec. 109}$$

**A1.2.4. Respuesta del sistema RLC a una rampa lineal cortada en  $Tc$ .**

La respuesta  $u_2$  se obtiene de la misma manera que la Ec. 87.

$$u_2(t) = u_{2\_rampa}(t) - \left[ u_{2\_rampa}(t - Tc) + u_{2\_rampa}(Tc) \times u_{2\_escalón}(t - Tc) \right] \times \text{escalón}(t - Tc) \quad \text{Ec. 110}$$

Si se considera que  $Tc \gg \tau$ , tal que:

$$u_{2\_rampa}(Tc) = ETc + F \quad \text{Ec. 111}$$

De lo que se obtiene:

$$u_2(t) = (Et + F + G e^{s_1 t} + H e^{s_2 t}) - \left[ (Et + F + G e^{s_1(t-Tc)} + H e^{s_2(t-Tc)}) - (ETc + F)(B + C e^{s_1 t} + D e^{s_2 t}) \right] \times \text{escalón}(t - Tc) \quad \text{Ec. 112}$$

**A1.3. Referencias:**

- [58] W. H. Hayt, J. Kemmerly, "Análisis de circuitos en ingeniería", McGraw-Hill, 1988.
- [59] K. Schon, "High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques", Springer International Publishing, 2013.

***Anexo 2 Medición de la inductancia del lazo***

### A2.1. Medición de la inductancia del lazo

Se construyó un lazo de dimensiones similares al que se generaría entre el divisor, la conexión y los planos de tierra. En la Foto 16 se muestra la instalación preparada para la medición.

El caño horizontal fue de 40 mm de diámetro y un largo de 1,6 m. La resistencia de alta tensión fue simulada con un tubo de PVC de 10 cm de diámetro y de altura 1,6 m forrado con papel de aluminio. De esta forma se formó un lazo de forma cuadrada de 1,6 m de lado.



Foto 16 - Instalación de la prueba

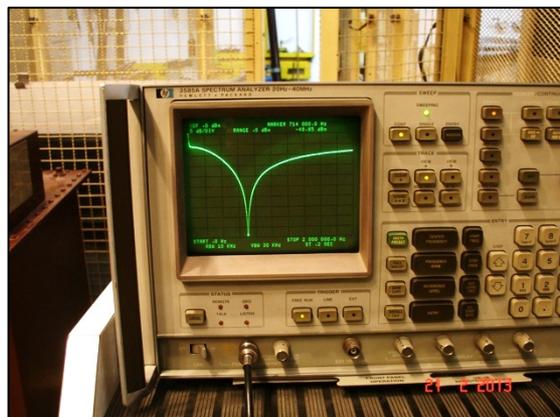


Foto 17 - Analizador de espectro

La medición se llevó a cabo buscando la frecuencia de resonancia entre un capacitor de valor conocido y la inductancia incógnita  $L$ . Se utilizó un analizador de espectro marca HP modelo 3585A que se muestra en la Foto 17.

En la Fig. 76 se muestra el circuito utilizado para la medición.

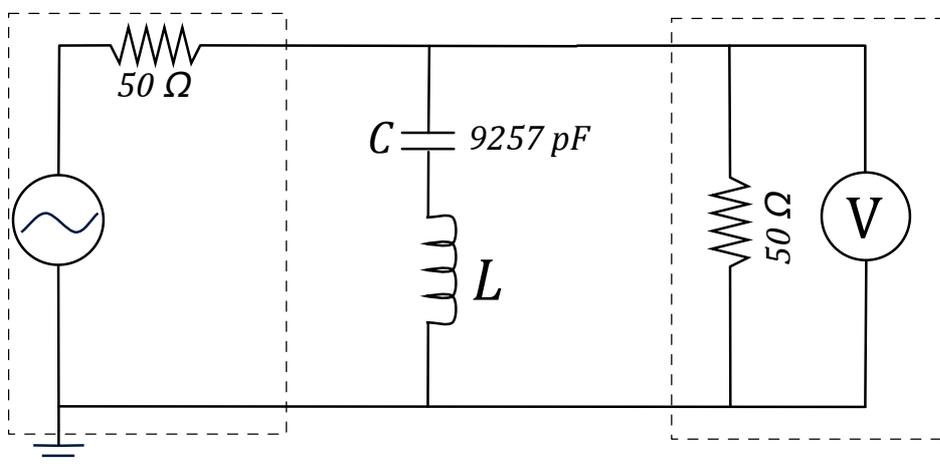


Fig. 76 - Circuito utilizado para la medición de  $L$

En la Fig. 76 los elementos en recuadros con línea de trazos son: el de la derecha el generador de tracking y el de la izquierda el voltímetro sintonizado del analizador de espectro.

Con un capacitor  $C$  de 9257 pF la frecuencia de resonancia fue  $f_0 = 1010$  kHz. Siendo  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \text{Ec. 113}$$

La inductancia calculada fue  $L = 2,7 \mu\text{H}$ .

***Anexo 3      Rutina de cálculo de parámetros de respuesta al  
escalón para un circuito RLC***

### Anexo 3: Rutina de cálculo de parámetros de respuesta al escalón para un circuito RLC

```
1  clc
2  close all
3  clear all
4
5  RD=50:50:700;%Resistencia de amortiguamiento, se analiza desde 50
   a 700  $\Omega$ 
6  resultados=zeros(size(RD,2),5);
7  Ts=0;
8  B=0;
9  for f=1:1:size(RD,2);
10
11  C=57e-12; %capacitancia en Farad
12  L=2.7e-6; %Inductancia del lazo en Henry
13  R=9500; %Resistencia del divisor en  $\Omega$ 
14  Rd=RD(f); %Resistencia de amortiguamiento
15
16  A=1/(C*L); %constante A
17  wn=((Rd+R)/(R*L*C))^0.5; %pulsación angular
18  e=1/(2*wn)*(Rd/L+1/(R*C)); %factor de amortiguamiento
19
20  t=0:1e-10:1e-6; %vector de tiempo
21
22  s1=(-e*wn+wn*((e^2-1)^0.5)); %raíz s1
23  s2=(-e*wn-wn*((e^2-1)^0.5));%raíz s2
24
25  B=A/(s1*s2); %constante B
26  D=-A/(s1-s2)*1/s2;%constante D
27  C=-B-D;%constante E
28
29  u=(B+C*exp(s1*t)+D*exp(s2*t)); %respuesta al escalón
30
31  u=u/u(size(u,2));%respuesta al escalón normalizada
32
33  %cálculo de parámetros según IEC 60060-2:2010.
34  g=zeros(size(u,2),1);
35      for i=2:size(u,2);
36          g(i)=(1-u(i))*1e-10+g(i-1);
37      end
38  g=g/1e-9;
39
40  TN=g(size(g,1)); %Tiempo de respuesta experimental en nano segundos
41  Ta=max(g); %Tiempo de respuesta parcial en nano segundos
42
43  ts1=TN+0.02*t*1e9;
44  ts2=TN-0.02*t*1e9;
45  dif1=g-ts1';
46  dif2=g-ts2';
47  Ts1=1e-10/1e-9*max(find(abs(dif1)<0.05));
48  Ts2=1e-10/1e-9*max(find(abs(dif2)<0.05));
49  Ts=max([Ts1;Ts2]);%tiempo de establecimiento en nano segundos
50
51  B=(max(u)-1)*100;%Sobre-pico en %
52
53  plot(t,u,'k','LineWidth',1);
54  hold on
55
56  resultados(f,1)=abs(Rd);
57  resultados(f,2)=abs(Ta);
58  resultados(f,3)=abs(TN);
59  resultados(f,4)=abs(Ts);
60  resultados(f,5)=abs(B);
```

### *Anexo 3: Rutina de cálculo de parámetros de respuesta al escalón para un circuito RLC*

```
61 end
62 fid = fopen(['resultados_TN_Ta_Ts_B.txt'],'w');
63     fprintf(fid,'%6.2f %6.2f %6.2f %6.2f %6.2f\r',resultados);
64     fclose(fid)
65 figure
66 plot(resultados(:,1),resultados(:,2),resultados(:,1),resultados(:,3))
67 hold on
68
69 xlabel('Resistencia de amortiguamiento [Ohm]')
70 ylabel('Ta - TN - Ts [ns]')
71
72 plotyy(resultados(:,1),resultados(:,4),resultados(:,1),resultados(:,5))
73 legend('Ta','TN','Ts','B');
74
```

***Anexo 4      Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método  
de los elementos finitos***

#### **A4.1 Introducción**

El diseño del electrodo de apantallamiento del divisor de tensión queda determinado por la distribución de potencial que éste genere sobre el cuerpo del divisor. El cálculo analítico del campo eléctrico establecido por el electrodo resulta complejo o sino imposible. Además las herramientas de cálculo en la actualidad brindan soluciones adecuadas con un esfuerzo relativamente menor a la solución analítica.

La técnica más utilizada para el cálculo de campos electrostáticos es el método de los elementos finitos (**Finite Element Method**). Existen en el mercado numerosos programas de simulación campo eléctrico por FEM, entre los más reconocidos se pueden nombrar el *QuickField* de *Tera Analysis* o el *Maxwell* de *Ansys*. El IITREE-LAT posee un software de FEM adquirido en el año 2004 el *Opera* de *Vector Field*.

El uso de estos programas requiere el conocimiento no sólo de la física de los problemas sino también de los métodos de cálculo que utilizan.

El problema permite resolver la distribución del campo eléctrico con geometría de revolución. Aunque el paquete de programas de *Opera* de *Vector Field* puede resolver esta geometría, esta opción no fue adquirida en la versión disponible en el IITREE-LAT. Se podría resolver este problema pero realizando un modelo en 3D el cual hubiera requerido demasiado trabajo de elaboración del modelo, por lo que se descartó su utilización.

De los programas citados existen versiones educativas de libre difusión, sin embargo, están limitados en la cantidad de elementos en la que se puede dividir la geometría y resultó imposible obtener una solución adecuada del problema.

La adquisición de un nuevo software no fue justificada para la resolución de este único problema.

Dada la geometría simple y considerando que se necesitaban soluciones modificando sólo las dimensiones de los elementos se decidió elaborar una rutina de cálculo que solucione el problema planteado.

Además la posibilidad de que el programa calcule varias geometrías (distintos radios y alturas del electrodo) al mismo tiempo le brinda una ventaja extra con respecto las otras alternativas.

#### **A4.2 Aplicación del método de los elementos finitos para el cálculo del campo eléctrico**

El cálculo del campo eléctrico implica la resolución de la ecuación de Laplace para el potencial eléctrico.

$$\nabla u^2 = 0 \quad \text{Ec. 114}$$

Conocido el potencial escalar  $u$  se calcula el campo eléctrico como:

$$\vec{E} = -\nabla u \quad \text{Ec. 115}$$

De acuerdo al cálculo variacional [60], la distribución de potencial en una región se puede calcular minimizando la energía electrostática. Esto se logra mediante la derivación de la función energía, igualando a cero y calculando el potencial en elementos discretos. La energía (amén de una constante) se puede calcular como:

$$w(u) = \frac{1}{2} \int_{\Omega} |\nabla u|^2 d\Omega \quad \text{Ec. 116}$$

Donde  $\Omega$  es el dominio del problema, unidimensional, en el plano o un volumen, según como se plantee el problema.

Este principio de energía mínima es matemáticamente equivalente a la ecuación de Laplace, en el sentido que una distribución de potencial que satisfaga a la última ecuación también minimizará la energía, e inversamente.

En la técnica de elementos finitos se crea una expresión aproximada para la energía almacenada  $w(\mathbf{u})$  asociada con el potencial  $\mathbf{u}$ , suponiendo que  $\mathbf{u}$  esté dado por una combinación de funciones elementales escogidas adecuadamente con coeficientes aún indeterminados. La minimización de la energía determina los coeficientes y así se calcula una aproximación a la distribución del potencial.

Por lo tanto, los métodos de elementos finitos buscan una solución aproximada de la función  $\mathbf{u}$ , una  $\bar{\mathbf{u}}$ , tal que minimice la energía del campo (la energía será el funcional que debe minimizarse cuando el problema se plantea a partir de métodos varacionales).

La aproximación  $\bar{\mathbf{u}}$  se obtiene como combinación de funciones simples (la más simple es la lineal) definidas para subdivisiones del dominio, denominados elementos. Cuanto más pequeños sean estos elementos más cercana será la aproximación a la solución real.

Resumiendo, el método de los elementos finitos comprende las siguientes etapas:

1. Discretización de la región un número finito de subregiones o elementos.
2. Deducción de las ecuaciones que rigen el elemento representativo
3. Reunión de los elementos de la región de solución
4. Aplicación de las condiciones de contorno
5. Resolución del sistema de ecuaciones

#### A4.2.1 Discretización de la región un número finito de subregiones o elementos.

Se divide la región en elementos  $e$ . Se busca una aproximación para el potencial  $u_e$  dentro de un elemento y luego se interrelaciona el potencial de varios elementos de manera que el potencial sea continuo a través de las fronteras de los elementos.

La solución aproximada para toda la región de estudio en el caso de un problema bidimensional será:

$$u(x, y) = \sum_{e=1}^N u_e(x, y) \quad \text{Ec. 117}$$

Con  $N$  el número de elementos en que se dividió la región o dominio.

Los elementos más utilizados para problemas planos son elementos lineales triangulares, dado que dan buenos resultados y resultan simples de utilizar. El potencial  $u_e(\mathbf{x}, \mathbf{y})$  dentro de un elemento triangular se obtiene con la Ec. 118:

$$u_e(x, y) = a + bx + cy \quad \text{Ec. 118}$$

Con esta expresión se asume que el campo eléctrico dentro de cada elemento es constante.

$$\vec{E} = -\nabla u = -\left(\frac{\partial u}{\partial x} \vec{a}_x + \frac{\partial u}{\partial y} \vec{a}_y\right) = -(b \vec{a}_x + c \vec{a}_y) \quad \text{Ec. 119}$$

Donde  $\vec{a}_x$  y  $\vec{a}_y$  son los versores de los ejes  $x$  e  $y$  respectivamente.

El módulo del campo eléctrico es:

$$|\vec{E}| = \sqrt{b^2 + c^2} \quad \text{Ec. 120}$$

#### A4.2.2 Deducción de las ecuaciones que rigen el elemento representativo

Se puede expresar el potencial dentro de cada elemento a partir de los potenciales  $U_i$  de los vértices del elemento triangular y funciones lineales  $\alpha_i(\mathbf{x}, \mathbf{y})$  tales que:

$$u_e(x, y) = \sum_{i=1}^3 \alpha_i(x, y) U_i \quad \text{Ec. 121}$$

Las funciones  $\alpha_i$  son las llamadas funciones de forma. Las mismas cumplen las siguientes propiedades:

$$\alpha_i(x_j, y_j) = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad \text{Ec. 122}$$

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i(x, y) = 1 \quad \text{Ec. 123}$$

La energía  $w_e$  del campo  $E$  en una región libre de cargas asociada a cada elemento se puede expresar como:

$$w_e = \frac{1}{2} \iint_{sup} \varepsilon |\vec{E}|^2 dS = \frac{1}{2} \iint_{sup} |\nabla u_e|^2 dS \quad \text{Ec. 124}$$

Se calcula el gradiente del campo potencial eléctrico, aplicando el operador  $\nabla$  a la Ec. 121.

$$\nabla u_e(x, y) = \sum_{i=1}^3 U_i \nabla \alpha_i(x, y) \quad \text{Ec. 125}$$

Reemplazando la anterior en la Ec. 124 se obtiene:

$$w_e = \frac{1}{2} \iint_{sup} \left| \sum_{i=1}^3 U_i \nabla \alpha_i(x, y) \right|^2 dS \quad \text{Ec. 126}$$

Operando resulta:

$$w_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 U_i \left[ \iint_{sup} \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j dS \right] U_j \quad \text{Ec. 127}$$

De la anterior surge la matriz de coeficientes  $K_e$  como:

$$k_{ij} = \iint_{sup} \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j dS \quad \text{Ec. 128}$$

Para elementos lineales triangulares la matriz  $K_e$  será de 3x3 cuyos coeficientes serán constantes. Ésta es la llamada matriz de rigidez, nombre surgido del estudio de esfuerzos en estructuras.

#### A4.2.3 Reunión de los elementos

La energía  $w$  de toda la región se obtiene de la suma de la energía individual de cada elemento.

$$w = \sum_{e=1}^N w_e = \frac{1}{2} \varepsilon [U]^T [K] [U] \quad \text{Ec. 129}$$

Aquí se definen las matrices de la ecuación anterior como:

$[U]$  = Matriz columna con las tensiones nodales

$[K]$  = Matriz de rigidez del sistema obtenida a partir de la conjunción de las matrices de rigidez de cada elemento  $K^e$ .

$\varepsilon$  = Permitividad dieléctrica del material

Como se planteó inicialmente, se debe buscar la solución que minimice la energía del campo eléctrico, por ende se busca el mínimo de  $w$  con respecto a los potenciales. Esto quiere decir que las derivadas parciales de  $w$  con respecto a los potenciales sean cero:

$$\frac{\partial w}{\partial U_i} = 0 \quad \text{Ec. 130}$$

Por lo tanto la Ec. 129 se transforma en:

$$[K][U] = 0 \quad \text{Ec. 131}$$

Esto implica cumplir con la ecuación de Laplace para la distribución de potenciales.

La Ec. 131 es un sistema homogéneo de  $n$  ecuaciones con  $n$  incógnitas, el término independiente es cero, la única solución posible es la trivial. Este resultado también se obtendría pensando físicamente el problema, si no existe una tensión impuesta, todos los potenciales serán cero. Al problema le está faltando una zona del dominio con potenciales impuestos o sea las condiciones de contorno que harán que el sistema de ecuaciones deje de ser homogéneo y la solución sea otra que la trivial.

#### A4.2.4 Aplicación de las condiciones de contorno

Se deben incluir a continuación las condiciones de borde del sistema. Las condiciones de Dirichlet o principales son aquellas donde se impone un potencial prescrito a ciertos nodos. Para problemas de electrostática, por lo general, se impone el potencial de electrodos conductores dentro de un medio dieléctrico, sin embargo pueden incluirse zonas del dominio que sean conductoras con potencial flotante. Los potenciales prescritos se incluyen en el vector de términos independientes. Además se modifica la matriz de rigidez del sistema como se expresa en la Ec. 132.

$$\begin{bmatrix} I & 0 \\ 1 & K_{libres} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{impuesto} \\ U_{libre} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{impuesto} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 132}$$

Siendo  $I$  la matriz identidad.

En las condiciones de Neumann lo que se conoce es el de flujo del potencial, es decir el campo eléctrico normal a la superficie borde. Cuando este flujo normal es cero se conoce como la condición homogénea de Neumann. Esta es una condición natural lo que significa que si no se imponen condiciones de Dirichlet o Neumann inhomogénea sobre una superficie entonces naturalmente esa superficie tendrá condición de Neumann homogénea y el campo eléctrico normal será nulo.

#### A4.2.5 Resolución de las ecuaciones

Una vez impuestas las condiciones de contorno se obtiene el vector del sistema  $F$  no homogéneo. La Ec. 131 se transforma en la Ec. 133.

$$[K][U] = [F] \quad \text{Ec. 133}$$

Uno de los métodos más recomendados para la resolución del sistema de ecuaciones es el de eliminación gaussiana. El método obtiene sus soluciones mediante la reducción del sistema dado a otro equivalente en el que cada ecuación tiene una incógnita menos que la anterior. El método de Gauss transforma la matriz de coeficientes en una matriz triangular superior. El método de Gauss-Jordan continúa el proceso de transformación hasta obtener una matriz diagonal.

#### A4.2.6 Axialsimetría

Cuando se utilizan coordenadas cilíndricas y además el problema responde a un caso de axialsimetría o simetría de revolución, como es el caso del problema del divisor, se realiza un análisis similar al anterior donde la ecuación de Laplace se transforma en:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = 0 \quad \text{Ec. 134}$$

Donde  $r$  y  $z$  son las variables radial y axial respectivamente.

Para elementos triangulares con simetría de revolución como el de la Fig. 77 los coeficientes  $k_{ij}$  se obtienen con las siguientes expresiones:

$$k_{11} = \frac{1}{4A} [(r_3 - r_2)^2 + (z_3 - z_2)^2] \quad \text{Ec. 135}$$

$$k_{12} = \frac{1}{4A} [(r_3 - r_2)(r_1 - r_3) + (z_2 - z_3)(z_3 - z_1)] \quad \text{Ec. 136}$$

$$k_{13} = \frac{1}{4A} [(r_3 - r_2)(r_2 - r_1) + (z_2 - z_3)(z_1 - z_2)] \quad \text{Ec. 137}$$

$$k_{21} = k_{12} \quad \text{Ec. 138}$$

$$k_{22} = \frac{1}{4A} [(r_1 - r_3)^2 + (z_3 - z_1)^2] \quad \text{Ec. 139}$$

$$k_{23} = \frac{1}{4A} [(r_1 - r_3)(r_2 - r_1) + (z_3 - z_1)(z_1 - z_2)] \quad \text{Ec. 140}$$

$$k_{31} = k_{13} \quad \text{Ec. 141}$$

$$k_{32} = k_{23} \quad \text{Ec. 142}$$

$$k_{33} = \frac{1}{4A} [(r_2 - r_1)^2 + (z_1 - z_2)^2] \quad \text{Ec. 143}$$

Finalmente la matriz de rigidez local  $K_e$  se obtiene como:

$$K_e = 2\pi r_c \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 144}$$

Siendo  $r_c$  la coordenada radial del centroide del triángulo calculada con la Ec. 145.

$$r_c = \frac{r_1 + r_2 + r_3}{3} \quad \text{Ec. 145}$$

**Fig. 77** - Elemento triangular axialsimétrico

Para la solución de campo del divisor se plantea que los contornos con potencial conocido sean por un lado los electrodos, potencial máximo del impulso esperado, y por el otro lado, con potencial cero, el plano de tierra y los límites del dominio (tan lejos de la zona de interés de manera que no influyan). En la Fig. 78 con color rojo se muestran los contornos de los electrodos con potencial máximo y con verde los contornos con potencial de tierra.

**Fig. 78** - Condiciones de borde

Queda por establecer la condiciones de borde de color azul de la Fig. 78. Esa frontera coincide con el eje  $z$  o eje de rotación, por lo tanto existirá simetría de revolución. La simetría de revolución genera que la componente radial del campo eléctrico sea cero sobre todo el eje  $z$ . Esto se puede escribir en términos del potencial eléctrico como en la Ec. 146.

$$\hat{n} \cdot \nabla U = 0 \quad \text{Ec. 146}$$

$$\hat{n} \cdot \frac{\partial U}{\partial n} = \overline{E_n} = 0$$

Esta condición de borde se denomina condición homogénea de Neumann o condición natural.

En lo que respecta a la solución matemática de problema, no hay que realizar ninguna operación adicional a las matrices planteadas, ya que resulta una condición de frontera natural. Los nodos que estén sobre la frontera azul serán tratados como nodos libres.

### **A4.3 Descripción de la rutina de cálculo de campo**

Los requerimientos de la rutina de cálculo de campo fueron:

- Geometría con simetría de revolución
- Cantidad de elementos ilimitada
- Tamaño de elementos adaptado a la geometría
- Elección de condiciones de contorno (Dirichlet o Neumann)
- Posprocesamiento: Salida de gráficos del campo eléctrico y de líneas equipotenciales. Gráfico de la distribución del potencial a lo largo del divisor. Valor máximo de campo eléctrico.

La rutina de cálculo se elaboró en MATLAB.

#### **A4.3.1 Definición de la geometría del problema:**

En el caso del divisor se utiliza axialsimetría. Se debe representar un corte radial de la geometría como en se aprecia en la Fig. 78. Se define la posición de los círculos y sus radios.

#### **A4.3.2 Mallado de la geometría**

Definida la geometría se utilizó una rutina de libre acceso para el mallado del dominio. La rutina utilizada es *Distmesh* desarrollada por Personn y Strang, [63].

Esta rutina permite generar una malla adaptada a la geometría, de manera que sea más densa en las zonas donde la geometría lo requiere. Por ejemplo, los elementos deben generar los círculos que representan los electrodos, como mínimo se pretende que 10 elementos se dispongan sobre el contorno de éstos. Esto hace que el tamaño mínimo de un lado del elemento triangular sea la décima parte del perímetro del círculo más pequeño. Se utilizaron electrodos de diámetro 10 mm, por lo que el elemento más pequeño debió ser de 3 mm de lado. Por otra parte el dominio debió tener una dimensión tal que el “techo” y las “paredes” estén tan lejos que no perturben la distribución del campo eléctrico. Se determinó que si el divisor tendría una altura aproximada de 1,5 m, el dominio debería ser como mínimo de 6x6 m. Si no se tuviera un generador de malla con paso variable se tendría que resolver el problema con  $(6 \text{ m}/0,03 \text{ m})^2 = 40.000$  nodos (incógnitas). Utilizando paso adaptado a la geometría se resolvió el problema con 2.500 nodos (incógnitas).

Esta rutina genera a partir de los datos de entrada de la geometría y estableciendo el paso en cada zona dos matrices. Una matriz contiene de  $2 \times n$  nodos las coordenadas  $(r,z)$  de cada nodo, matriz [coor]. La otra matriz de  $3 \times n$  elementos contiene los tres nodos vértices de cada elemento triangular, matriz [nodos].

#### **A4.3.3 Generación de la matriz de rigidez del sistema.**

La rutina de cálculo recorre todos los elementos en los que el dominio ha sido dividido y calcula para cada uno los coeficientes de la matriz de rigidez local para elementos lineales triangulares, Ec. 144.

Luego suma cada elemento local a la matriz de rigidez del sistema generando así una matriz de  $n$  nodos x  $n$  nodos.

#### A4.3.4 Condiciones de contorno

Para aplicar las condiciones de contorno de Dirichlet en primer lugar la rutina busca los nodos que se encuentran en los bordes del problema. Una vez conocidos estos nodos se procede a modificar la matriz de rigidez del sistema. Supongamos que el nodo  $i$  forma parte del borde. Se debe hacer **1** el elemento  $ii$  de la matriz de rigidez y cero todos los coeficientes de la fila  $i$ .

Luego habrá que modificar el vector independiente imponiendo los potenciales conocidos. El vector original es un vector columna de  $n$  elementos todos ellos con valor cero. Considerando nuevamente el nodo  $i$  (que forma parte del borde con condiciones de borde) se debe asignar el potencial conocido al elemento de la fila  $i$ .

En cuanto a las condiciones de Neumann, como se ha discutido, no es necesario hacer ningún cambio a las matrices del sistema ya que se satisfacen por ser condiciones naturales del sistema.

#### A4.3.5 Solución del sistema de ecuaciones

Se ha generado una matriz de  $n \times n$  (matriz de rigidez del sistema) y un vector de  $n \times 1$  no todos ceros. Por lo tanto se tienen un sistema de  $n$  ecuaciones que posee una solución no trivial. El programa Matlab resuelve el sistema aplicando eliminación gaussiana, devolviendo un vector con los  $n$  valores de potenciales calculados de cada nodo.

#### A4.3.6 Post-procesamiento

A partir de la solución, es decir, el campo potencial, y la Ec. 119 se puede obtener el campo eléctrico para cada elemento triangular.

La rutina recorre cada elemento y calcula el campo eléctrico. El campo eléctrico es constante en cada elemento.

Una vez establecido el valor del campo para cada elemento se procedió a graficar el mismo. Para ello se valió de la función *fill* de Matlab. A esta función se ingresan las coordenadas de los vértices de los triángulos y luego se le asigna como control del color de relleno del triángulo el valor del módulo del campo eléctrico. Es así que la función a partir de una paleta de colores preestablecida, colorea en rojo al valor máximo y de color azul al mínimo. Luego hace un degradé entre estos colores para los valores de campo intermedio.

También se grafica en una par de ejes cartesianos, el potencial eléctrico en el eje  $z$ . Esto se realiza fácilmente buscando los nodos que se encuentran en esta zona ( $r=0$ ) y luego buscando en el vector solución los potenciales correspondientes.

Para más detalles ver la rutina FEM.m en el punto A4.5 de este Anexo.

Para hacer la tarea más simple se decidió generar un parámetro que indique la linealidad de la distribución de potencial en el eje  $z$ . Este parámetro fue simplemente el error cuadrático medio entre el potencial calculado y la distribución lineal (una recta).

Como lo que se pretendió era observar la distribución del potencial en el eje  $z$ , es más útil un gráfico con las líneas equipotenciales que el del campo eléctrico. Para esta tarea el Matlab posee una función que dibuja líneas de nivel. La función *contour* establece líneas de nivel (equipotenciales) y funciona con una matriz con tres columnas de coordenadas  $x$ ,  $y$ ,  $z$ .  $x$  e  $y$  indican la posición y  $z$  toma el valor de campo eléctrico. La salida del programa de elementos finitos incluye una columna con las coordenadas para cada nodo y otra con el potencial calculado para cada nodo pero no permite el uso de la función *contour*. No es posible aplicar la función *contour* cuando los elementos no están uniformemente repartidos en el dominio. Debido a este inconveniente se desarrolló una rutina especial para dibujar las líneas equipotenciales.

Esta rutina se basa en que el potencial es representado en cada nodo por un punto en el espacio ( $r, z, U$ ). Para cada elemento (triángulo) se generan tres segmentos en el espacio entre los tres nodos. Cuando se busca la curva equipotencial (con potencial  $U_i$ ) se interpreta como la

intersección de por lo menos dos de los segmentos anteriores con un plano  $U_i$ . Por lo tanto la intersección de dos segmentos con el plano equipotencial definirá dos puntos. Estos dos puntos formarán parte de la curva equipotencial  $U_i$ . Lo que hace la rutina es recorrer todos los elementos para cada capa equipotencial  $U_i$ , si el elemento posee sólo 1 o 2 elementos con potencial superior a  $U_i$ , (no los 3 ni 0) quiere decir que el plano equipotencial corta al elemento. Luego calcula los puntos de intersección de los segmentos y dibuja una porción de la curva equipotencial con un color correspondiente al potencial  $U_i$ . Al recorrer todos los niveles de potencial y todos los elementos, se formarán las curvas equipotenciales. Para más detalles ver la rutina equipotenciales.m, en el punto A4.6 de este Anexo.

#### **A4.4 Referencias**

- [60] P. P. Silvester, R. L. Ferrari “Elementos finitos para ingeniería eléctrica” Cabridge University Press 1983, 1990.
- [61] M. N. O. Sadiku “Elementos de electromagnetismo” Tercera edición - Oxford University Press.
- [62] Young W. Kwon, Hyochoong Bang “The Finite Element Method Using Matlab” – CRC Press 1997.
- [63] Per-Olof Persson, Gilbert Strang “A simple mesh generator in Matlab” <http://persson.berkeley.edu/distmesh/>. Department of Mathematics, UC Berkeley persson@berkeley.edu.

#### A4.5 Rutina de cálculo FEM.m

```

75 clc
76 clear all
77 close all
78
79 %% Parametros geométricos
80 alto=6;%alto del dominio
81 ancho=alto;%ancho radial del dominio
82 D=1 %Diametro del toroide
83 H1=1.55 %altura de divisor
84 H2=1.3%altura del toroide
85 d=0.01 %diametro de las varillas del del toriode
86 radiol=0.1/2; %radio de los toroides 1
87 radio2=d/2; %radio de las varillas del toroides
88
89 %% Mallado del dominio
90
91 % Se define una función distancia para la geometría del problema con
92 % parámetro p, ddiff y drectangle son funciones de la rutina Distmesh
93 % de % Peerson
94 fd1=['ddiff(ddiff(ddiff(ddiff(ddiff(ddiff(drectangle(p,0,'
95 num2str(alto) ',0,' num2str(ancho) '))));
96 fd2=',dcircle(p,0,1.55,0.05))';
97 fd3=',dcircle(p,.6,1.3,0.005))';%1.3m
98 fd4=',dcircle(p,.55,1.386,0.005))';
99 fd5=',dcircle(p,.45,1.386,0.005))';
100 fd6=',dcircle(p,.4,1.3,0.005))';
101 fd7=',dcircle(p,.45,1.213,0.005))';
102 fd8=',dcircle(p,.55,1.213,0.005))';
103 fdd=[fd1 fd2 fd3 fd4 fd5 fd6 fd7 fd8];
104
105 fd=inline(fdd,'p');
106
107 % Se definen puntos particulares del dominio
108 box=[0,0;ancho,alto];%rectángulo del dominio
109 fix=[0,0;ancho,0;ancho,alto;0,alto]; %puntos fijos donde existirán
110 nodos
111 % se define una segunda función distancia con parámetro p para definir
112 % el tamaño de los triángulos
113 fh1='min(min(min(min(min(min(max(.002,0.01*sqrt(p(:,1).^2+(p(:,2)-
114 1.55).^2))));
115 fh2=',.00005+0.05*sqrt((p(:,1)-.6).^2+(p(:,2)-1.3).^2))';
116 fh3=',.00005+0.05*sqrt((p(:,1)-.55).^2+(p(:,2)-1.386).^2))';
117 fh4=',.00005+0.05*sqrt((p(:,1)-.45).^2+(p(:,2)-1.386).^2))';
118 fh5=',.00005+0.05*sqrt((p(:,1)-.4).^2+(p(:,2)-1.3).^2))';
119 fh6=',.00005+0.05*sqrt((p(:,1)-.45).^2+(p(:,2)-1.213).^2))';
120 fh7=',.00005+0.05*sqrt((p(:,1)-.55).^2+(p(:,2)-1.213).^2),0.04)';
121 fhh=[fh1 fh2 fh3 fh4 fh5 fh6 fh7];
122 fh=inline(fhh,'p');
123
124 % se aplica la función distmesh en base a los parámetros antes
125 % definidos fd, fh, box y fix, el término que falta es distancia inicial
126 % de los puntos
127 [p,t]=distmesh2d(fd,fh,0.005,box,fix);

```

#### Anexo 4: Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos

```
127 [coor,nodos]=fixmesh(p,t); %con la función fixmesh se eliminan puntos
    duplicados. Se renombran en "coor" las coordenadas de los nodos y en
    "nodos" los nodos de cada elemento triángular
128
129 %% Matriz de rigidez del sistema
130
131 nele=size(nodos,1); %nele es el número de elementos
132 k=zeros(3,3); %se inicializa con ceros una matriz de 3x3 para la matriz
    de rigidez local de cada elemento
133 kk=zeros(max(max(nodos),max(max(nodos))));%se inicializa con ceros una
    matriz de n°nodos x n°nodos para la matriz de rigidez global del
    sistema
134 for e=1:nele %en este loop se recorren todos los elementos
135     nod=nodos(e,:); % se identifican los nodos del elemento e
136
137     epsilon=1; % se define el espilon del material, si existen otros
    materiales habrá que generar un código que identifique los elementos
    que son de ese material distinto y le asigne epsilon correspondiente
138
139 % para un manejo más simple se renombran las coordenadas del elemento
    e
140     r1=coor(nod(1),1);
141     z1=coor(nod(1),2);
142
143     r2=coor(nod(2),1);
144     z2=coor(nod(2),2);
145
146     r3=coor(nod(3),1);
147     z3=coor(nod(3),2);
148
149 % se calcula el área A del elemento e
150     a=((r1-r2)^2+(z1-z2)^2)^(0.5);
151     b=((r1-r3)^2+(z1-z3)^2)^(0.5);
152     c=((r2-r3)^2+(z2-z3)^2)^(0.5);
153     p=(a+b+c)/2;
154     A=(p*(p-a)*(p-b)*(p-c))^(0.5);
155
156 % se calcula la matriz k de rigidez local del elemento e
157     k(1,1)=(0.25/A)*((r3-r2)^(2)+(z2-z3)^(2));
158     k(1,2)=(0.25/A)*((r3-r2)*(r1-r3)+(z2-z3)*(z3-z1));
159     k(1,3)=(0.25/A)*((r3-r2)*(r2-r1)+(z2-z3)*(z1-z2));
160     k(2,1)=k(1,2);
161     k(2,2)=(0.25/A)*((r1-r3)^(2)+(z1-z3)^(2));
162     k(2,3)=(0.25/A)*((r1-r3)*(r2-r1)+(z3-z1)*(z1-z2));
163     k(3,1)=k(1,3);
164     k(3,2)=k(2,3);
165     k(3,3)=(0.25/A)*((r2-r1)^(2)+(z2-z1)^(2));
166 rc=(1/3)*(r1+r2+r3);%se calcula el radio medio del elemento
167 k=2.*pi.*rc.*epsilon*k; %se aplican las constantes 2.*pi.*rc.*epsilon a
    la matriz k. 2.*pi.*rc se aplican por ser un problema de simetría de
    revolución
168     for i=1:3 % se recorren los tres nodos del elemento e
169         ii=nod(i);
170         for j=1:3
171             jj=nod(j);
172             kk(ii,jj)=kk(ii,jj)+k(i,j); % se suman las matrices k
    locales % a la matriz global del sistema
173         end
174     end
175 end
176
```

#### Anexo 4: Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos

```
177 %% Condiciones de borde
178
179 % Se buscan los puntos que pertenecen a los bordes del dominio
180 ff=zeros(size(kk,1),1); % se inicializa con ceros el vector del
    sistema % ff con tamaño n°_nodos x 1
181
182 y0=find(coor(:,2)<0.001); %puntos del plano de tierra
183 yalto=find(coor(:,2)>.99*alto); %puntos del techo
184 xancho=find(coor(:,1)>.99*ancho); %puntos del radio máximo
185
186 %puntos del electrodo central
187 csup=find(sqrt((coor(:,1)).^2+(coor(:,2)-(H1)).^2)<(1.01*radio1));
188 %puntos de las varillas del electrodo toroide
189 c1=find(sqrt((coor(:,1)-(0.6)).^2+(coor(:,2)-(1.3)).^2)<(1.01*radio2));
190 c2=find(sqrt((coor(:,1)-(.55)).^2+(coor(:,2)-
    (1.386)).^2)<(1.01*radio2));
191 c3=find(sqrt((coor(:,1)-(.45)).^2+(coor(:,2)-
    (1.386)).^2)<(1.01*radio2));
192 c4=find(sqrt((coor(:,1)-(0.4)).^2+(coor(:,2)-(1.3)).^2)<(1.01*radio2));
193 c5=find(sqrt((coor(:,1)-(.45)).^2+(coor(:,2)-
    (1.213)).^2)<(1.01*radio2));
194 c6=find(sqrt((coor(:,1)-(.55)).^2+(coor(:,2)-
    (1.213)).^2)<(1.01*radio2));
195
196 %Condición de borde de Dirichlet
197 %se le asigna a las tensiones fijas al vector ff
198 for i=[csup' c1' c2' c3' c4' c5' c6'];
199     ff(i)=200; %tensión de los electrodos en kV
200 end
201
202 % se hacen kk(i,i)=1 y kk(i,j)=0 si i?j para las filas i
203 for i=csup';
204 kk(i,:)=0;
205 kk(i,i)=1;
206 end
207 for i=c1';
208 kk(i,:)=0;
209 kk(i,i)=1;
210 end
211 for i=c2';
212 kk(i,:)=0;
213 kk(i,i)=1;
214 end
215 for i=c3';
216 kk(i,:)=0;
217 kk(i,i)=1;
218 end
219 for i=c4';
220 kk(i,:)=0;
221 kk(i,i)=1;
222 end
223 for i=c5';
224 kk(i,:)=0;
225 kk(i,i)=1;
226 end
227 for i=c6';
228 kk(i,:)=0;
229 kk(i,i)=1;
230 end
231 for i=y0';
232 kk(i,:)=0;
```

#### Anexo 4: Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos

```
233 kk(i,i)=1;
234 end
235 for i=yalto';
236 kk(i,:)=0;
237 kk(i,i)=1;
238 end
239 for i=xancho';
240 kk(i,:)=0;
241 kk(i,i)=1;
242 end
243
244 %% Solución del sistema de ecuaciones
245
246 sol=kk\ff; % Matlab resuelve el sistema de ecuaciones escribiendo en
"sol" % las tensiones nodales
247
248 %% Cálculo del campo eléctrico y energía del campo
249
250 w=0; %inicializa variable de energía
251 clear i
252
253 for e=1:nele
254     nod=nodos(e,:);
255
256     r1=coor(nod(1),1);
257     z1=coor(nod(1),2);
258
259     r2=coor(nod(2),1);
260     z2=coor(nod(2),2);
261
262     r3=coor(nod(3),1);
263     z3=coor(nod(3),2);
264
265     a=((r1-r2)^2+(z1-z2)^2)^(0.5);
266     b=((r1-r3)^2+(z1-z3)^2)^(0.5);
267     c=((r2-r3)^2+(z2-z3)^2)^(0.5);
268     p=(a+b+c)/2;
269     A=(p*(p-a)*(p-b)*(p-c))^(0.5);
270     rc=(1/3)*(r1+r2+r3);
271
272 %campo eléctrico en forma vectorial rectangular en kV/cm
273 E(e)=(1/100)*(0.5/A)*((z2-z3).*sol(nod(1))+(z3-z1).*sol(nod(2))+(z1-
z2).*sol(nod(3)))+(r3-r2).*sol(nod(1))+(r1-r3).*sol(nod(2))+(r2-
r1).*sol(nod(3)))*i; %en kV/cm
274
275 %energía del campo electrostático en J
276 w=w+(1/2)*(abs(E(e)*100000)^2)*A*2*pi*rc*1e-9/(36*pi);
277
278 end
279 E=E';
280 modE=abs(E);%se calcula el módulo del campo eléctrico en kV/cm
281 Emax=max(modE) %presenta el valor del campo eléctrico máximo en kV/cm
282 w %presenta el valor de la energía del campo eléctrico máximo en J
283
284 %% Gráfico del campo eléctrico
285
286 figure %se abre una ventana de gráfico
287 for e=1:nele
288     nod=nodos(e,:);
289
290     r1=coor(nod(1),1);
```

#### Anexo 4: Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos

```
291     z1=coor(nod(1),2);
292
293     r2=coor(nod(2),1);
294     z2=coor(nod(2),2);
295
296     r3=coor(nod(3),1);
297     z3=coor(nod(3),2);
298
299 fill([r1 r2 r3],[z1 z2 z3],modE(e),'LineStyle','none'); %con la
    función %fill se generan triángulos con vertices con coordenadas
    (r1,z1); (r2,z2) %y (r3,z3) coloreado según el valor del módulo del
    campo
300
301 hold on
302 end
303 AXIS([0 3 0 3.5]);
304 set(gca,'DataAspectRatio',[1 1 1],'PlotBoxAspectRatio',[1 1 1]);
305 colorbar
306
307 %% Gráfico de tensión en el eje z
308 U=[sol(find(coor(:,1)<0.001)),coor(find(coor(:,1)<0.001),2)]; %busca
    la %altura y el valor de tensión para los puntos sobre el eje z.
309 U=sortrows(U,2)';
310 figure
311 plot(U(1,:),'U(2,:)'); hold on %dibuja una curva con abscisas
    la %tensión y en ordenadas la altura.
312 plot([0 200],[0 1.5],'k--'); %dibuja una recta con la
    distribución %lineal.
313
314 %% Cálculo del error cuadrático medio entre la distribución de tensión
    calculada y la lineal
315     U=U';
316     e=zeros(size(U,2),1);
317     for j=1:1:min(find(U(:,1)==200));
318         e(j)=((200/1.5)*U(j,2)-U(j,1))^2;
319     end
320 error=sqrt(sum(e)/size(e,1)) %Es el error cuadrático medio entre la
    distribución encontrada y la lineal.
```

#### A4.6 Rutina de equipotenciales.m

```

1 function [c,h]=equipotenciales(sol,coor,nodos)
2
3 figure %abre una ventana para graficar
4 U=sol; %renombra como U el vector solución "sol"
5 nele=size(nodos,1); %extrae de "nodos" el número de elementos
6
7 for eq=[10:5:200]; %loop que recorre los niveles de equipotenciales
   con %un vector que va de 10 hasta 200 en pasos de 5
8     colores=(jet(40));%se define un vector con 40 colores definidos en
   RGB %según el colormap JET
9
10    for e=1:nele %loop que recorre todos los elementos
11        nod=nodos(e,:);%busca en el vector "nodos" los nodos
   pertenecientes al elemento "e"
12    if
   or((sol(nod(1))>eq)+(sol(nod(2))>eq)+(sol(nod(3))>eq)==2,(sol(nod(1))>e
   q)+(sol(nod(2))>eq)+(sol(nod(3))>eq)==1);%Se determina si el plano
   equipotencial "eq" corta al elemento "e"
13
14
15        r1=coor(nod(1),1);
16        z1=coor(nod(1),2);
17
18        r2=coor(nod(2),1);
19        z2=coor(nod(2),2);
20
21        r3=coor(nod(3),1);
22        z3=coor(nod(3),2);
23
24        p=zeros(3,2); %inicializa matriz "p"
25 %Puntos de intersección
26 %punto de intersección para el segmento de los nodos 1 y 2
27 z01=(eq-sol(nod(1)))/(sol(nod(2))-sol(nod(1))).*(z2-z1)+z1
28 r01=(z01-z1)/(z2-z1).*(r2-r1)+r1;
29
30        p(1,2)=z01;
31        p(1,1)=r01;
32 %punto de intersección para el segmento de los nodos 3 y 2
33 z02=(eq-sol(nod(2)))/(sol(nod(3))-sol(nod(2))).*(z3-z2)+z2;
34 r02=(z02-z2)/(z3-z2).*(r3-r2)+r2;
35
36        p(2,2)=z02;
37        p(2,1)=r02;
38
39 %punto de intersección para el segmento de los nodos 1 y 3
40 z03=(eq-sol(nod(3)))/(sol(nod(1))-sol(nod(3))).*(z1-z3)+z3;
41 r03=(z03-z3)/(z1-z3).*(r1-r3)+r3;
42
43        p(3,2)=z03;
44        p(3,1)=r03;
45
46 %si no existen puntos de intersección entre el segmento de los nodos 1
   y 2 y el plano "eq" borra la fila 1 de la matriz "p"
47    if
   not (and (and (z01>=min(z1,z2),z01<=max(z1,z2)),and (r01>=min(r1,r2),r01<=m
   ax(r1,r2))))
48        p(1,:)=[];
49    end
50

```

#### Anexo 4: Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos

```
51 %si no existen puntos de intersección entre el segmento de los nodos 3
    y 2 y el plano "eq" borra la fila 2 de la matriz "p"
52 if
    not(and(and(z02>=min(z2,z3),z02<=max(z2,z3)),and(r02>=min(r2,r3),r02<=m
    ax(r2,r3))))
53     p(2,:)=[];
54 end
55
56 %si no existen puntos de intersección entre el segmento de los nodos 1
    y 3 y el plano "eq" borra la fila 3 de la matriz "p"
57 if
    not(and(and(z03>=min(z3,z1),z03<=max(z3,z1)),and(r03>=min(r3,r1),r03<=m
    ax(r3,r1))))
58     p(3,:)=[];
59 end
60 % ahora la matriz "p" es de 2x2
61 plot(p(:,1),p(:,2),'Color',colores(eq/5,:));%grafica el segmento
    entre %los puntos intersección, con "colores" se colorea el segmento
    según el %nivel del equipotencial
62
63 hold on %mantiene el gráfico abierto para dibujar todos los segmentos
    intersección
64
65 end
66
67 end
68
69 end
70
71 %%Configuración del gráfico
72 colorbar
73 caxis([0 200]);
74 axis([0 8 0 8])
75 xlabel('Eje r [m]','FontSize',12),ylabel('Eje z [m]','FontSize',12);
76 text(8.1,8.3,'Tensión[kV]','FontSize',12);
77 set(gca,'DataAspectRatio',[1 1 1],'PlotBoxAspectRatio',[1 1 1]);
78
79 circulos=[0,4,0.1]; %se definen, según la geometría, círculos sobre el
    gráficos para completar el dibujo, en esta sentencia se define el
    centro (0,4) y el radio 0.1
80
81 circulos=[0,1.55,0.05; %aquí se definen 9 círculos con
    [r_centro,z_centro,rad]
82 .6,1.3,0.01;
83 .57,1.37,0.01;
84 .5,1.40,0.01;
85 .43,1.37,0.01;
86 .4,1.3,0.01;
87 .43,1.23,0.01;
88 .5,1.20,0.01;
89 .57,1.23,0.01];
90
91 for c=1:size(circulos,1) %se grafican los círculos definidos en
    "circulos"
92
93     ejexcir=circulos(c,1)-
    circulos(c,3):0.01.*circulos(c,3):circulos(c,1)+circulos(c,3);
94     ycir=((circulos(c,3).^2-(ejexcir-
    circulos(c,1)).^2).^(.5))+circulos(c,2);
95     fill(ejexcir,ycir,'k');
96     hold on
```

*Anexo 4: Rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos*

```
97 fill(ejexcir,cirulos(c,2)-(ycir-cirulos(c,2)), 'k');  
98  
99 end  
100 hold off  
101 hold off
```

***Anexo 5 “Diseño óptimo del apantallamiento de un divisor resistivo de alta tensión”***

# Diseño óptimo del apantallamiento de un divisor de alta tensión

Leonardo Catalano <sup>#1</sup>, Ricardo R. Díaz <sup>\*2</sup>, Raúl E. Álvarez <sup>#3</sup>

<sup>#</sup> IITREE-LAT, FI, UNLP

1 y 47, La Plata, Bs. As. Argentina

<sup>1</sup> lcatalano@iitree-unlp.org.ar

<sup>3</sup> rea@iitree-unlp.org.ar

<sup>\*2</sup> IATTE-UNT

Av. Independencia 1800 – S. M. de Tucumán, Tucumán, Argentina

<sup>2</sup> rdiaz@herrera.unt.edu.ar

**Abstract— In this paper the design for optimal shielding of a high voltage resistive divider is presented. A FEM method was developed and used. Dimensions of the shield electrode are analysed to improve dynamic response of the divider.**

**Resumen— En el presente trabajo se presenta la utilización de una rutina de cálculo de campo eléctrico por el método de los elementos finitos para el diseño óptimo del apantallamiento de un divisor resistivo de alta tensión. Se analizan las dimensiones del electrodo de apantallamiento que mejoren la respuesta dinámica del divisor.**

## I. INTRODUCTION

Las instalaciones eléctricas, principalmente líneas aéreas y subestaciones, están sometidas a las solicitaciones debidas a las descargas atmosféricas. El impacto de un rayo en algún punto de la instalación genera sobretensiones que se desplazan en el sistema eléctrico y solicitan los aislamientos. Para evaluar la capacidad de los elementos componentes del sistema, ante las solicitaciones dieléctricas, se deben realizar verificaciones en laboratorio previo a la puesta en servicio. Como prueba final de aceptación del equipo se debe realizar el ensayo de impulso atmosférico. En él se someten los aislamientos a un impulso de tensión cuya forma tiene un crecimiento del orden de los microsegundos, y una caída más lenta en decenas de microsegundos. La norma IEC 60060-1 [1] y la IEEE std 4 [2] indican que la forma de onda normalizada de la prueba de impulso debe tener tiempos de frente/cola de 1,2/50  $\mu$ s.

Según las normas, esta tensión debe ser medida con incertezas acotadas al 3 % para el valor de cresta en condiciones de ensayo. Cuando se realiza la calibración de los sistemas de medida el requerimiento en exactitud del sistema de referencia debe ser 1 % según IEC 60060-2 [3].

Los divisores de tensión de los sistemas de medición de impulsos deben soportar altas tensiones y además poseer una adecuada respuesta dinámica para reproducir fielmente las frecuencias componentes de los impulsos (hasta del orden del MHz).

Si el divisor es de tipo resistivo, el resistor de alta tensión debe ser no inductivo. Para evitar la ionización de los materiales aislantes, los divisores de alta tensión poseen dimensiones importantes que hacen que las capacidades parásitas entre el cuerpo del resistor y tierra perturben el comportamiento dinámico del sistema.

Se consigue mejorar la respuesta dinámica controlando esas capacidades parásitas con la ayuda de un electrodo de apantallamiento que uniformice la distribución de campo eléctrico en el resistor [4]. El diseño de este tipo de divisor debe producir una respuesta dinámica de acuerdo al tipo de impulso de alta tensión que se desea medir [3].

En este trabajo se muestra el diseño del electrodo de apantallamiento para un divisor resistivo de 200 kV y la respuesta dinámica del conjunto. Para el cálculo del campo eléctrico se utilizó el método de los elementos finitos [5]. Si bien existen numerosos softwares comerciales para calcular el potencial electrostático, se desarrolló una rutina de cálculo en lenguaje MATLAB [6] que permite optimizar los parámetros geométricos del electrodo de

apantallamiento y facilitar el post-procesamiento de los datos para la evaluación y selección de las soluciones obtenidas.

#### A. Descripción del Divisor Resistivo

El divisor de 200 kV fue elaborado con un resistor de alta tensión de aproximadamente 10 kΩ. El mismo es del tipo no inductivo, bobinado con dos arrollamientos en sentidos opuestos con alambre de constantán [7] [8]. Este método de construcción determinó que el resistor tuviera una altura de 1,5 m.

Fijada la resistencia y altura del divisor se deberán satisfacer los siguientes requerimientos para el comportamiento dinámico del sistema de medición de referencia para ondas de impulso atmosférico plenas y cortadas en la cola según [3].

- Tiempo de respuesta experimental,  $T_N < 15$  ns
- Tiempo de establecimiento  $T_s < 200$  ns
- Tiempo de respuesta parcial  $T_\alpha < 30$  ns

#### B. Apantallamiento del divisor de tensión

En la Fig. 1 se muestra un esquema general de un divisor resistivo donde se representan las capacidades parásitas. Cuando se aplica un escalón de tensión al divisor (borne 1), la tensión en la salida (borne 2) no crecerá inmediatamente debido a las capacidades parásitas. La tensión crecerá exponencialmente hasta el valor final cuando las capacidades se carguen a través de las resistencias del divisor. Este fenómeno tiene una influencia negativa en el desempeño dinámico del divisor de tensión y del sistema de medida [9] [10].

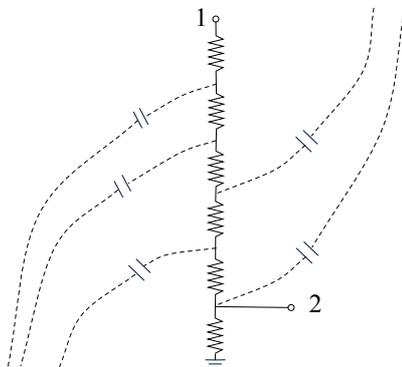


Fig. 1. Circuito equivalente para un divisor resistivo

El control de las capacidades parásitas es clave en la mejora de la respuesta en frecuencia del divisor. Este control se logra apantallando el

divisor mediante un electrodo colocado en la parte superior. Este electrodo, generalmente un toroide (Fig. 2), controla el campo eléctrico a lo largo del divisor. El efecto buscado es la uniformización del campo eléctrico entre el electrodo y tierra, para minimizar el transitorio entre el estado inicial (capacitivo) y el final (resistivo).

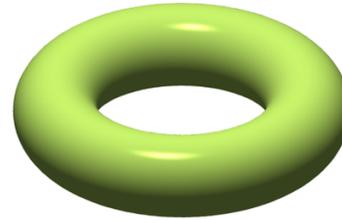


Fig. 2. Toroide

Con el campo uniforme las líneas equipotenciales serán líneas paralelas uniformemente separadas. Es decir que la distribución de potencial que generan las capacidades sería igual a la distribución resistiva desarrollada en el resistor de alta tensión. Consecuentemente, luego del instante inicial no existirán corrientes en las capacidades parásitas y por lo tanto la respuesta del divisor al escalón sería perfecta. Aunque en la práctica no se obtiene una respuesta ideal, se consigue una mejora sustancial en el comportamiento dinámico.

#### I. METODOLOGÍA DE TRABAJO

El objetivo consiste en dimensionar el toroide para optimizar la respuesta al impulso cumpliendo con dimensiones técnicamente realizables. Las dimensiones que deben ajustarse son:

- Diámetro mayor  $D$
- Diámetro menor  $d$
- Altura sobre el plano de tierra  $h$

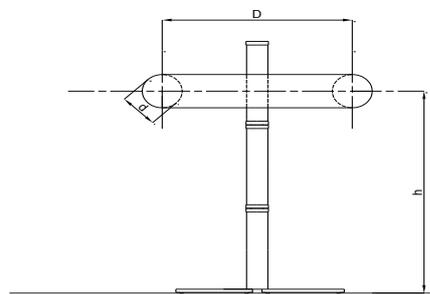


Fig. 3. Dimensiones a determinar

La construcción de un toroide de las dimensiones requeridas no es una tarea sencilla e implica un costo elevado. Una alternativa a un toroide se obtiene con un grupo de electrodos más pequeños ubicados sobre el contorno del toroide,

tal como en una línea de transmisión cuando se utiliza en vez de un único conductor un haz de conductores, como se muestra en la Fig. 1. De esta manera se obtiene el mismo efecto de apantallamiento pero se facilita la construcción del electrodo. Al pasar de un toroide a un haz de conductores en forma de toroide aumentará el campo eléctrico sobre la superficie del mismo. El campo eléctrico no debe superar la rigidez dieléctrica del aire de 30 kV/cm, evitando la aparición de descargas corona. Adoptando un margen de seguridad de aproximadamente un 20 % se fija el valor del campo máximo en 25 kV/cm. El valor de campo dependerá de las dimensiones mencionadas y del haz de conductores, según el diámetro de los elementos y de la cantidad. El diámetro de los conductores se elige en 10 mm, para facilitar la fabricación del electrodo.

Es así que a los parámetros de ajuste planteados se suma el número de elementos que forman el haz de conductores.

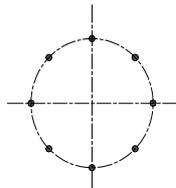


Fig. 1. Modelo del toroide con haz de 8 conductores

El problema se resume a ajustar las dimensiones del toroide haciendo que la distribución de tensión sobre el resistor sea lo más lineal posible sin sobrepasar el umbral de campo eléctrico de 25 kV/cm. Se realizó el cálculo del campo eléctrico entre el toroide y el plano de tierra. Se podría pensar que la geometría simple del problema posibilite el cálculo en forma analítica, sin embargo no es posible resolver las ecuaciones que rigen el problema en forma directa. Se resolvió el cálculo del campo eléctrico por el método de los elementos finitos (FEM) [5] con simetría de revolución, cuyo eje de rotación  $z$  coincide con el eje del divisor (ver fig. 3).

#### A. Condiciones de borde

Sobre el eje de rotación (eje  $z$ ) se impusieron condiciones de Neumann con carga cero, condición natural. Sobre el lado de tierra (eje  $r$ ), el límite superior (“techo”) y el lateral (“paredes”) del área de cálculo el potencial fue impuesto (condición de Dirichlet) con un valor cero. Tanto el lado superior como el lateral se posicionan a

una distancia del divisor suficiente para no afectar el campo en la zona próxima al divisor.

#### B. Mallado del dominio de cálculo

Definida la geometría del dominio se utilizó una rutina de libre acceso para trazar el mallado del dominio, utilizando elementos triangulares. La rutina utilizada es Distmesh desarrollada por Personn y Strang, disponible en [11].

Esta rutina permite generar una malla adaptada a la geometría, de manera que sea más densa en las zonas donde la geometría lo requiere. Las ventajas de utilizar esta característica se demuestran si pensamos en las dimensiones mínimas y máximas de la geometría del problema. Por ejemplo, en los círculos que representan los conductores del contorno del toroide, se pretende que como mínimo 10 elementos se dispongan sobre el contorno de cada uno de ellos. Esto hace que el tamaño mínimo de un elemento sea una décima parte del perímetro del círculo más pequeño. Se quiso representar un conductor (o varilla) de diámetro 10 mm, por lo que el elemento más pequeño debía ser de 3 mm. Por otro lado el dominio debía tener una dimensión tal que el “techo” y las “paredes” estén a una distancia suficiente para no perturbar la distribución del campo eléctrico. Esta distancia se determinó incrementando el tamaño del dominio hasta que los resultados no se alteraban con incrementos de la distancia, obteniendo que el dominio (eje  $z$ , eje  $r$ , “pared”, “techo”) debe ser como mínimo de 6x6 m. Si no se tuviera un generador de malla con paso variable, o sea paso fijo, se tendría que haber resuelto el problema con  $(6\text{ m}/0,03\text{ m})^2 = 40.000$  nodos (incógnitas). Utilizando paso adaptado a la geometría se resolvió el problema con 2.500 nodos (incógnitas). En la Fig. 2 se puede observar la malla generada para la resolución del problema.

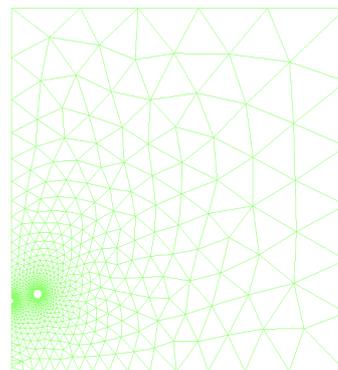


Fig. 2. Dominio discretizado en triángulos (malla)

A. Post-procesamiento

La presentación de los resultados se realizó mediante las gráficas de campo eléctrico, Fig. 6, de las líneas equipotenciales, Fig. 2, y de la distribución del potencial sobre el eje z, Fig. 3.

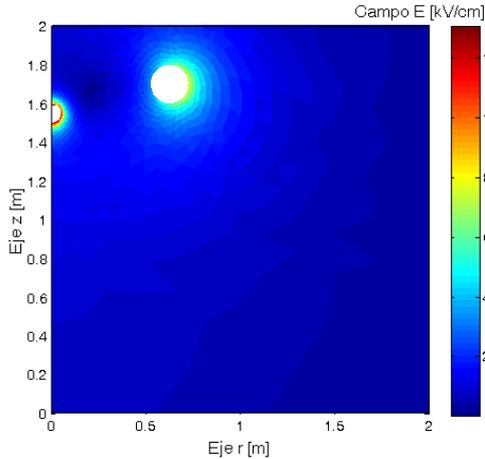


Fig. 1 – Campo eléctrico calculado

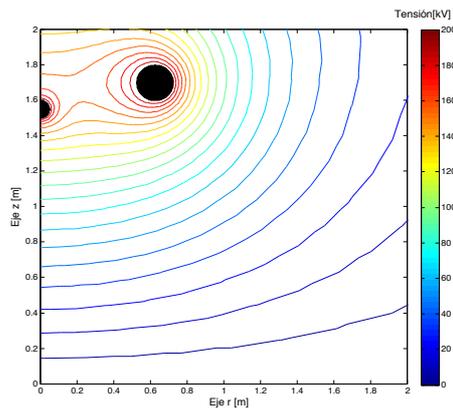


Fig. 2 – Líneas equipotenciales calculadas.

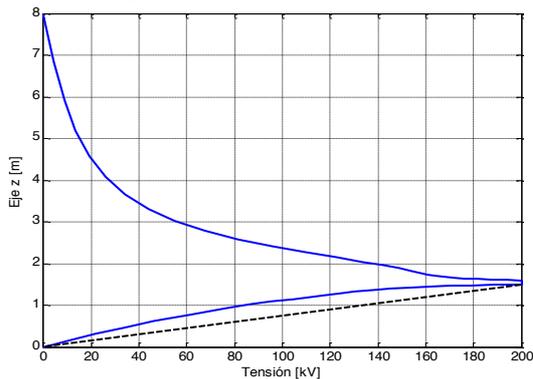


Fig. 3. Distribución de potencial en el eje z (altura). La línea de trazos corresponde a la distribución ideal.

I. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

A. Análisis diámetro mayor D y altura h

Trabajando con la rutina de cálculo por elementos finitos desarrollada se analizó la

distribución de potencial en la zona del resistor para distintas dimensiones del electrodo toroidal.

Se simuló el resistor con una esfera de 0,1 m de diámetro colocada a la altura 1,55 m. Esta altura resulta de la longitud del resistor más la longitud de los soportes.

Cuanto más lineal es la distribución de potencial sobre el eje z, mejor resulta la respuesta en frecuencia. Se utilizó como indicador cuantitativo el error cuadrático medio entre la distribución obtenida y la lineal (ideal).

Para cada alternativa de diseño se calculó este error, considerando que la solución que tuviera el menor error sería la óptima. En la Tabla I se muestran los resultados de las combinaciones entre distintos valores de diámetro mayor D y altura h, siempre con un diámetro menor d de 20 cm.

TABLA I  
ANÁLISIS DE DIÁMETRO MAYOR Y ALTURA

| [m]              | Error cuadrático medio |      |      |      |
|------------------|------------------------|------|------|------|
| $D \backslash h$ | 0,5                    | 0,7  | 1    | 1,2  |
| 1,70             | 47,2                   | 40,0 | 35,3 | 32,5 |
| 1,60             | 39,8                   | 32,3 | 26,5 | 26,0 |
| 1,50             | 28,5                   | 20,0 | 18,7 | 19,4 |
| 1,40             | 20,5                   | 13,5 | 11,2 | 13,1 |
| 1,30             | 15,9                   | 8,9  | 6,7  | 9,6  |
| 1,20             | 17,0                   | 10,9 | 9,2  | 10,3 |
| 1,10             | 25,0                   | 17,8 | 15,0 | 14,4 |
| 1,00             | 32,9                   | 25,9 | 21,3 | 19,4 |
| 0,90             | 42,6                   | 34,3 | 30,4 | 25,5 |
| 0,80             | 51,3                   | 41,3 | 35,8 | 30,4 |
| 0,70             | 60,0                   | 48,1 | 42,2 | 37,1 |

De este análisis resultó que la combinación óptima se obtendría con un toroide de 1 m de diámetro mayor colocado a una altura de 1,3 m.

B. Análisis del diámetro menor d

También se analizó el diámetro menor del toroide. Colocado en la posición antes establecida se varió el diámetro desde 10 cm hasta 50 cm, obteniéndose los resultados de la Tabla II.

TABLA II  
ANÁLISIS DE DIÁMETRO MENOR

| d [m] | Error cuadrático medio |
|-------|------------------------|
| 0,10  | 19,5                   |
| 0,20  | 6,7                    |
| 0,30  | 8,7                    |
| 0,40  | 14,9                   |
| 0,50  | 22,3                   |

De la Tabla II se demuestra que el diámetro menor d óptimo para las dimensiones planteadas es 20 cm.

C. Reemplazo del toroide por un haz de conductores

Se realizaron simulaciones adicionales con la rutina de cálculo reemplazando el electrodo sólido por uno de 6 varillas dispuestas radialmente. En este caso se obtuvo un campo eléctrico máximo de 29 kV/cm. La malla fue refinada aumentando la cantidad de elementos y verificando que el valor de campo eléctrico no se modifique en forma significativa. Se puede evaluar la calidad del mallado contando la cantidad de elementos que rodean una superficie. Con este diseño la superficie más pequeña son las varillas que conforman el toroide. Finalmente el perímetro de cada varilla fue formado por 19 elementos.

Dado que al utilizar 6 conductores el campo eléctrico superó el valor consigna, se analizó un toroide formado por 8 varillas distribuidas en la superficie del toroide. El campo eléctrico máximo alcanzado con esta configuración fue 23 kV/cm. También se refinó la malla hasta que el campo no variara entre distintos cálculos, y se conformó cada varilla con 17 elementos.

En la Fig. 9 se muestra el detalle del campo eléctrico en las zonas de los electrodos y en la Fig. 10 las líneas equipotenciales. En la Fig. 11 se presenta la distribución del potencial en el eje z.

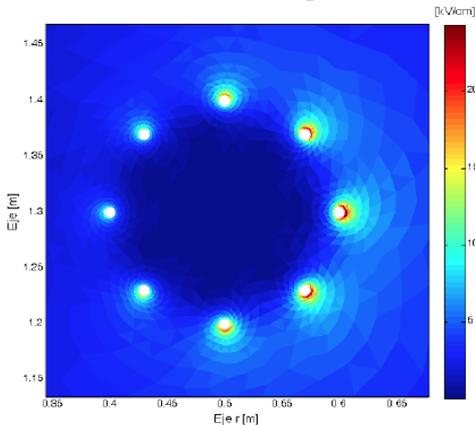


Fig. 9 – Campo eléctrico calculado sobre los electrodos

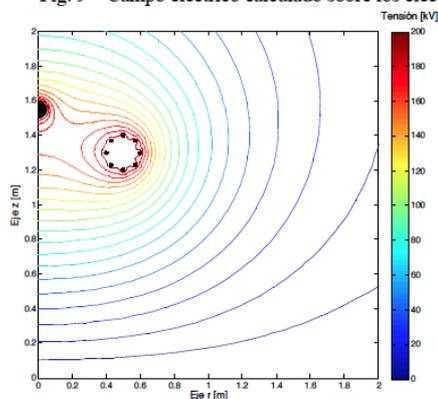


Fig. 10 – Líneas equipotenciales calculadas

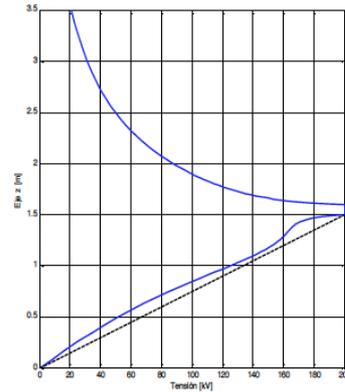


Fig. 11 – Distribución de potencial en el eje z (altura). La línea de trazos corresponde a la distribución ideal.

D. Dimensiones finales del toroide

Resumiendo el análisis, las dimensiones finales del electrodo de apantallamiento resultaron:

- Diámetro mayor = 1 m
- Diámetro menor = 0,2 m
- Altura sobre el plano de tierra = 1,3 m
- Cantidad de conductores de 10 mm = 8

IV. PARÁMETROS DE LA RESPUESTA AL ESCALÓN

Construido el toroide se evaluó su desempeño realizando la prueba de respuesta al escalón según [3].

En la Fig. 12 se muestra el divisor con el electrodo de apantallamiento. La evaluación de desempeño no puede hacerse sólo al divisor sino que debe hacerse al sistema de medición completo, en lo cual se incluye la conexión al objeto bajo ensayo. Esta conexión impone, indefectiblemente, una inductancia parásita en el sistema. Es así que se puede modelar del sistema como un circuito serie con una inductancia y una capacitancia (electrodo de apantallamiento). La respuesta al escalón de este circuito contendrá oscilaciones, para controlar dichas oscilaciones se incluye un resistor de amortiguamiento en el circuito de conexión de alta tensión. En consecuencia, la respuesta al impulso dependerá de la correcta elección de este resistor, pero no podrá ser mejorada a menos que el electrodo de apantallamiento logre una distribución lineal del potencial sobre el resistor de alta tensión del divisor.



Fig. 1 – Divisor de tensión

En la Fig. 2 se muestran dos registros de las respuestas al escalón normalizadas obtenidas con y sin electrodo de apantallamiento sobre el divisor y un mismo resistor de amortiguamiento.

Se observa que el apantallamiento reduce el tiempo de respuesta a la vez que incrementa el sobre-pico inicial.

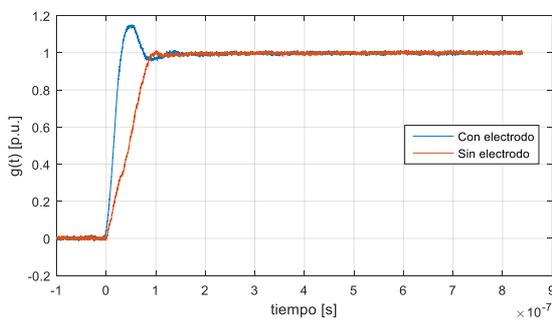


Fig. 2 – Respuesta unitaria al escalón  $g(t)$

A partir del registro de la Fig. 2 se obtuvieron los parámetros de la respuesta al escalón siguiendo el procedimiento indicado en [3]. Los parámetros de la respuesta al escalón según [3], se obtienen de la respuesta integral  $T(t)$  para distintos valores de tiempo:

$$T(t) = \int_0^t (1-g(t)) dt$$

En la Fig. 2 se presentan las respuestas integrales de los casos analizados y en la Tabla III se resumen los parámetros calculados en ambos registros. El tiempo para  $T_N$  corresponde a 3600 ns, valor que excede el rango temporal de la Fig. 3 pero  $T_N$  no cambia mucho respecto al valor de la respuesta integral para 900 ns.

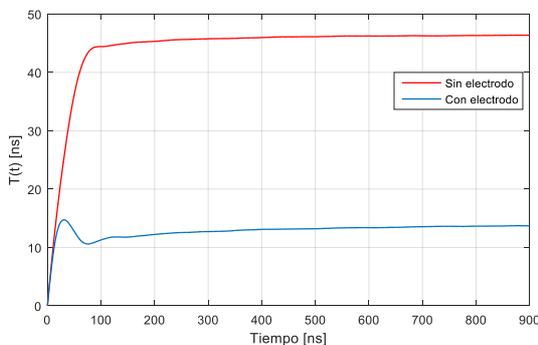


Fig. 3 – Respuesta integral  $T(t)$

TABLA I  
PARÁMETROS DE LA RESPUESTA AL ESCALÓN

| Parámetro      | Con electrodo | Sin electrodo |
|----------------|---------------|---------------|
| $T_N$ [ns]     | 13            | 47            |
| $T\alpha$ [ns] | 15            | 47            |
| $T_s$ [ns]     | 98            | 86            |

### I. CONCLUSIONES

En este trabajo se muestra cómo se puede optimizar un divisor resistivo de alta tensión con el diseño adecuado de un electrodo de apantallamiento, mediante una rutina de cálculo de campo eléctrico.

La simulación del campo eléctrico ha permitido diseñar el electrodo de apantallamiento con dimensiones óptimas. El funcionamiento dinámico del divisor ha sido mejorado mediante el electrodo diseñado, lo que se puede comprobar comparando los registros de la Fig. 13 y los respectivos parámetros de la respuesta al escalón de la Tabla III. Se observa que el apantallamiento permite transformar un divisor que no cumple los requerimientos de [3] respecto a  $T\alpha$  y  $T_N$  en un divisor que satisface todos los requerimientos dinámicos.

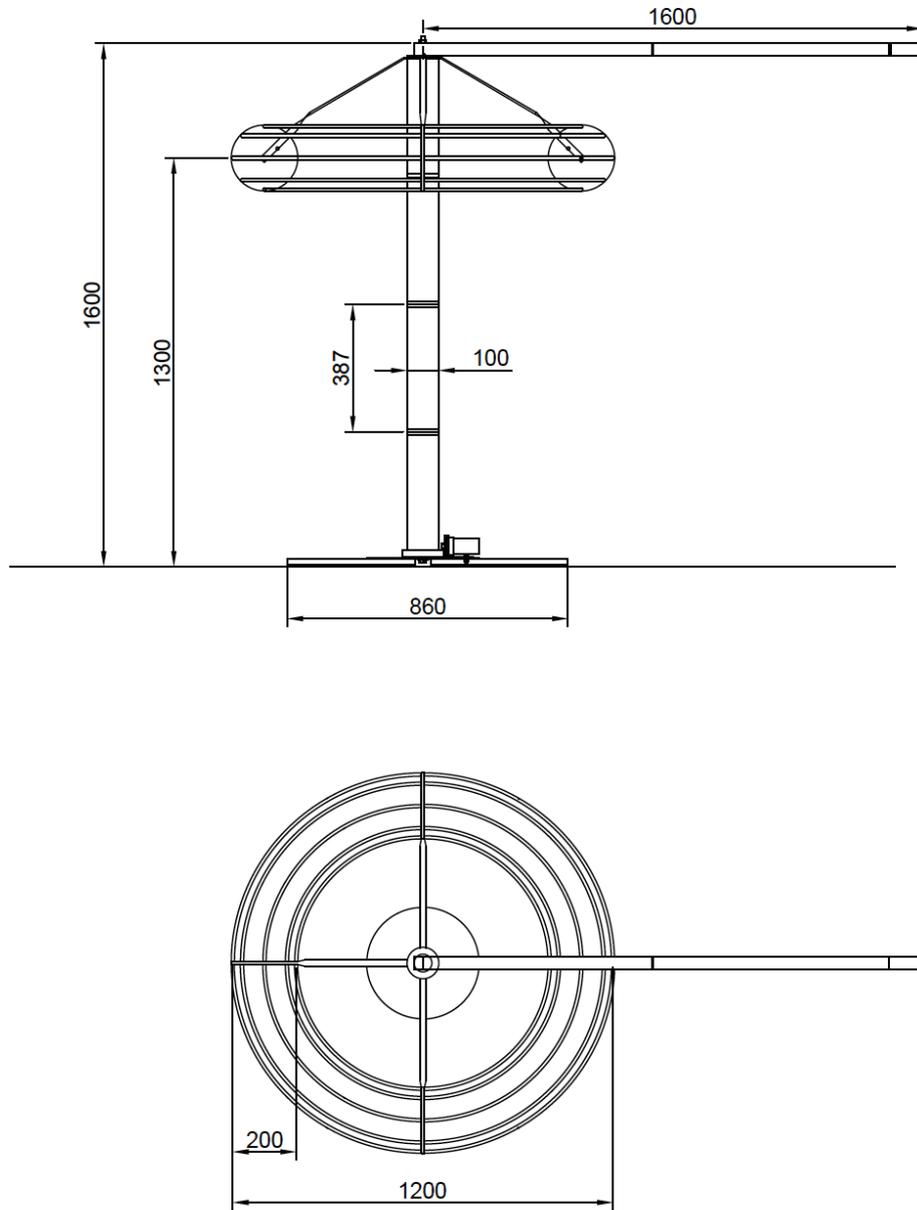
Los parámetros de respuesta al escalón del sistema apantallado permiten clasificar a este sistema de medición como un sistema de referencia para ondas completas y cortadas en la cola según [3].

### REFERENCIAS

- [1] *High-voltage test techniques –Part 1: General definitions and test requirements*, IEC 60060-1, 2010.
- [2] *IEEE Standard for High-Voltage Testing*, IEEE Std. 4, 2013.
- [3] *High-voltage test techniques –Part 2: Measurements systems*, IEC 60060-2, 2010.
- [4] [5] K. Schon, “High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques”, Springer International Publishing, 2013.
- [5] O.C. Zienkiewicz, “*The Finite Element Method in Engineering Science*”. McGraw-Hill, London, 1977.
- [6] <http://www.mathworks.com/>
- [7] T.R. McComb, F. Chagas, R.C. Hughes and G. Rizzi: “Inter-comparisons of high voltage impulse measuring systems with lightning impulses to establish comparative measurement techniques and dividers for use in reference measuring systems” Task Force 33.03.06. *Cigré ELECTRA* N° 161. 1995.
- [8] *ASM Handbook Volume 2: Properties and Selection: Nonferrous Alloys and Special-Purpose Materials*. Ed. ASM International 1990.
- [9] John Kuffel, Peter Kuffel, *High Voltage Engineering Fundamentals*, 2da ed., Ed. Newnes, 2000.
- [10] Frank C. Creed, *The Generation and Measurement of High Voltage Impulses*, Ed. Center Book Publishers - Pennsylvania State University, 1989
- [11] <http://persson.berkeley.edu/distmesh/>

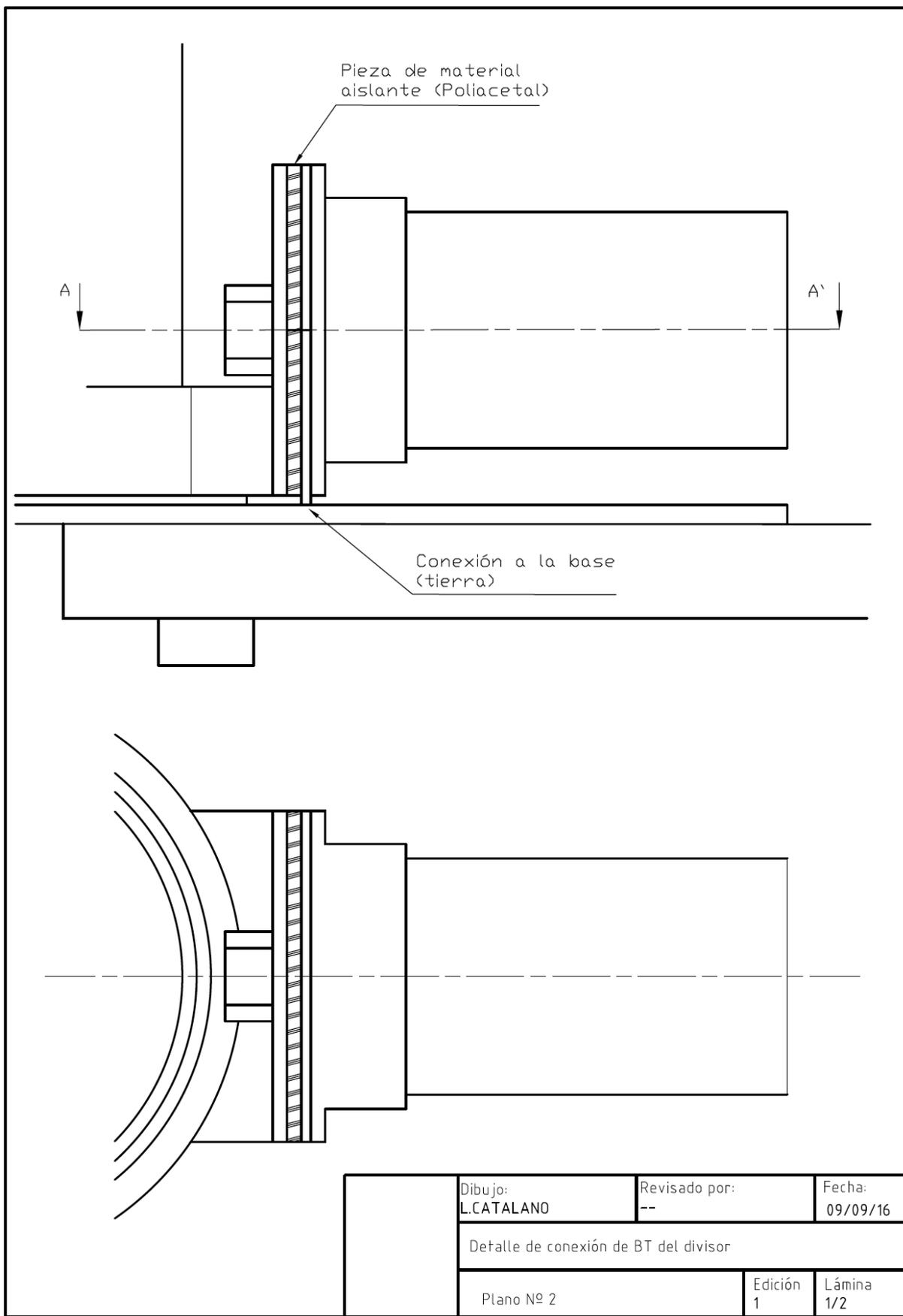
***Anexo 6 Planos del divisor y sus accesorios***

Anexo 6: Planos del divisor y sus accesorios

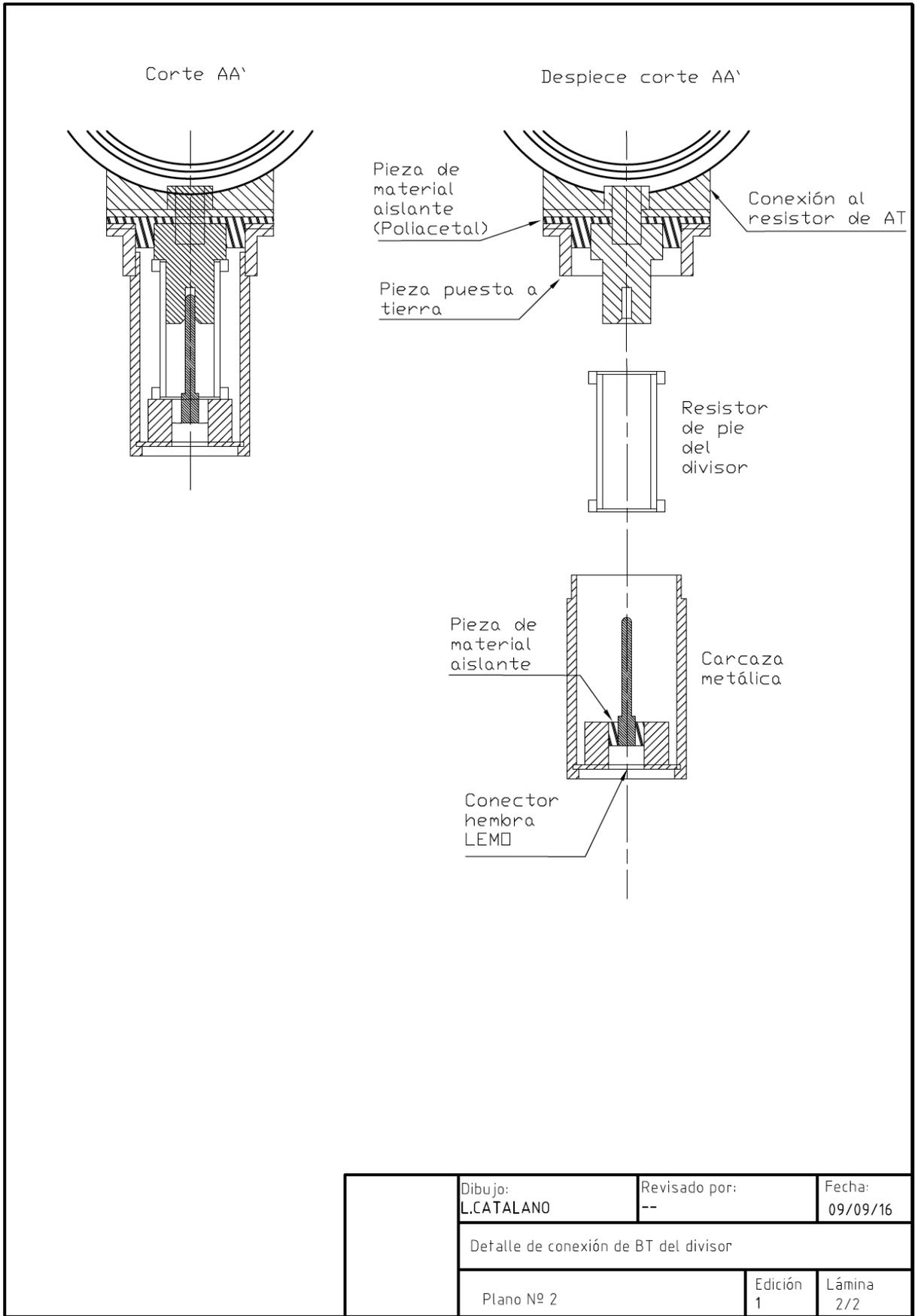


|             |                                      |                     |                    |
|-------------|--------------------------------------|---------------------|--------------------|
| Cotas en mm | Dibujo:<br>L.CATALANO                | Revisado por:<br>-- | Fecha:<br>10/09/16 |
|             | Vista general del divisor de tensión |                     |                    |
|             | Plano Nº 1                           | Edición<br>1        | Lámina<br>1/1      |

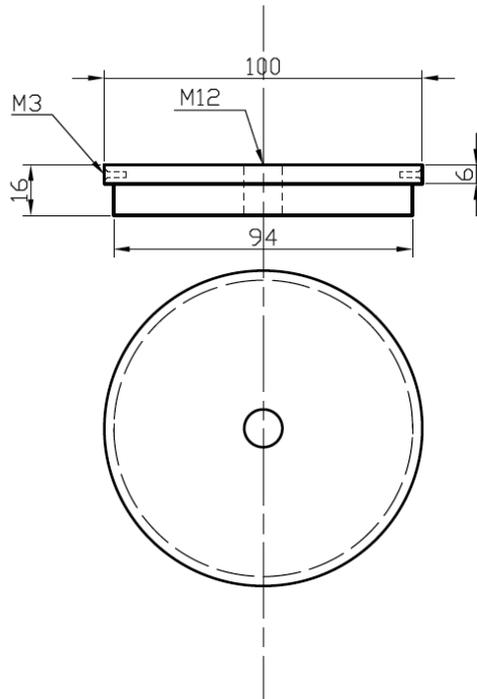
Anexo 6: Planos del divisor y sus accesorios



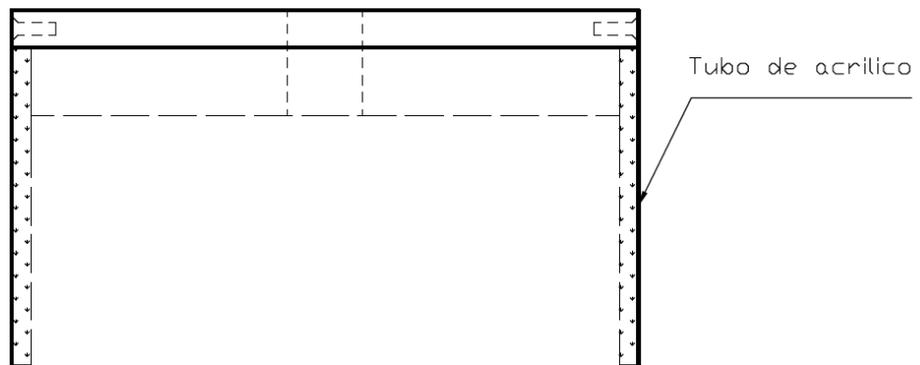
Anexo 6: Planos del divisor y sus accesorios



Pieza cabezal de los resistores de AT

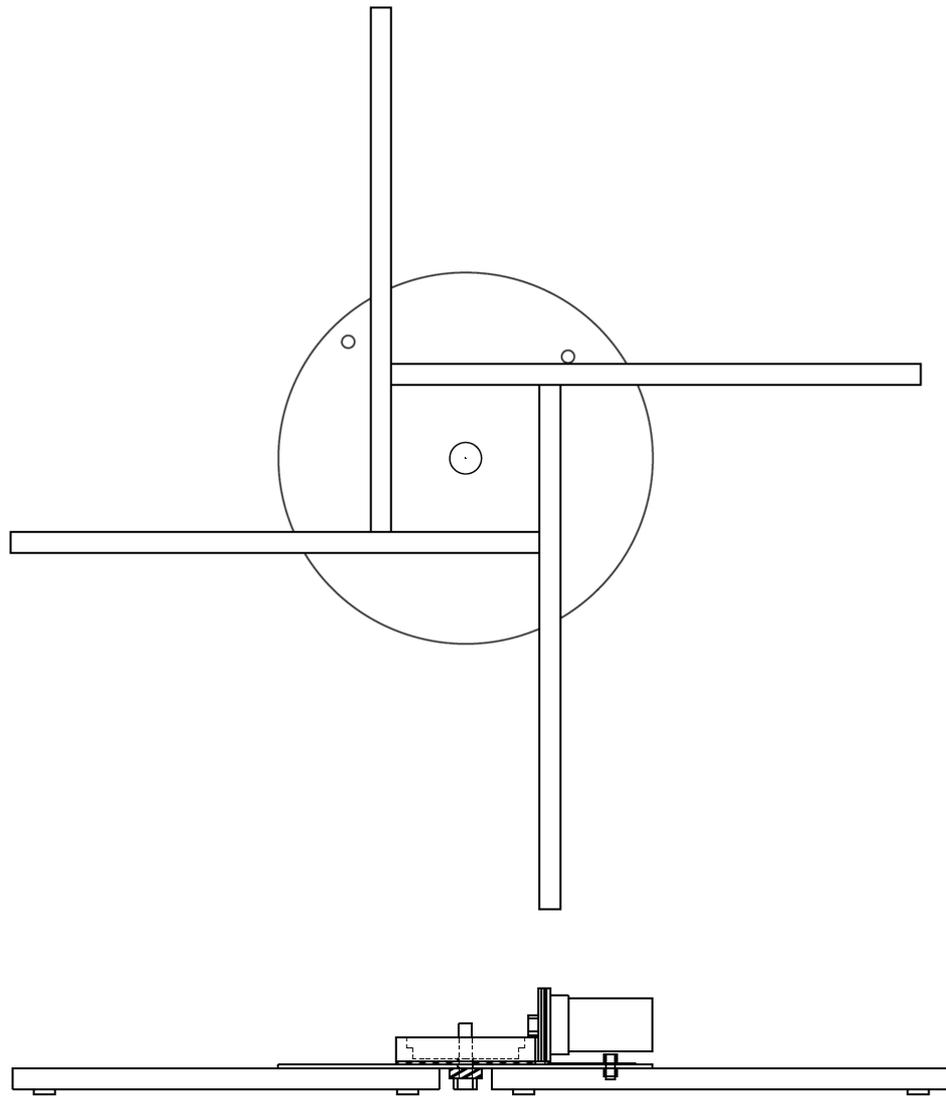


Pieza sobre tubo de acrilico



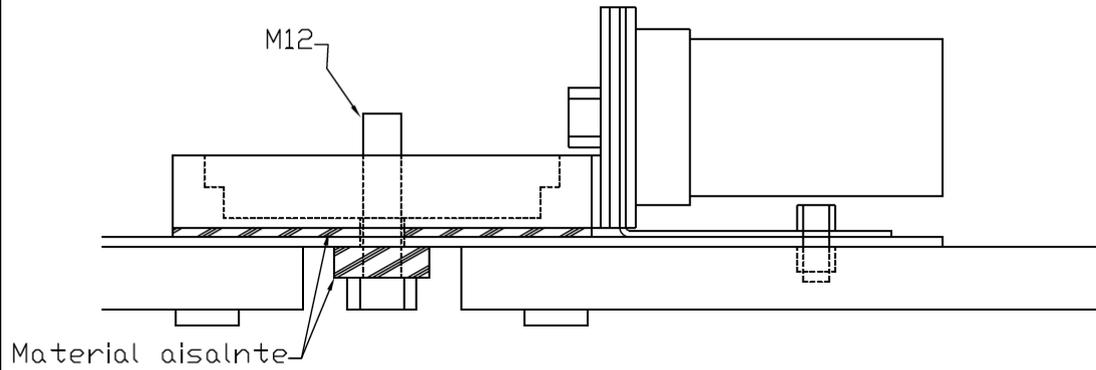
|             |                                       |                     |                   |
|-------------|---------------------------------------|---------------------|-------------------|
| Cotas en mm | Dibujo:<br>L.CATALANO                 | Revisado por:<br>-- | Fecha:<br>5/09/16 |
|             | Pieza cabezal de los resistores de AT |                     |                   |
|             | Plano Nº 3                            | Edición<br>1        | Lámina<br>1/1     |

Anexo 6: Planos del divisor y sus accesorios



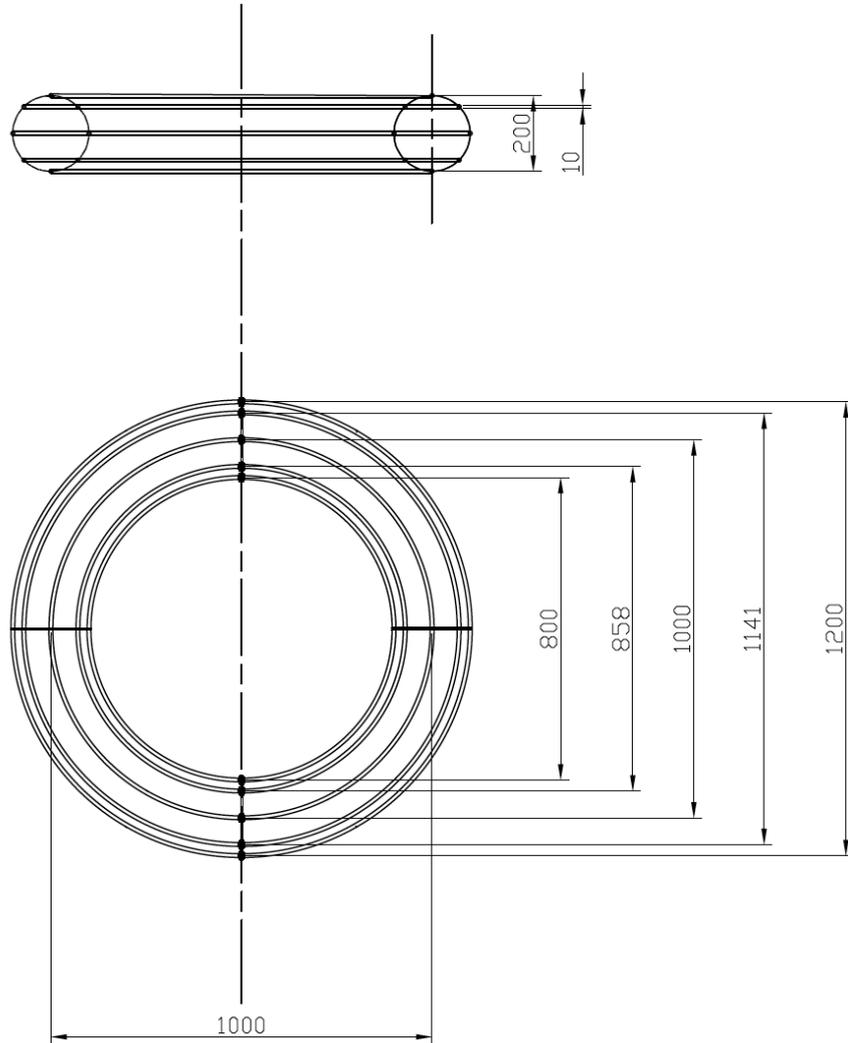
|  |                       |                     |                    |
|--|-----------------------|---------------------|--------------------|
|  | Dibujo:<br>L.CATALANO | Revisado por:<br>-- | Fecha:<br>10/10/12 |
|  | Base del divisor      |                     |                    |
|  | Plano N°4             | Edición<br>1        | Lámina<br>1/2      |

Detalle de la conexión del  
resistor de AT a la base



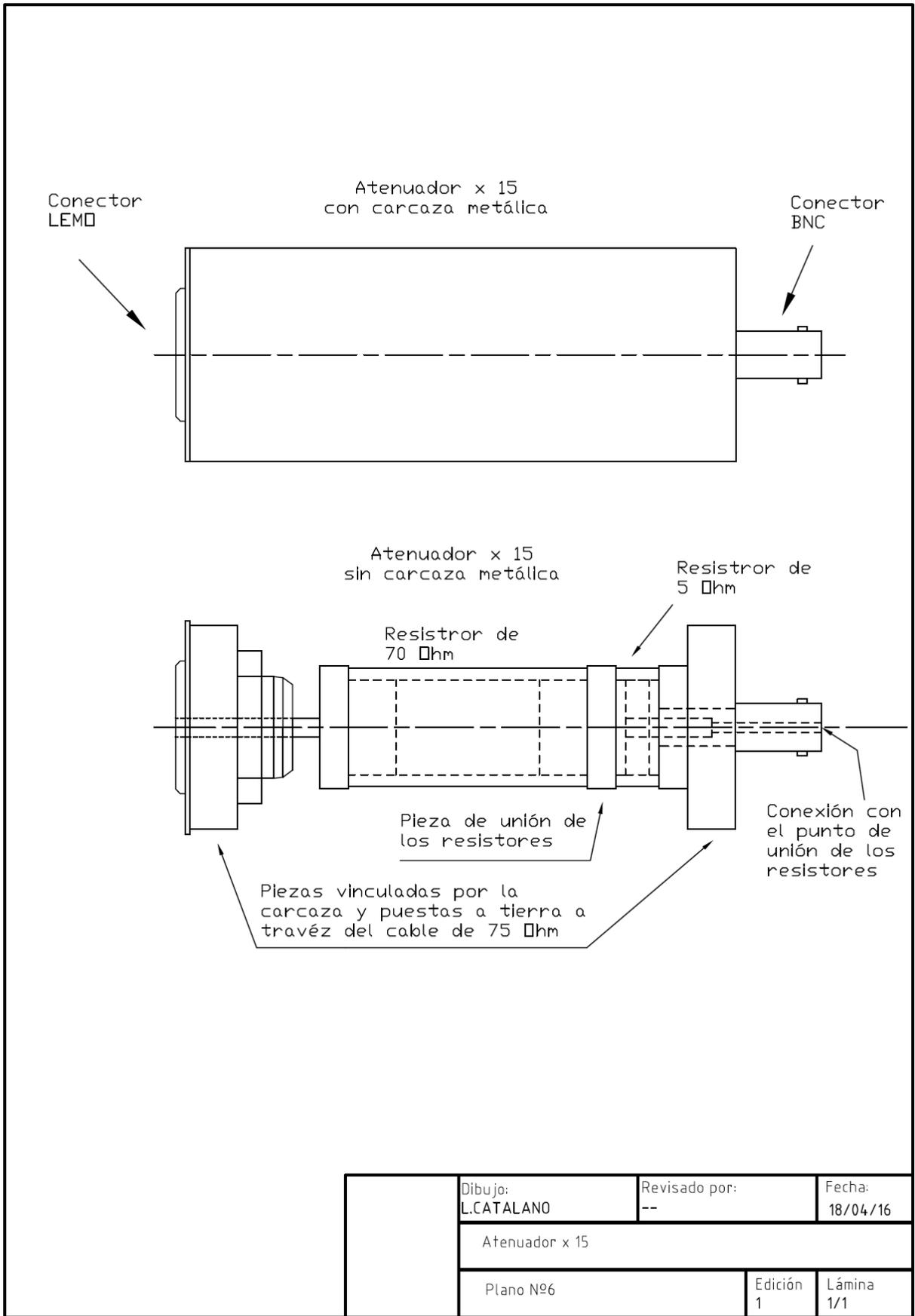
|  |                       |                     |                    |
|--|-----------------------|---------------------|--------------------|
|  | Dibujo:<br>L.CATALANO | Revisado por:<br>-- | Fecha:<br>10/10/12 |
|  | Base del divisor      |                     |                    |
|  | Plano Nº4             | Edición<br>1        | Lámina<br>2/2      |

Anexo 6: Planos del divisor y sus accesorios



|             |                       |                     |                   |
|-------------|-----------------------|---------------------|-------------------|
| Cotas en mm | Dibujo:<br>L.CATALANO | Revisado por:<br>-- | Fecha:<br>10/9/16 |
|             | Toroide               |                     |                   |
|             | Plano Nº5             | Edición<br>1        | Lámina<br>1/1     |

Anexo 6: Planos del divisor y sus accesorios



***Anexo 7 Código del programa de evaluación de la respuesta al escalón***

## Anexo 7: Código del programa de evaluación de la respuesta al escalón

```
1 function varargout = Evaluacion_respuesta_al_escalon(varargin)
2 gui_Singleton = 1;
3 gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
4                   'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
5                   'gui_OpeningFcn', @Evaluacion_respuesta_al_escalon_OpeningFcn, ...
6                   'gui_OutputFcn',  @Evaluacion_respuesta_al_escalon_OutputFcn, ...
7                   'gui_LayoutFcn',  [] , ...
8                   'gui_Callback',    []);
9 if nargin && ischar(varargin{1})
10 gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
11 end
12
13 if nargout
14 [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
15 else
16 gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
17 end
18
19 function Evaluacion_respuesta_al_escalon_OpeningFcn(hObject, eventdata,
20 handles, varargin)
21 handles.output = hObject;
22 guidata(hObject, handles);
23
24 function varargout = Evaluacion_respuesta_al_escalon_OutputFcn(hObject,
25 eventdata, handles)
26 varargout{1} = handles.output;
27
28 function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)
29
30 function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
31 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
32 get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
33 set(hObject,'BackgroundColor','white');
34 end
35
36 function inicio_Callback(hObject, eventdata, handles)
37
38 function inicio_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
39 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
40 get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
41 set(hObject,'BackgroundColor','white');
42 end
43
44 function edit3_Callback(hObject, eventdata, handles)
45
46 function edit3_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
47 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
48 get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
49 set(hObject,'BackgroundColor','white');
50 end
51
52 function gdet_Callback(hObject, eventdata, handles)
53 plot(handles.t1,handles.upu);
54 grid on
55 xlabel('Tiempo [s]');
56 ylabel('g(t) [p.u.]');
```

## Anexo 7: Código del programa de evaluación de la respuesta al escalón

```
56 function fin_Callback(hObject, eventdata, handles)
57
58 function fin_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
59 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
    get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
60 set(hObject,'BackgroundColor','white');
61 end
62
63 function tdet_Callback(hObject, eventdata, handles)
64 plot(handles.t,handles.r*1e9,handles.t,handles.ts1*1e9,handles.t,handle
    s.ts2*1e9,[min(handles.t);max(handles.t)],[handles.TN;handles.TN]);
65 grid on
66 xlabel('Tiempo [s]');
67 ylabel('T(t)[ns]')
68 axis([0 max(handles.t) 0 round(handles.TN*1.5)]);
69
70 function filtro_Callback(hObject, eventdata, handles)
71
72 function frec_corte_Callback(hObject, eventdata, handles)
73
74 function frec_corte_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
75
76 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
    get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
77 set(hObject,'BackgroundColor','white');
78 end
79
80 function abrir_ClickedCallback(hObject, eventdata, handles)
81 [nombre direc extension]=uigetfile( {'*.txt', 'Texto (.txt)'; ...
82 '*.csv','Separado por comas (.csv)'; ...
83 '*.ISF','Archivo de Tek (.ISF)'},'Abrir')
84 if nombre==0
85 return
86 end
87
88 if extension==2
89
90 filename = fullfile(direc,nombre);
91 delimiter = ',';
92 formatSpec = '%*s%*s%*s%f%f%[\n\r]';
93
94 fileID = fopen(filename,'r');
95
96 dataArray = textscan(fileID, formatSpec, 'Delimiter', delimiter,
    'EmptyValue' ,NaN, 'ReturnOnError', false);
97
98 fclose(fileID);
99 VarName3 = dataArray{: , 1};
100 tiempo = dataArray{: , 2};
101 u = dataArray{: , 3};
102
103 clearvars filename delimiter formatSpec fileID dataArray ans;
104
105 elseif extension==3
106 filename = fullfile(direc,nombre);
107 delimiter = ',';
108 formatSpec = '%f%f%[\n\r]';
109 fileID = fopen(filename,'r');
110
111 dataArray = textscan(fileID, formatSpec, 'Delimiter', delimiter,
    'EmptyValue' ,NaN, 'ReturnOnError', false);
```

## Anexo 7: Código del programa de evaluación de la respuesta al escalón

```
112
113 fclose(fileID);
114
115 tiempo = dataArray(:, 1);
116 u=dataArray(:, 2);
117
118 end
119
120 set(handles.arch,'string',nombre);
121 imax=length(u);%índice máximo del registro
122 dt=tiempo(2,1)-tiempo(1,1); %intervalo de muestreo
123 u=u-u(1);
124 u_end=sum(u(end-1000:end))/1001;
125 uu=u;
126 u=u./u_end;
127 uu=u-u(1);
128 ini=str2num(get(handles.inicio,('string')))*1e-6;
129 fin=str2num(get(handles.fin,('string')))*1e-6;
130
131 %%filtro
132 if get(handles.filtro,'Value')==1
133   frec_corte=str2num(get(handles.frec_corte,('string')))*1e6;
134   lpFilt = designfilt('lowpassfir','FilterOrder',8, ...
135     'PassbandFrequency',frec_corte,'PassbandRipple',0.2, ...
136     'SampleRate',1/dt);
137   u = filter(lpFilt,u);
138 else
139   u=u;
140 end
141 it60=find(abs(u(1:imax)-0.6)==min(abs(u(1:imax)-0.6))); %índice del
    valor 60%
142 it60=(min(it60)+max(it60))/2;
143 it10=find(abs(u(1:imax)-0.1)==min(abs(u(1:imax)-0.1))); %índice del
    valor 10%
144 it10=(min(it10)+max(it10))/2;
145 it0=(1+10/50).*it10-(10/50)*it60; %índice del origen virtual
146 it0=round(it0);%índice del origen virtual redondeado
147
148 off=sum(u(1:round(it0*0.8)))/round(it0*0.8); %offset
149 u=u-off;
150 alto=sum(u((ini/dt+it0):(min((fin/dt+it0),imax))))/(min((fin/dt+it0),im
    ax)-(ini/dt+it0));
151 upu=u(1:(min((fin/dt+it0),imax)))./alto;
152 g=u./alto;
153 t1=(-it0:(min((fin/dt+it0),imax)-it0-1))*dt;
154
155 %%
156
157 t=0:dt:(min(imax,fin/dt+it0)-it0)*dt; %vector de tiempo en nanoseg
158
159 imax=min(imax,fin/dt+it0);
160 i=1-g(it0:imax);
161 r=zeros(size(i));
162 for j=2:size(i,1);
163   r(j)=trapz(i(1:j));
164 end
165 r=r.*dt;
166 TN=r(end);%Tiempo de respuesta experimental en seg
167 Ta=max(r); %Tiempo de respuesta parcial en seg
168 Overshoot=(max(g)-1)*100 %Sobre-pico en %
169 ts1=TN+0.02*t;
```

## Anexo 7: Código del programa de evaluación de la respuesta al escalón

```
170 ts2=TN-0.02*t;
171 dif1=(r'-ts1);
172 dif2=(r'-ts2);
173 sign1=sign(dif1);
174 dsign1=zeros(1,length(sign1)-1);
175 for k=1:length(sign1)-1;
176 dsign1(k)=sign1(k)-sign1(k+1);
177 end
178 Ts1=find(dsign1~=0);
179 sign2=sign(dif2);
180 dsign2=zeros(1,length(sign2)-1);
181 for k=1:length(sign2)-1;
182 dsign2(k)=sign2(k)-sign2(k+1);
183 end
184 Ts2=find(dsign2~=0);
185 Ts=max([Ts1,Ts2])*dt*1e9 %Tiempo de establecimiento en nanoseg
186 TN=TN*1e9 %Tiempo de respuesta experimental en nanoseg
187 Ta=Ta*1e9 %Tiempo de respuesta parcial en nanoseg
188 %Evaluación del 2%
189 if
    and(g(ini/dt+it0:min((fin/dt+it0),imax))<1.02,g(ini/dt+it0:min((fin/dt+
        it0),imax))>0.98)==1;
190 set(handles.margen,'string','Ok');
191 else
192 set(handles.margen,'string','No');
193 end
194 %Presenta datos en pantalla
195 set(handles.tn,'string',num2str(TN));
196 set(handles.talfa,'string',num2str(Ta));
197 set(handles.ts,'string',num2str(Ts));
198 set(handles.beta,'string',num2str(round(Overshoot,2)));
199
200 handles.t=t;
201 handles.r=r;
202 handles.ts1=ts1;
203 handles.ts2=ts2;
204 handles.upu=upu;
205 handles.t1=t1;
206 handles.TN=TN;
207 guidata(hObject, handles);
208
209 %Gráfico de g(t) o T(t)
210 if get(handles.gdet,('value'))==1;
211     plot(t1,upu);
212     grid on
213     xlabel('Tiempo [s]');
214     ylabel('g(t) [p.u.]');
215
216 else
217 plot(t,r*1e9,t,ts1*1e9,t,ts2*1e9,[min(t);max(t)],[TN;TN]);
218 grid on
219
220 xlabel('Tiempo [s]');
221 ylabel('T(t) [ns]');
222 axis([0 max(t) 0 round(Ta)]);
223 end
```

***Anexo 8 Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013***

### A8.1 Código del software

```
1 function varargout = untitled(varargin)
2 gui_Singleton = 1;
3 gui_State = struct('gui_Name',      mfilename, ...
4                   'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
5                   'gui_OpeningFcn', @untitled_OpeningFcn, ...
6                   'gui_OutputFcn',  @untitled_OutputFcn, ...
7                   'gui_LayoutFcn',  [] , ...
8                   'gui_Callback',   []);
9 if nargin && ischar(varargin{1})
10     gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
11 end
12
13 if nargin
14     [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
15 else
16     gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
17 end
18
19 function untitled_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
20 handles.output = hObject;
21 guidata(hObject, handles);
22 xlabel('Tiempo [s]');
23 ylabel('Tensión [kV]');
24
25 function dt_Callback(hObject, eventdata, handles)
26
27 function dt_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
28
29 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
30 get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
31     set(hObject,'BackgroundColor','white');
32 end
33 function varargout = untitled_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
34
35 varargout{1} = handles.output;
36
37 function abrir_ClickedCallback(hObject, eventdata, handles)
38 [nombre direc extension]=uigetfile( {'*.txt', 'Texto (.txt)'; ...
39     '*.FLT', 'Nilolet (.FLT)'}, 'Abrir')
40 if nombre==0
41     return
42 end
43 set(handles.arch, 'string', nombre);
44 if extension==1
45 filename = fullfile(direc, nombre);
46 delimiter = ' ';
47 startRow = 2;
48 formatSpec = '%f%[\n\r]';
49 fileID = fopen(filename, 'r');
50 dataArray = textscan(fileID, formatSpec, 'Delimiter', delimiter,
51 'MultipleDelimsAsOne', true, 'EmptyValue', NaN, 'HeaderLines', startRow-
52 1, 'ReturnOnError', false);
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
51 fclose(fileID);
52
53 F=str2num(get(handles.F,('string'))); %constante del divisor
54 handles.u = dataArray(:, 1).*F;
55 dt=str2num(get(handles.dt,('string')))*1e-9; %intervalo de muestreo
56 clearvars filename delimiter formatSpec fileID dataArray ans;
57
58 else extension==2
59 filename = fullfile(direc,nombre);
60 delimiter = '\t';
61 formatSpec = '%s%s%[\n\r]';
62 fileID = fopen(filename,'r');
63 dataArray = textscan(fileID, formatSpec, 'Delimiter', delimiter,
    'ReturnOnError', false);
64 fclose(fileID);
65 raw = repmat({''},length(dataArray{1}),length(dataArray)-1);
66 for col=1:length(dataArray)-1
67     raw(1:length(dataArray{col}),col) = dataArray{col};
68 end
69 numericData = NaN(size(dataArray{1},1),size(dataArray,2));
70
71 for col=[1,2]
72     rawData = dataArray{col};
73     for row=1:size(rawData, 1);
74         regexstr = '(?<prefix>.*?)(?<numbers>([-
    ]*(\d+[\,]*)+[\.]{0,1}\d*[eEdD]{0,1}[-+]*\d*[i]{0,1})|([-
    ]*(\d+[\,]*)*[\.]{1,1}\d+[eEdD]{0,1}[-+]*\d*[i]{0,1})) (?<suffix>.*)';
75         try
76             result = regexp(rawData{row}, regexstr, 'names');
77             numbers = result.numbers;
78
79             % Detected commas in non-thousand locations.
80             invalidThousandsSeparator = false;
81             if any(numbers==',' );
82                 thousandsRegExp = '^(\d+(\d{3})*)\.{0,1}\d*$';
83                 if isempty(regexp(thousandsRegExp, ',', 'once'));
84                     numbers = NaN;
85                     invalidThousandsSeparator = true;
86                 end
87             end
88             % Convert numeric strings to numbers.
89             if ~invalidThousandsSeparator;
90                 numbers = textscan(strrep(numbers, ',', ''), '%f');
91                 numericData(row, col) = numbers{1};
92                 raw{row, col} = numbers{1};
93             end
94         catch me
95         end
96     end
97 end
98
99 R = cellfun(@(x) ~isnumeric(x) && ~islogical(x),raw); raw(R) = {NaN}; %
100
101 F=str2num(get(handles.F,('string'))); %constante del divisor
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
102 handles.u = cell2mat(raw(:, 1))*F;
103 tiemp = cell2mat(raw(:, 2));
104 dt=(tiemp(2)-tiemp(1))*1e9;
105 clearvars filename delimiter formatSpec fileID dataArray ans raw col
    numericData rawData row regexstr result numbers
    invalidThousandsSeparator thousandsRegExp me R;
106 end
107 %% Se definen las variables para análisis
108 u=handles.u;
109 dt=str2num(get(handles.dt,('string')))*1e-9; %intervalo de muestreo
110 bits=str2num(get(handles.bits,('string')));
111 muestras=str2num(get(handles.mprom,('string'))); %cantidad de
    muestras que se usan para promediar las tensiones
112 %%
113 imax=size(u,1);%índice máximo del registro
114
115 m=max(abs(u)); %valor máximo del registro
116 im=find(abs(u)==m);%índice del valor máximo
117 im=round((max(im)+min(im))/2);
118 U_cresta=sum(u(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1) %promedio de
    +-5 muestras cerca del máximo
119 upul=(u-u(2))/U_cresta;
120
121 it90=find(abs(upul(1:im)-0.9)==min(abs(upul(1:im)-0.9))); %índice del
    valor 90%
122 it90=(min(it90)+max(it90))/2;
123 it30=find(abs(upul(1:im)-0.3)==min(abs(upul(1:im)-0.3))); %índice del
    valor 30%
124 it30=(min(it30)+max(it30))/2;
125 it0=(1+30/60).*it30-(30/60)*it90; %índice del origen virtual
126 it0=round(it0);%índice del origen virtual redondeado
127
128 off=sum(u(1:round(it0*0.8)))/round(it0*0.8);
129 u=u-off;
130 %U_cresta2=sum(u(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1) %promedio
    de +- muestras cerca del máximo
131 U_cresta2=u(im);
132 i02=max(find(abs(u(1:im))<abs(U_cresta2*0.2)));
133 i04=max(find(abs(u(im:end))>abs(U_cresta2*0.3)));
134
135 u1=u((i02+1):i04)./U_cresta2;
136
137 t1=((i02+1):1:i04)*dt;
138
139 %% Ajuste de la doble exponencial al registro del impulso.
140 [xData, yData] = prepareCurveData( t1', u1 );
141
142 % Set up fittype and options.
143 ft = fittype( 'U*(exp(-(x-td)/t1)-exp(-(x-td)/t2))', 'independent',
    'x', 'dependent', 'y' );
144 opts = fitoptions( 'Method', 'NonlinearLeastSquares' );
145 opts.Algorithm = 'Levenberg-Marquardt';
146 opts.Display = 'Off';
147 opts.StartPoint = [1 7e-05 4e-07 i02*dt];
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
148
149 % Fit model to data.
150 [fitresult, gof] = fit( xData, yData, ft, opts );
151
152 m_ceros=300;%cantidad de muestras con valor cero que se agregan al
    comienzo de u2.
153 t2=(fitresult.td:dt:i04*dt);
154 u2=fitresult.U.*(exp(-(t2-fitresult.td)./fitresult.t1)-exp(-(t2-
    fitresult.td)./fitresult.t2));
155 u2=[zeros(1,m_ceros) u2];
156 u1=u(((fitresult.td/dt)-m_ceros:i04)/U_cresta2;
157 u1=[;u1];
158 t1=((fitresult.td/dt-m_ceros):1:i04)*dt;
159
160 u1=u1(1:length(u2));
161 residual=u1-u2';
162
163 %% Filtro k-funtion de la IEC 60060-1:2010
164 x=tan(pi*dt/((2.2e-12)^(0.5)));
165 a1=(1-x)/(1+x);
166 b0=x/(1+x);
167 b1=b0;
168 fil_residual=zeros(1,length(residual));
169 fil_residual(1)=(residual(1)+residual(2))/2;
170
171 for i=2:length(residual);
172     fil_residual(i)=b0*residual(i)+b1*residual(i-
    1)+a1*fil_residual(i-1);
173 end
174 fil_residual2=zeros(1,length(residual));
175 for i=1:length(fil_residual);
176     fil_residual2(i)=fil_residual((length(fil_residual))-i+1);
177 end
178 fil_residual3=zeros(1,length(residual));
179 fil_residual3(1)=(fil_residual2(1)+fil_residual2(2))/2;
180
181 for i=2:length(fil_residual);
182     fil_residual3(i)=b0*fil_residual2(i)+b1*fil_residual2(i-
    1)+a1*fil_residual3(i-1);
183 end
184
185 fil_residual4=zeros(1,length(residual));
186 for i=1:length(fil_residual);
187     fil_residual4(i)=fil_residual3(length(fil_residual)-i+1);
188 end
189 %%
190 u3=(u2'+(fil_residual4)')*U_cresta2;
191
192
193 u1=u1*U_cresta2;
194 u2=u2*U_cresta2;
195
196 if get(handles.kfactor,'Value')==1
197
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
198  %% cálculo parámetros con k-factor
199  imax=size(u3,1);%índice máximo del registro
200
201  m=max(abs(u3)); %valor máximo del registro
202  im=find(abs(u3)==m);%índice del valor máximo
203  im=round(sum(im)/(size(im,1)));
204  U_cresta=sum(u3(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %promedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
205  upu3=(u3')/U_cresta;
206  it90=find(abs(upu3(1:im)-0.9)==min(abs(upu3(1:im)-0.9))); %índice del
    valor 90%
207  it90=(min(it90)+max(it90))/2;
208  it30=find(abs(upu3(1:im)-0.3)==min(abs(upu3(1:im)-0.3))); %índice del
    valor 30%
209  it30=(min(it30)+max(it30))/2;
210  it0=(1+30/60).*it30-(30/60)*it90; %índice del origen virtual
211  it0=round(it0);%índice del origen virtual redondeado
212
213  du=0;
214  a=[];
215  while size(a,2)<2;
216      du=1+du;
217      a=find(and(upu3(1:im)<(0.3+du*1/(2^bits)),upu3(1:im)>(0.3-
    du*1/(2^bits))));
218  end
219  p03=fit(a',upu3(a),'poly1');
220  it30=(0.3-p03.p2)/p03.p1;
221
222  du=0;
223  a=[];
224  while size(a,2)<2;
225      du=1+du;
226      a=find(and(upu3(1:im)<(0.9+du*1/(2^bits)),upu3(1:im)>(0.9-
    du*1/(2^bits))));
227  end
228  p09=fit(a',upu3(a),'poly1');
229  it90=(0.9-p09.p2)/p09.p1;
230
231  T1=(it90-it30)/0.6*dt*1e6 % tiempo de frente en us
232  it0=(1+30/60).*it30-(30/60)*it90; %índice del origen virtual
233  du=0;
234  a=[];
235  while length(a)<5;
236      du=1+du;
237      a=find(and(upu3(im:end)<(0.5+du*1/(2^bits)),upu3(im:end)>(0.5-
    du*1/(2^bits))));
238  end
239  p05=fit((a+im)',upu3(a+im),'poly1');
240  it50=(0.5-p05.p2)/p05.p1;
241
242  T2=(it50-it0)*dt*1e6 %tiempo de cola en us
243  %%
244  m=max(abs(u1)); %valor máximo del registro
245  im=find(abs(u1)==m);%índice del valor máximo
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
246 im=round(sum(im)/(size(im,1)));
247 U_crestal=sum(u1(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %promedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
248
249 m=max(abs(u3)); %valor máximo del registro
250 im=find(abs(u3)==m);%índice del valor máximo
251 im=round(sum(im)/(size(im,1)));
252 U_cresta3=sum(u3(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %promedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
253
254 m=max(abs(u2)); %valor máximo del registro
255 im=find(abs(u2)==m);%índice del valor máximo
256 im=round(sum(im)/(size(im,1)));
257 U_cresta2=sum(u2(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %promedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
258
259 beta=100*(U_crestal-U_cresta2)/U_crestal;
260
261 set(handles.t1,'string',num2str(T1));
262 set(handles.t2,'string',num2str(T2));
263 set(handles.ucresta,'string',num2str(U_cresta3/1e3));
264 set(handles.beta,'string',num2str(round(beta,2)));
265
266 t1=t1-fitresult.td;
267 plot(t1,u1/1e3,t1,u2/1e3,t1,u3/1e3); %gráfico de las señales
268 legend('u1','u2','u3');
269 xlabel('Tiempo [s]');
270 ylabel('Tensión [kV]');
271 grid on
272 if U_crestal>0
273 if abs(U_crestal)>1000e3
274 axis([-1e-5 7e-5 0 round(U_crestal/1e3*1.1,-2)]);
275 else
276 axis([-1e-5 7e-5 0 round(U_crestal/1e3*1.1,-1)]);
277 end
278 else
279 if abs(U_crestal)>1000e3
280 axis([-1e-5 7e-5 round(U_crestal/1e3*1.1,-2) 0]);
281 else
282 axis([-1e-5 7e-5 round(U_crestal/1e3*1.1,-1) 0]);
283 end
284 end
285 else
286
287 % cálculo parámetros sin k factor
288 imax=size(u1,1);%índice máximo del registro
289
290 m=max(abs(u1)); %valor máximo del registro
291 im=find(abs(u1)==m);%índice del valor máximo
292 im=round(sum(im)/(size(im,1)));
293 U_cresta=sum(u1(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %promedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
294 upu1=(u1')/U_cresta;
295
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
296
297
298  it90=find(abs(upul(1:im)-0.9)==min(abs(upul(1:im)-0.9))); %índice del
    valor 90%
299  it90=(min(it90)+max(it90))/2;
300  it30=find(abs(upul(1:im)-0.3)==min(abs(upul(1:im)-0.3))); %índice del
    valor 30%
301  it30=(min(it30)+max(it30))/2;
302  it0=(1+30/60).*it30-(30/60)*it90; %índice del origen virtual
303  it0=round(it0);%índice del origen virtual redondeado
304
305  du=0;
306  a=[];
307  while size(a,2)<2;
308      du=1+du;
309      a=find(and(upul(1:im)<(0.3+du*1/(2^bits)),upul(1:im)>(0.3-
        du*1/(2^bits))));
310  end
311  p03=fit(a',upul(a),'poly1');
312  it30=(0.3-p03.p2)/p03.p1;
313
314  du=0;
315  a=[];
316  while size(a,2)<2;
317      du=1+du;
318      a=find(and(upul(1:im)<(0.9+du*1/(2^bits)),upul(1:im)>(0.9-
        du*1/(2^bits))));
319  end
320  p09=fit(a',upul(a),'poly1');
321  it90=(0.9-p09.p2)/p09.p1;
322
323  T1=(it90-it30)/0.6*dt*1e6 % tiempo de frente en us
324  it0=(1+30/60).*it30-(30/60)*it90; %índice del origen virtual
325  du=0;
326  a=[];
327  while size(a,2)<5;
328      du=1+du;
329      a=find(and(upul(im:end)<(0.5+du*1/(2^bits)),upul(im:end)>(0.5-
        du*1/(2^bits))));
330  end
331  p05=fit((a+im)',upul(a+im),'poly1');
332  it50=(0.5-p05.p2)/p05.p1;
333  T2=(it50-it0)*dt*1e6 %tiempo de cola en us
334
335  %%
336  m=max(abs(u1)); %valor máximo del registro
337  im=find(abs(u1)==m);%índice del valor máximo
338  im=round(sum(im)/(size(im,1)));
339  U_crestal=sum(u1(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %promedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
340
341  m=max(abs(u2)); %valor máximo del registro
342  im=find(abs(u2)==m);%índice del valor máximo
343  im=sum(im)/(size(im,1));
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
344 U_cresta2=sum(u2(im-muestras:im+muestras))/(muestras*2+1); %pormedio
    de +-5 muestras cerca del máximo
345
346 beta=100*(U_cresta1-U_cresta2)/U_cresta1;
347
348 set(handles.t1,'string',num2str(T1));
349 set(handles.t2,'string',num2str(T2));
350 set(handles.ucesta,'string',num2str(U_cresta1/1e3));
351 set(handles.beta,'string',num2str(round(beta,1)));
352 t1=t1-fitresult.td;
353 plot(t1,u1/1e3);
354 xlabel('Tiempo [s]');
355 ylabel('Tensión [kV]');
356 grid on
357 if U_cresta1>0
358 if abs(U_cresta1)>1000e3
359 axis([-1e-5 7e-5 0 round(U_cresta1/1e3*1.1,-2)]);
360 else
361 axis([-1e-5 7e-5 0 round(U_cresta1/1e3*1.1,-1)]);
362 end
363 else
364 if abs(U_cresta1)>1000e3
365 axis([0 7e-5 round(U_cresta1/1e3*1.1,-2) 0]);
366 else
367 axis([0 7e-5 round(U_cresta1/1e3*1.1,-1) 0]);
368 end
369 end
370 end
371
372 %ygrid on
373
374 function mprom_Callback(hObject, eventdata, handles)
375
376 function mprom_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
377
378 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
    get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
379 set(hObject,'BackgroundColor','white');
380 end
381
382 function bits_Callback(hObject, eventdata, handles)
383
384 function bits_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
385
386 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
    get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
387 set(hObject,'BackgroundColor','white');
388 end
389
390 function ucresta_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
391
392 function t1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
393
394 function t2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
395
```

*Anexo 8: Código del software de cálculo de parámetros de impulsos atmosféricos y evaluación con referencia a la norma IEC 61083:2013*

```
396 function beta_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
397
398 function kfactor_Callback(hObject, eventdata, handles)
399
400 function arch_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
401
402 function F_Callback(hObject, eventdata, handles)
403
404 function F_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
405
406 if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
    get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
407     set(hObject,'BackgroundColor','white');
408 end
```

### A8.2 Resultados de la evaluación

Los resultados de la evaluación con respecto a la norma IEC 61083-2:2013 [11] se presentan en la Tabla XXII.

**Tabla XXII – Resultados de la evaluación del software**

| Nombre | Tabla A1 IEC 61083-2 |            |            |             | Obtenidos con el software |                |            |                  |            |                  |             |                        |
|--------|----------------------|------------|------------|-------------|---------------------------|----------------|------------|------------------|------------|------------------|-------------|------------------------|
|        | U [kV]               | $T_1$ [μs] | $T_2$ [μs] | $\beta$ [%] | U [kV]                    | $\Delta U$ [%] | $T_1$ [μs] | $\Delta T_1$ [%] | $T_2$ [μs] | $\Delta T_2$ [%] | $\beta$ [%] | $\Delta\beta$ [% abs.] |
| LI-A1  | 1049,6               | 0,84       | 60,16      | 0           | 1049,565                  | 0,00           | 0,8398     | 0,0              | 60,156     | 0,01             | 0           | 0,0                    |
| LI-A2  | 1037,6               | 1,693      | 47,48      | 5,1         | 1037,453                  | -0,01          | 1,6911     | -0,1             | 47,49      | 0,02             | 5,16        | 0,1                    |
| LI-A3  | 1000,2               | 1,117      | 48,15      | 4,6         | 999,3329                  | -0,09          | 1,1178     | 0,1              | 48,16      | 0,02             | 4,53        | -0,1                   |
| LI-A4  | 856,01               | 0,841      | 47,8       | 7,9         | 856,1259                  | 0,01           | 0,8342     | -0,8             | 47,789     | 0,02             | 7,91        | 0,0                    |
| LI-A5  | 71,972               | 1,711      | 47,71      | 7,7         | 71,9674                   | -0,01          | 1,7163     | 0,3              | 47,715     | 0,01             | 7,84        | 0,1                    |
| LI-A6  | 100,17               | 1,762      | 41,58      | 17,7        | 100,1587                  | -0,01          | 1,7647     | 0,2              | 41,558     | 0,05             | 17,95       | 0,3                    |
| LI-A7  | 104,35               | 2,122      | 38,36      | 20,1        | 104,3509                  | 0,00           | 2,1282     | 0,3              | 38,364     | 0,01             | 20,5        | 0,4                    |
| LI-A8  | 96,012               | 1,503      | 44,92      | 14,8        | 96,0205                   | 0,01           | 1,5114     | 0,6              | 44,924     | 0,01             | 14,92       | 0,1                    |
| LI-A9  | 55,928               | 1,215      | 55,74      | 4           | 55,9196                   | -0,02          | 1,2146     | 0,0              | 55,747     | 0,01             | 4,06        | 0,1                    |
| LI-A10 | 81,929               | 0,924      | 42,66      | 12          | 81,9435                   | 0,02           | 0,9274     | 0,4              | 42,647     | 0,03             | 12,06       | 0,1                    |
| LI-A11 | 86,597               | 0,578      | 56,37      | 4,1         | 86,6124                   | 0,02           | 0,5706     | -1,3             | 56,35      | 0,04             | 4,05        | 0,0                    |
| LI-A12 | 85,584               | 0,587      | 57,36      | 2,3         | 85,5853                   | 0,00           | 0,5821     | -0,8             | 57,356     | 0,01             | 2,25        | 0,0                    |
| LI-M1  | 952,09               | 1,123      | 85,6       | 2,1         | 951,6323                  | -0,05          | 1,1248     | 0,2              | 85,597     | 0,00             | 1,77        | -0,3                   |
| LI-M2  | -1041,7              | 3,356      | 61,25      | 9,2         | -1041,332                 | -0,04          | 3,3522     | -0,1             | 61,266     | 0,03             | 9,05        | -0,1                   |
| LI-M3  | -1026,5              | 2,15       | 41,75      | 9,2         | -1025,978                 | -0,05          | 2,1434     | -0,3             | 41,772     | 0,05             | 9,02        | -0,2                   |
| LI-M4  | -267,14              | 0,987      | 56,22      | 4,8         | -266,9609                 | -0,07          | 0,9831     | -0,4             | 56,262     | 0,07             | 4,57        | -0,2                   |
| LI-M5  | -55,033              | 2,746      | 42,11      | 18,7        | -54,9959                  | -0,07          | 2,7566     | 0,4              | 42,118     | 0,02             | 18,22       | -0,5                   |
| LI-M6  | -166,87              | 1,356      | 54,74      | 3,8         | -166,8524                 | -0,01          | 1,3529     | -0,2             | 54,744     | 0,01             | 3,74        | -0,1                   |
| LI-M7  | -1272,3              | 1,482      | 50,03      | 11,2        | -1272,187                 | -0,01          | 1,4852     | 0,2              | 50,033     | 0,01             | 10,93       | -0,3                   |
| LI-M8  | -99,732              | 1,515      | 49,36      | -0,5        | -99,736                   | 0,00           | 1,5184     | 0,2              | 49,368     | 0,02             | -0,55       | 0,1                    |
| LI-M9  | -100,04              | 0,828      | 46,65      | 1,4         | -100,0339                 | -0,01          | 0,8229     | -0,6             | 46,655     | 0,01             | 1,14        | -0,3                   |
| LI-M10 | 100,26               | 1,666      | 60,85      | 0           | 100,2087                  | -0,05          | 1,6624     | -0,2             | 60,838     | 0,02             | -0,38       | 0,4                    |
| LI-M11 | 299,32               | 1,661      | 60,95      | -0,5        | 299,2064                  | -0,04          | 1,6586     | -0,1             | 60,871     | 0,13             | -0,6        | 0,1                    |
| LI-M12 | -4,3193              | 1,292      | 52,27      | -1,8        | -4,3192                   | 0,00           | 1,2902     | -0,1             | 52,295     | 0,05             | -1,95       | 0,2                    |
| LI-M13 | 39,46                | 1,537      | 46,94      | 1,8         | 39,456                    | -0,01          | 1,5362     | -0,1             | 46,936     | 0,01             | 1,65        | -0,2                   |
| LI-M14 | 48,549               | 0,933      | 37,48      | 4,3         | 48,5396                   | -0,02          | 0,932      | -0,1             | 37,491     | 0,03             | 4,01        | -0,3                   |
| LI-M15 | 497,97               | 1,017      | 59,19      | -0,1        | 497,8381                  | -0,03          | 1,0206     | 0,4              | 59,2       | 0,02             | -0,41       | 0,3                    |
| LI-M16 | 369,21               | 0,92       | 47,53      | 0,8         | 369,1389                  | -0,02          | 0,9177     | -0,3             | 47,507     | 0,05             | 0,22        | -0,6                   |
| LI-M17 | -99,346              | 1,775      | 53,31      | 1,3         | -99,3453                  | 0,00           | 1,7754     | 0,0              | 53,323     | 0,02             | 0,25        | -1,1                   |

Según la norma IEC 61083-2 [11] las tolerancias para la medición de los parámetros son:

- $\pm 0,1$  % para  $\hat{U}$
- $\pm 2$  % para  $T_1$
- $\pm 2$  % para  $T_2$
- $\pm 2$  % para  $\beta$