

Universidad Politécnica de Madrid
Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Máster en Ingeniería Eléctrica

Trabajo Fin de Máster

PROPAGACIÓN DE SEÑALES DE
DESCARGAS PARCIALES EN
CABLES DE ALTA TENSIÓN

Alumno: Raúl E. Álvarez

(Mat. M07037)

Director: Profesor D. Julio Martínez Malo

Madrid, abril de 2010

Agradecimientos

Las tareas relacionados con este Trabajo Fin de Máster han sido desarrollados entre julio de 2009 y abril de 2010 en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales (ETSII) de la Universidad Politécnica de Madrid, España y en el Instituto de Investigaciones Tecnológicas para Redes y Equipos Eléctricos (IITREE) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata, Argentina.

Este trabajo no hubiera sido posible sin la ayuda, orientación y soporte de varias personas, cuya contribución me gustaría reconocer.

En primer lugar, quisiera expresar mi más profunda gratitud al Profesor Julio Martínez Malo, por dirigir este Trabajo Fin de Máster. Su predisposición y minuciosa supervisión me han sido fundamentales para poder canalizar las ideas y los conceptos desarrollados.

Agradezco al Ing. Daniel Esteban la invalorable ayuda brindada en los ensayos y mediciones realizadas en el IITREE; sin su aporte este trabajo difícilmente hubiera sido posible. Gracias a mis compañeros del IITREE, Profesores Raúl Bianchi Lastra y Beatriz Barbieri por el soporte en temas relacionados con el EMTP-ATP.

También agradezco a la empresa EDESUR S.A por la donación de la muestra de cable de alta tensión, sobre la cual se realizaron las experiencias de laboratorio que han sido esenciales en este Trabajo.

Mi eterna gratitud al profesorado del Máster del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la ETSII, especialmente al Profesor Antonio Pastor Gutiérrez por el entusiasmo y la gran cordialidad brindada que me ha hecho sentir como en casa.

Gracias a mis compañeros Ricardo y Julián por toda la ayuda y camaradería; y a mi amigo Federico por su amistad y hospitalidad durante mi estadía en Madrid.

Agradezco al IITREE toda la confianza, el soporte personal y económico que me han permitido cursar este Máster; en particular a su Directora, Profesora Patricia Arnera, su Subdirector Profesor Jorge Agüero y a mi jefe Profesor Miguel del Pozo. Gracias a todos mis compañeros del IITREE por el respaldo y el apoyo.

Gracias a mi madre y familia cuyo amor, aunque desde la distancia, me ha apoyado durante todo este tiempo.

Por último y más significativamente, mi más profundo agradecimiento a mi compañera de vida, Rosario, pilar fundamental de todos mis logros.

Listado de Acrónimos

XLPE	Polietileno reticulado (<i>Cross-linked Polyethylene</i>)
DP	Descarga Parcial
DDPP	Descargas Parciales
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional (<i>International Electrotechnical Commission</i>)
HF	Alta Frecuencia (<i>High Frequency</i>)
VHF	Muy Alta Frecuencia (<i>Very High Frequency</i>)
UHF	Ultra Alta Frecuencia (<i>Ultra High Frequency</i>)
TEM	Modo de propagación transversal electromagnético (<i>Transverse Electric and Magnetic</i>)
MT	Media Tensión
AT	Alta Tensión
FRA	Análisis de respuesta en frecuencia (<i>Frequency Response Analysis</i>)
TDR	Reflectometría en el dominio del tiempo (<i>Time Domain Reflectometry</i>)
EMTP-ATP	ElectroMagnetic Transients Program - Alternative Transients Program
ATP Draw5	Alternative Transients Program; entorno gráfico (versión 5)
LCC	Line Cable Constants
CP	Cable Parameters
CCS	Modelo de cable con capa semiconductor
CSS	Modelo de cable sin capa semiconductor
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
OF	Cable impregnado en aceite (<i>Oil Filled Power Cables</i>)
PVC	Cloruro de Polivinilo (<i>Polyvinyl Chloride</i>)
HDPE	Polietileno de alta densidad (<i>High-Density Polyethylene</i>)
EPR	Caucho de Etileno Propileno (<i>Ethylene Propylene Rubber</i>)

Contenido

CAPÍTULO 1

1.	INTRODUCCIÓN.....	- 9 -
1.1.	<i>Antecedentes</i>	- 10 -
1.1.1.	Evolución de las redes subterráneas.....	- 10 -
1.1.2.	Características generales de los cables con aislamiento sólido	- 11 -
1.1.3.	Fallas en cables.....	- 13 -
1.2.	<i>Motivación</i>	- 14 -
1.3.	<i>Objetivo y alcance</i>	- 15 -
1.4.	<i>Estructura del trabajo</i>	- 15 -

CAPÍTULO 2

2.	FUNDAMENTOS DE LAS DESCARGAS PARCIALES.....	- 17 -
2.1.	<i>Reseña histórica</i>	- 18 -
2.1.1.	Descargas parciales	- 18 -
2.1.2.	Principales referencias normativas	- 19 -
2.2.	<i>Conceptos básicos</i>	- 20 -
2.2.1.	¿Qué es una descarga parcial?.....	- 20 -
2.2.2.	Clasificación de las descargas parciales.....	- 21 -
2.2.2.1.	Descargas internas.....	- 21 -
2.2.2.2.	Descargas superficiales.....	- 23 -
2.2.2.3.	Descargas externas o corona.....	- 23 -
2.2.3.	Modelo de la descarga parcial interna.....	- 23 -
2.2.4.	Parámetros característicos de la DP.....	- 25 -
2.2.4.1.	Carga aparente q	- 25 -
2.2.4.2.	Tasa de repetición de pulsos, n	- 25 -
2.2.4.3.	Frecuencia de repetición de los pulsos, N	- 25 -
2.2.4.4.	Corriente media de descarga, I	- 26 -
2.2.4.5.	Ruido de fondo	- 26 -
2.2.4.6.	Tensión de aparición de las DDPP, U_i	- 26 -
2.2.4.7.	Tensión de extinción de las DDPP, U_e	- 26 -
2.2.4.8.	Impedancia de transferencia, $Z_{(f)}$	- 26 -
2.2.4.9.	Frecuencia de corte inferior y superior f_1 y f_2	- 26 -
2.2.4.10.	Frecuencia central f_m y ancho de banda Δf	- 27 -
2.2.4.11.	Parámetros estadísticos.....	- 27 -
2.3.	<i>Clasificación de ensayos de DDPP en cables</i>	- 27 -
2.3.1.	Ensayos de tipo y de rutina	- 28 -
2.3.2.	Ensayos en laboratorio y en campo	- 28 -
2.3.3.	Métodos de ensayo convencionales y no convencionales	- 28 -
2.3.3.1.	Ensayos convencionales	- 28 -
2.3.3.1.1.	Características del sistema de medida.....	- 29 -

2.3.3.2.	Ensayos no convencionales	- 30 -
2.3.3.2.1.	Acústicos.....	- 30 -
2.3.3.2.2.	Ópticos.....	- 30 -
2.3.3.2.3.	Químicos.....	- 30 -
2.3.3.2.4.	Radio frecuencia.....	- 30 -
2.4.	<i>Espectro de frecuencia de las DDPP en cables.....</i>	- 31 -

CAPÍTULO 3

3.	DETERMINACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN	- 32 -
3.1.	<i>Fundamentos de la teoría de propagación.....</i>	- 33 -
3.1.1.	Ecuaciones generales de las líneas de transmisión.....	- 33 -
3.1.2.	Características de la línea finita en vacío y cortocircuito	- 38 -
3.1.3.	Reflexión y refracción.....	- 42 -
3.1.3.1.	Línea en cortocircuito	- 43 -
3.1.3.2.	Línea en vacío	- 43 -
3.1.3.3.	Línea adaptada	- 43 -
3.1.4.	Atenuación y distorsión.....	- 43 -
3.1.4.1.	Atenuación en un cable	- 45 -

CAPÍTULO 4

4.	ENSAYOS Y MEDICIONES	- 47 -
4.1.	<i>Introducción.....</i>	- 48 -
4.2.	<i>Características del cable</i>	- 48 -
4.3.	<i>Mediciones y ensayos en la muestra de cable.....</i>	- 49 -
4.3.1.	Determinación de las características de propagación	- 50 -
4.3.1.1.	Velocidad de propagación	- 50 -
4.3.1.2.	Permitividad relativa.....	- 51 -
4.3.1.3.	Tiempo de retardo.....	- 52 -
4.3.2.	Determinación del comportamiento en el dominio de la frecuencia	- 53 -
4.3.2.1.	Adaptación del cable	- 55 -
4.3.2.1.1.	Datos de consigna	- 55 -
4.3.2.1.2.	Criterio de diseño	- 56 -
4.3.2.1.3.	Modelo ATP Draw.....	- 59 -
4.3.2.1.4.	Calibración de los adaptadores	- 60 -
4.3.2.2.	Ensayo de barrido en frecuencia	- 61 -
4.3.3.	Determinación del comportamiento en el dominio del tiempo	- 66 -
4.3.3.1.	Reflectometría con el cable adaptado.....	- 66 -
4.3.3.2.	Reflectometría con el cable en vacío.....	- 67 -
4.3.3.3.	Reflectometría con el cable en cortocircuito	- 68 -
4.4.	<i>Discusión</i>	- 70 -

CAPÍTULO 5

5.	MODELO DEL CABLE CON EMTP-ATP	- 71 -
5.1.	<i>Introducción</i>	- 72 -
5.2.	<i>Breve descripción del EMTP-ATP</i>	- 72 -
5.3.	<i>Características del modelo</i>	- 73 -
5.3.1.	Introducción	- 73 -
5.3.1.1.	Descripción del algoritmo: "Cable Parameters"	- 74 -
5.3.1.1.1.	Planteo de las ecuaciones	- 74 -
5.3.1.1.2.	Parámetros concentrados y distribuidos	- 77 -
5.3.1.1.3.	Resolución de las ecuaciones de parámetros distribuidos	- 77 -
5.3.1.1.4.	Métodos de resolución	- 78 -
5.3.1.1.5.	Modelo JMartí	- 78 -
5.3.2.	Consideraciones previas	- 80 -
5.3.3.	Modelo propuesto y procedimiento de ajuste	- 81 -
5.4.	<i>Presentación y resultados del modelo obtenido</i>	- 83 -
5.4.1.	Respuesta del modelo en el dominio de la frecuencia	- 83 -
5.4.2.	Respuesta del modelo en el dominio del tiempo	- 87 -
5.5.	<i>Aplicación del modelo: reflectometría en el dominio del tiempo en cable corto</i>	- 88 -
5.5.1.	Espectro de frecuencia de las excitaciones	- 89 -
5.5.1.1.	Transformada Rápida de Fourier	- 89 -
5.5.1.2.	Transformada rápida de Fourier de las excitaciones	- 89 -
5.5.2.	Reflectometría en el dominio del tiempo en cable corto	- 91 -
5.5.2.1.	Respuesta al pulso triangular	- 91 -
5.5.2.1.1.	Cable adaptado	- 92 -
5.5.2.1.2.	Cable en vacío	- 93 -
5.5.2.1.3.	Cable en cortocircuito	- 93 -
5.5.2.2.	Respuesta al pulso cuadrado	- 94 -
5.5.2.2.1.	Cable adaptado	- 95 -
5.5.2.2.2.	Cable en vacío	- 95 -
5.5.2.2.3.	Cable en cortocircuito	- 96 -
5.5.2.3.	Respuesta al pulso semi senoide	- 96 -
5.5.2.3.1.	Cable adaptado	- 97 -
5.5.2.3.2.	Cable en vacío	- 98 -
5.5.2.3.3.	Cable en cortocircuito	- 98 -
5.5.2.4.	Respuesta al pulso de calibración	- 99 -
5.5.2.4.1.	Modelo del calibrador de descargas parciales	- 99 -
5.5.2.4.2.	Respuestas al modelo del calibrador	- 100 -
5.5.2.4.2.1.	Cable adaptado	- 100 -
5.5.2.4.2.2.	Cable en vacío	- 101 -
5.5.2.4.2.3.	Cable en cortocircuito	- 101 -
5.5.2.5.	Resumen de resultados	- 102 -

5.5.3.	Aplicación del modelo: reflectometría en el dominio del tiempo en cable largo.....	- 103 -
5.5.3.1.	Respuesta al pulso triangular	- 104 -
5.5.3.1.1.	Cable adaptado	- 104 -
5.5.3.1.2.	Cable en vacío.....	- 104 -
5.5.3.1.3.	Cable en cortocircuito	- 105 -
5.5.3.2.	Respuesta al pulso cuadrado	- 106 -
5.5.3.2.1.	Cable adaptado	- 106 -
5.5.3.2.2.	Cable en vacío.....	- 106 -
5.5.3.2.3.	Cable en cortocircuito	- 107 -
5.5.3.3.	Respuesta al pulso semi senoide	- 107 -
5.5.3.3.1.	Cable adaptado	- 107 -
5.5.3.3.2.	Cable en vacío.....	- 108 -
5.5.3.3.3.	Cable en cortocircuito	- 108 -
5.5.3.4.	Respuesta al pulso de calibración.....	- 109 -
5.5.3.4.1.	Cable adaptado	- 109 -
5.5.3.4.2.	Cable en vacío.....	- 109 -
5.5.3.4.3.	Cable en cortocircuito	- 110 -
5.5.3.5.	Resumen de resultados	- 110 -
5.5.4.	Comentarios de los resultados obtenidos.....	- 112 -
5.6.	<i>Análisis de comportamiento en el dominio de la frecuencia</i>	- 112 -
5.6.1.	Análisis espectral para el modelo de cable corto.....	- 112 -
5.6.1.1.	Señal triangular.....	- 112 -
5.6.1.2.	Señal pulso cuadrado.....	- 113 -
5.6.1.3.	Señal semi senoide	- 114 -
5.6.1.4.	Señal pulso de calibración	- 115 -
5.6.2.	Análisis espectral para el modelo de cable largo	- 116 -
5.6.2.1.	Señal triangular.....	- 116 -
5.6.2.2.	Señal pulso cuadrado.....	- 117 -
5.6.2.3.	Señal semi senoide	- 118 -
5.6.2.4.	Señal pulso de calibración	- 119 -
5.6.3.	Comentarios de los resultados obtenidos.....	- 120 -

CAPÍTULO 6

6.	CONCLUSIONES.....	- 122 -
6.1.	<i>Resumen y conclusiones</i>	- 123 -
6.2.	<i>Futuras líneas de trabajo</i>	- 125 -
REFERENCIAS		- 126 -
MODELOS ATP DRAW.....		- 130 -
FICHEROS MATLAB.....		- 131 -

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se presenta un resumen conceptual de los antecedentes, y a partir de ello se expone la motivación del estudio objeto de este trabajo.

También se explica la estructura de la trabajo, con el objeto de dar al lector una idea del contenido y la estructura del trabajo.

1.1. Antecedentes

1.1.1. Evolución de las redes subterráneas

El constante crecimiento de la demanda de energía eléctrica y las distancias de transmisión requieren el manejo de niveles de potencia y tensión elevados para lograr una calidad de energía óptima. Históricamente los primeros sistemas de transmisión importantes fueron conformados a través de líneas aéreas. Sin embargo, desde entonces había situaciones en las que las líneas aéreas eran de difícil ejecución, a partir de lo cual comenzaron a proliferar las redes de cables subterráneas. Para entonces las redes de cables de alta tensión, cuyo aislamiento era a base de papel impregnado; con aceite a presión (Oil Filled), presentaban una desventaja sustancial con las líneas aéreas: un costo muy superior. Esto se debía fundamentalmente al costo de fabricación, instalación y operación (mantenimiento).

En la década del 60 comenzaron a fabricarse los cables con aislamiento “sólido”; a base de compuestos termoplástico: polietileno reticulado (XLPE) y caucho de etileno propileno (EPR). No obstante, el costo seguía siendo elevado; con el agravante de una tasa de falla considerablemente alta [1]. Tal es así que a principios de los años 70, comenzaron a reportarse los primeros fallos en todo el mundo. En la investigación de los mismos se concluyó que en la mayoría de los casos eran debidos a las arborescencias en el material aislante termoplástico. A partir de ello se adoptaron medidas de diseño y constructivas con el fin de evitar tales defectos; y fue así como a mediados de la década del 70, la tendencia en los fallos disminuyó considerablemente [2].

A comienzo de los años 80 la producción de cables; experimentó un cambio drástico a partir de la tripe extrusión del polietileno reticulado; con pantallas metálicas en lugar de grafito [3]. Además, se modificó el revestimiento externo (vainas) de cloruro de polivinilo (PVC) a polietileno de alta densidad (HDPE). Con estas nuevas tecnologías no sólo aumentó la longitud de las redes subterráneas, sino que además se disminuyó notablemente la tasa de fallo [3].

Por otra parte, las normativas medioambientales exigen requerimientos cada vez más exigentes en lo que respecta a la construcción de nuevas líneas aéreas de alta tensión. Esta fue otra de las razones por las cuales los cables subterráneos aislados han tenido una evolución tecnológica y un campo de aplicación en progresiva aumento en las últimas décadas.

Esta evolución de los cables para media y alta tensión tuvo una implicancia adicional: la brecha económica entre las líneas y las redes se ha acortado notablemente; razón por la cual en la actualidad cada vez son más recurrentes proyectos en los cuales se opta por la transmisión subterránea, como una alternativa económica y técnicamente eficaz cuando es necesario evitar obstáculos físicos y legislaciones restrictivas.

1.1.2. Características generales de los cables con aislamiento sólido

Como se ha mencionado, los primeros cables fueron aislados en papel impregnado con aceite (OF), y con el tiempo los cables con aislamiento secos (XLPE y el EPR) comenzaron a imponerse, incluso hasta los niveles de transmisión de energía (145 - 500 kV). Los cables del tipo EPR son empleados cuando se requiere mayor flexibilidad que la disponible con cables aislados con XLPE. No obstante, la mayoría de las características eléctricas de ambos materiales son similares, aunque el EPR presenta un factor de pérdidas un poco mayor que el XLPE.

Actualmente la confiabilidad de los cables con aislamientos sólidos es muy alta y presentan ventajas respecto a los OF, algunas de las cuales son:

- *Requieren de menos mantenimiento*
- *Simplicidad en el montaje y en la instalación de los accesorios.*
- *No se requiere el sistema hidráulico presurizado*

En la Fig. 1. 1 se presenta un esquema típico de un cable de media y alta tensión del tipo XLPE.

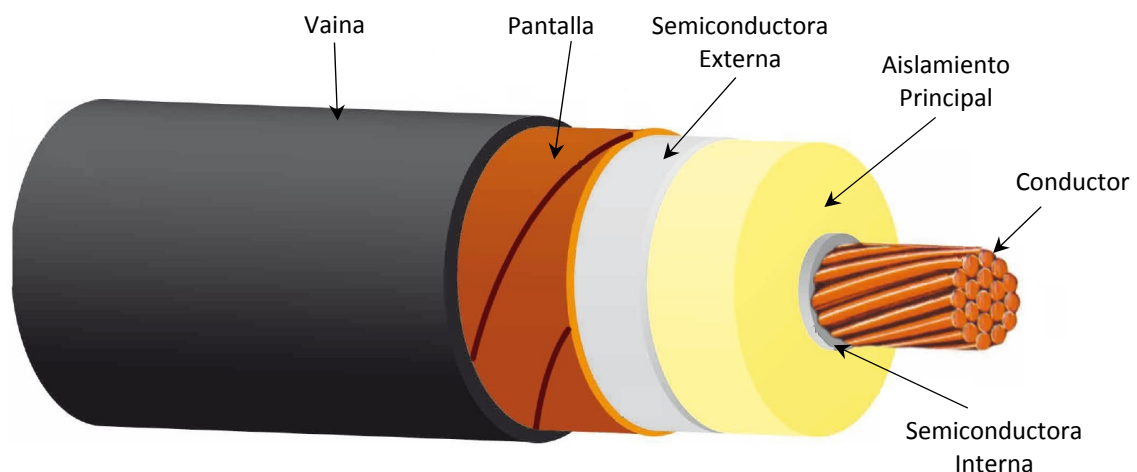


Fig. 1. 1 - Morfología generalizada de un cable de media / alta tensión

Como es de preverse, cada elemento ha sido diseñado para cumplir una función específica:

- a) **Conductor:** la función del conductor es la de transportar energía eléctrica. La selección del calibre y tipo de conductor dependen de varios factores: La capacidad de corriente, tensión eléctrica, propiedades físicas, flexibilidad, geometría y costo. No obstante, en alta tensión el material más ampliamente usado es el cobre electrolítico.
- b) **Semiconductora interna:** Esta capa de material se encuentra en contacto directo con el conductor, está conformado por un material termoestable (generalmente polietileno con característica semiconductora) que se encarga de recubrir al

conductor cableado, penetrando en los intersticios entre los hilos de la capa exterior del conductor para darle una forma circular al mismo.

De esta forma el campo eléctrico es radial a partir de su superficie (Fig. 1. 2-b), evitando concentraciones puntuales de campo (Fig. 1. 2-a), obteniéndose así una superficie equipotencial (equilibrio de cargas eléctricas) alrededor de esta primera capa. Si se aplicara el aislamiento directamente sobre el conductor sin el material semiconductor, éste sufriría los efectos de un elevado campo eléctrico en los intersticios del conductor.

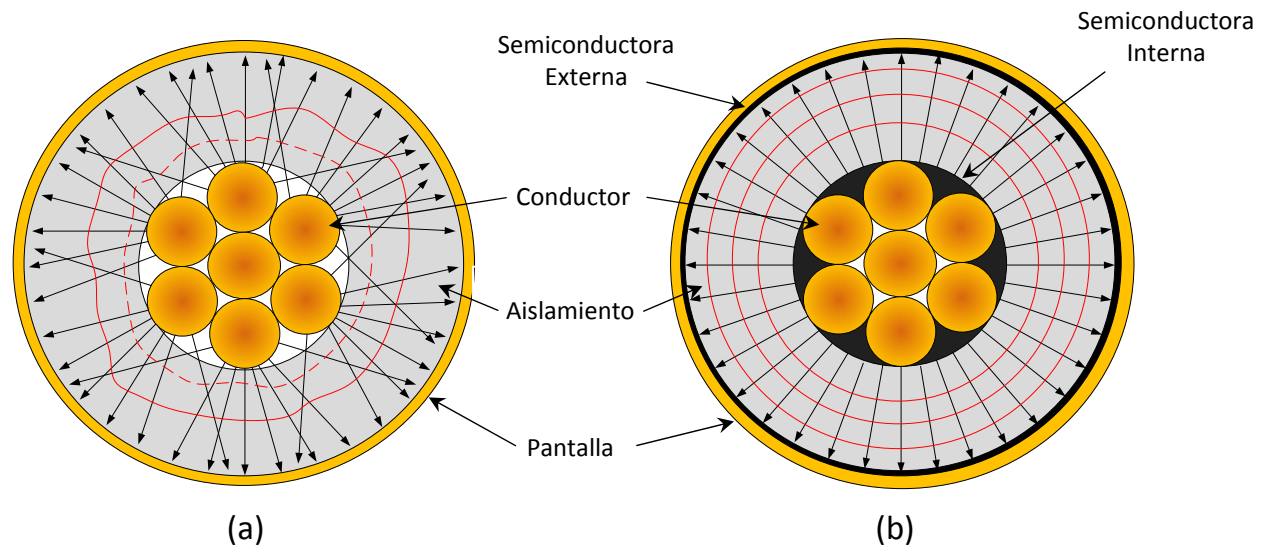


Fig. 1. 2 - Campo eléctrico y equipotenciales de tensión en cable sin (a) y con (b) capas semiconductoras

- c) **Aislamiento principal:** La función del aislamiento principal es la de confinar la corriente eléctrica en el conductor y contener el campo eléctrico en su masa.
- d) **Capa semiconductor externa:** Su función es la de confinar homogéneamente las líneas del campo eléctrico al interior del aislamiento; esta es una función complementaria a la de la primera capa semiconductor que recubre al conductor. Esta capa semiconductor se aplica por extrusión directamente sobre el aislamiento.
- e) **Pantalla:** La capa metálica no magnética se aplica sobre la capa semiconductor y puede ser de cinta de cobre o de hilos de cobre, o directamente un recubrimiento de plomo. Su función es dar la referencia de neutro o potencial de tierra al sistema de aislamiento del cable.
- f) **Vaina:** La vaina cumple las funciones de impedir el acceso de la humedad al interior del cable. Además otorga una determinada resistencia al impacto y a la abrasión.

1.1.3. Fallas en cables

Como se ha mencionado en el punto precedente, la aplicación de cables de media y alta tensión han proliferado sustancialmente en las últimas décadas. Si bien la tasa de fallo con este tipo de redes se ha disminuido notablemente [2], es importante destacar que una salida intempestiva del servicio ocasionará una indisponibilidad del servicio a un gran número de usuarios. El otro factor agravante es que los fallos en cables, generalmente están asociados a importantes daños en el punto de defecto; que conllevan un tiempo de reparación y normalización considerable.

A modo de referencia, un estudio de análisis de fallas en cables en el sistema de subtransmisión y distribución de Estocolmo, entre los años 1982 y 1990, se comprobó que el 7% de las fallas correspondieron a cables de alta y media tensión (220, 110 y 33 kV) y 35% a cables de media tensión (11 kV); y el restante 58% a otros niveles inferiores [4].

Lo interesante de este resultado, es que con una tasa de fallos de tan solo el 7% el número de usuarios afectados fue del orden de 455.000, mientras que con la tasa de 35% de cables de 11 kV no llegó a 420.000 usuarios. Otro dato interesante, es que en el caso de cables de 220; 110 y 33 kV, un tiempo de interrupción promedio de alrededor de media hora por usuario; mientras que en el caso de 11 kV registró una hora por usuario de interrupción.

De este estudio también se puede extraer otros datos importantes:

- a) El 31% de las fallas en el nivel de distribución de 11 kV fueron debidas al sistema de tendido subterráneo (cables, terminales, empalmes).

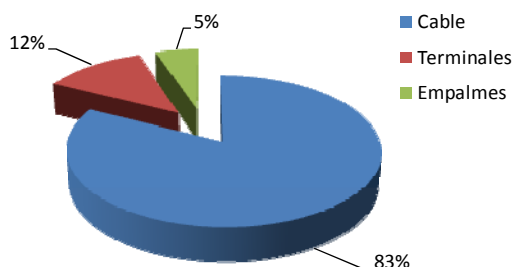


Fig. 1. 3 - Tasa de fallas en sistemas de cables de media tensión

- b) El 31% de las fallas en el nivel de distribución de 11 kV fueron debidas al sistema de tendido subterráneo (cables, terminales, empalmes).

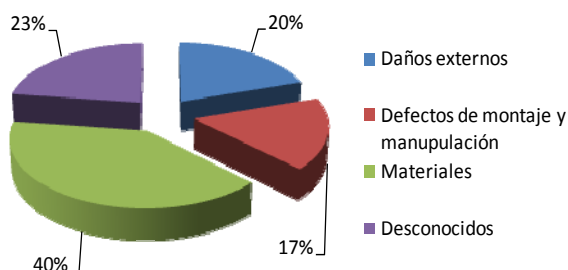


Fig. 1. 4 - Tasa de fallas en sistemas de cables de media tensión

Como se observa en la Fig. 1. 4, en la tasa de fallos tiene una gran incidencia los materiales que componen el cable de media tensión. Teniendo en cuenta que en los cables de tensiones superiores las sollicitaciones se incrementan (por ejemplo los gradientes de campo son aún mucho mayores) se podría deducir que los materiales, los montajes y la manipulación deben cuidarse especialmente para evitar fallos.

Existen diferentes controles y ensayos para verificar el estado del cable; ya sea al cabo del proceso de fabricación, luego del montaje y durante su funcionamiento (mantenimiento predictivo). En ese sentido una de las pruebas eléctricas de mayor sensibilidad para determinar el estado del aislamiento del cable es la de descargas parciales. Mediante esta prueba, y a partir de patrones de descargas, es posible diagnosticar cual es la fuente de la descarga y su naturaleza. Por lo general una fuente de descarga parcial puede magnificarse a lo largo del tiempo, puesto que ésta provoca una progresiva degradación del aislamiento.

La prueba de descargas parciales adquiere tal importancia para el sistema de aislamiento del cable, a tal punto que en el caso de los ensayos de fábrica resultan imprescindibles.

Previo a la puesta en servicio de nuevas redes subterráneas es de vital importancia realizar ensayos fiables que permitan confirmar que los cables y accesorios no tienen defectos constructivos ni daños que pudieran provocarse durante su instalación. Asimismo, y a pesar de ciertas limitaciones que serán detalladas en lo sucesivo del trabajo, en las tareas de mantenimiento predictivo el monitoreo de las descargas parciales constituye una herramienta cada vez más importante en la predicción y prevención de salidas de servicio intempestivas.

1.2. Motivación

Como se mencionó en el punto anterior, en la actualidad, las mediciones de las descargas parciales se han adoptado como una de las principales y más importantes herramientas para el diagnóstico de los aislantes de equipamiento eléctricos, en particular los aislantes empleados en los cables.

Una de las características distintivas de estas pruebas en cables (fuera de laboratorios) es que por lo general, el nivel de descargas a medir es muy inferior al nivel de ruido externo. En los últimos años, se han desarrollado modelos de filtrado que permiten discriminar con relativa eficacia el ruido de los niveles de descarga.

A partir de la previa calibración del sistema se podría conocer la proporcionalidad entre la medida que realiza el sensor dispuesto para efectuar el ensayo y la descarga parcial real provocada en un determinado punto de defecto del cable.

Sin embargo, este problema es de gran dificultad práctica en los cables puesto que en la mayoría de los casos es imposible inyectar un pulso de calibración en una zona cercana donde está el defecto; situación óptima para determinar una correcta relación entre lo que se mide y la descarga real.

Actualmente las mediciones en redes de cables se hacen aplicando el pulso de calibración en los puntos más fácilmente accesibles. No obstante, muchas veces estos puntos están muy lejos del foco del defecto y no es fácil afirmar que la parte de corriente medida por el sensor sea la misma cuando el foco de la descarga parcial está situado en diferente posición. Esta situación es mucho más compleja cuando el ensayo solo puede realizarse con otros equipos interconectados al cable (transformadores, GIS, sistemas “Cross Bonding”, etc).

1.3. Objetivo y alcance

En base a lo expuesto, el objetivo del presente trabajo se ha centrado en el estudio de los principales conceptos relevantes que sostienen la propagación de señales en cables; y a partir de ello obtener un modelo de ordenador que sea representativo del fenómeno de propagación de señales de descargas parciales en un cable. Para ello ha sido necesario evaluar y cuantificar las frecuencias de dichas señales y el efecto de la atenuación. Para validar este modelo se realizaron pruebas y ensayos sobre una muestra de cable de alta tensión; con las precauciones y cuidados requeridos en las mediciones de alta frecuencia.

Se ha analizado el efecto que tiene en la propagación la capa semiconductor dispuesta en las interfaces cable / aislamiento, aislamiento / pantalla ante señales de diferentes características (espectro de frecuencia).

1.4. Estructura del trabajo

A continuación se describe brevemente la estructura de este Trabajo Fin de Máster:

Capítulo 2: se analizan las características de las señales de descargas parciales, particularmente las existentes en los cables de aislamiento sólido empleados en sistemas de alta tensión. Inicialmente se hace una breve descripción de la evolución histórica que ha tenido el tratamiento de este tipo de señales. Se detallan las diferentes fuentes de descargas y a partir de ellas la clasificación asignada.

Capítulo 3: se desarrolla el marco teórico de los principales conceptos que definen la propagación de señales, particularmente en cables. Este desarrollo se centra fundamentalmente en relaciones y ecuaciones que serán empleadas en los ensayos y mediciones tratadas en el Capítulo 4.

Capítulo 4: se describen los procedimientos y resultados de los ensayos y mediciones realizados para determinar las características de propagación y el comportamiento en frecuencia de un cable de alta tensión. El objetivo de esta sección del trabajo, es recabar la mayor cantidad de datos que puedan emplearse para la confección, ajuste y validación de una modelo de propagación.

Capítulo 5: se desarrolla el modelo de ordenador (ATP) de un cable de alta tensión. Este modelo es válido para analizar el comportamiento de la propagación de las descargas hasta el rango de VHF. Para el ajuste y validación del modelo se han considerado los resultados de los ensayos y mediciones del Capítulo 4. Con el modelo validado, se realizaron una serie de simulaciones con el fin de comprobar la incidencia que tienen las capas semiconductoras del cable en los mecanismos de propagación.

Capítulo 6: se emiten las conclusiones del trabajo y se proponen futuras líneas de trabajo para continuar con la investigación del tema desarrollado.

Capítulo 2

Fundamentos de las Descargas Parciales

Las descargas parciales (DDPP) desempeñan un papel importante en el envejecimiento y degradación de sistemas de aislamientos sólidos, líquidos y gaseosos. Su presencia puede indicar defectos que reducen la vida útil y la fiabilidad de un equipamiento determinado; en particular los cables. La correcta interpretación de las DDPP permite, por lo tanto, una adecuada evaluación del riesgo de falla. Para ello es necesario conocer e interpretar los modelos físicos de las DDPP y de las señales de propagación de dichas descargas.

Para las mediciones de las DDPP se han desarrollado y perfeccionado diferentes metodologías; algunas normalizadas (IEC e IEEE), en función de las características físicas de las señales de descarga. Como se verá, una de las características físicas distintivas es el espectro de frecuencia de dicha señales.

En esta sección del trabajo se desarrolla los principales fundamentos de las descargas parciales, enfocados fundamentalmente, a los aislamientos sólidos empleados en cables de alta tensión.

2.1. Reseña histórica

2.1.1. Descargas parciales

El “descubrimiento” de las descargas parciales se remonta aproximadamente al año 1777. En este año; el físico alemán Georg Christoph Lichtenberg (1742-1799) publica los resultados de un trabajo experimental [5] que años más tarde fueron denominadas “figuras de Lichtenberg”. Estas figuras (Fig. 2. 1 y Fig. 2. 2) eran disposiciones bidimensionales de ramificaciones formadas por el polvo depositado en placas aislantes luego de haber sido sometidas a una alta tensión eléctrica. Además, Lichtenberg observó que los patrones eran sustancialmente diferentes según la polaridad de la tensión.

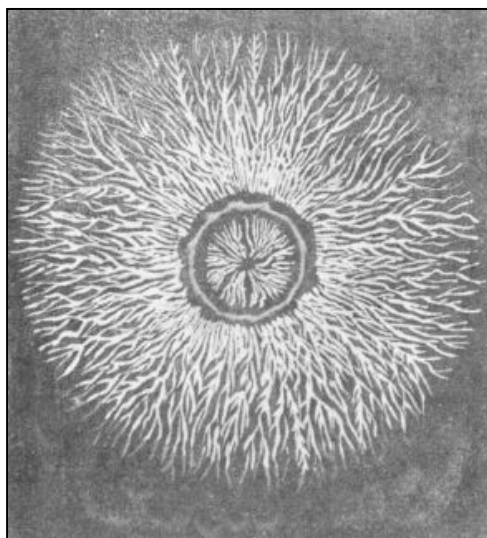


Fig. 2. 1 - Figura de Lichtenberg con polaridad positiva

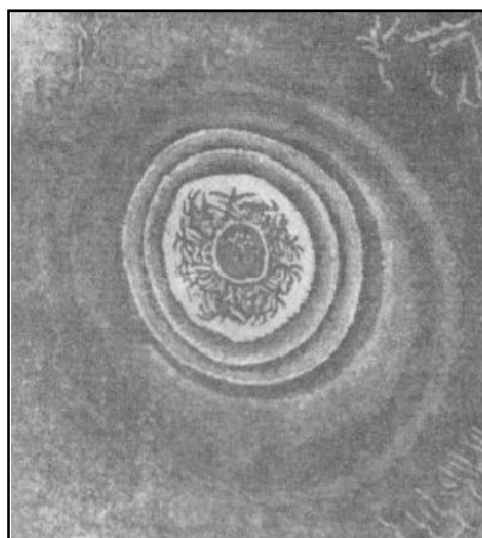


Fig. 2. 2 - Figura de Lichtenberg con polaridad negativa

Pasaron más de 100 años hasta que se aclaró que estas ramificaciones representaban en realidad canales de descargas dieléctricas; lo que en la actualidad se conoce como “descarga parcial”.

En 1873 el físico escocés James Clerk Maxwell (1831-1879) publica el “Tratado sobre electricidad y magnetismo” [6]; a partir del cual fue posible comprender con mayor claridad los procesos de las descargas y poder elaborar modelos más acertados.

Pocos años después, el físico alemán Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894) publica su trabajo “Miscellaneous Papers” [7] en el cual se comprueba la hipótesis de Maxwell respecto a la existencia de ondas electromagnéticas que se propagan en el espacio.

Entre 1920 y 1930; se produjo una considerable masificación mundial de las redes eléctricas [8], y con ello la necesidad de sistemas de mayores tensiones que posibiliten las transmisiones de energía. Sin embargo, mayores tensiones de trabajo obligó al desarrollo de mejores materiales aislantes y la respectiva evaluación de su desempeño. Es así como en 1919 se desarrolla el primer sistema de medición de actividad de descargas parciales, a través de la medición del factor de pérdidas [9]; y pocos años después se comprueba las

propiedades de radiofrecuencia de las descargas corona [10]. A partir de ello, ya en 1953 se diseñó el primer detector portable a nivel comercial [11].

En 1966 [12] se comprobó que los tiempos de subida de los pulsos de las descargas en una cavidad de un aislante sólido era del orden de 1 ns.

A principios de los años 70, comienzan a utilizarse los materiales extruidos como aislantes de cables de potencia [13]. En estos materiales, algunos pC de descargas parciales, son indicativos de defectos importantes en sus propiedades dieléctricas, por lo tanto, desde entonces se requirieron mediciones muy precisas y de alta sensibilidad.

Por otra parte, las características constructivas de los cables hacen que estos tengan valores elevados de la capacidad fase-tierra tanto mayor cuanto mayor es su longitud; lo cual representa un inconveniente adicional en lo que respecta a la sensibilidad (atenuación; reflexiones, etc.). En este sentido, CIGRÉ publica un trabajo [14] que establece recomendaciones a considerar en la medición de las descargas parciales en grandes longitudes de cables.

Hasta entonces, los instrumentos analógicos para la detección de las descargas parciales tenían un ancho de banda de hasta 1 MHz, pero a fines de la década de los 70, se desarrolla un detector con un ancho de banda de 10 MHz, lo cual además de detectar (medir) las descargas, permitía su localización [15].

También para esta época, comienzan a surgir los primeros detectores con tratamiento digital; lo que permitió analizar con mayor precisión el comportamiento estocástico de las descargas [16]. A su vez, el con la progresiva aplicación de del tratamiento digital de las señales ha sido posible minimizar eficazmente las perturbaciones externas.

En la actualidad la totalidad del instrumental es digital y permite visualizar las mediciones en diferentes modalidades; y posibilitan los ensayos tanto en laboratorio como en campo.

2.1.2. Principales referencias normativas

La primera norma relacionada con la detección de las descargas parciales fue concebida en 1940 por la Asociación Nacional de Fabricantes Eléctricos de los Estados Unidos (*National Electrical Manufacturers Association*, NEMA: “Métodos para la medición de radio interferencia”. Esta normativa fue continuamente revisada hasta que en 1964 surge la norma NEMA 107; titulada “Métodos en la medición de la tensión de radio interferencia en equipamiento de alta tensión”. El objetivo de documento era el de establecer las pautas para la medición de las descargas corona (descargas parciales en aire) en equipamiento de alta tensión.

En lo que respecta a Europa, en 1961 el Comité Internacional especial de Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR), establece un procedimiento equivalente a la norma NEMA. Sin embargo, y de acuerdo al criterio del Comité Electrotécnico Internacional (IEC), la medición de las tensiones de radio interferencia (RIV) se refieren a la impresión del ruido acústico en el oído humano, y esta metodología por lo tanto, no siempre está directamente correlacionada con la actividad de descargas parciales en el interior de un aislamiento [17].

Por lo tanto, IEC dio un tratamiento diferente a la medición de las descargas parciales, introduciendo el concepto de carga aparente en términos de pico Coulomb

Es así como en 1968, aparece la primera edición de la normativa de IEC [18] referida a la medición de las descargas parciales. Se introduce en esta norma la definición de “carga aparente”; “tensión de ignición y de extinción” de las descargas, “tasa de repetición”, etc. Se establecen además, las directrices a ser consideradas para la calibración del sistema de medición de descargas.

Transcurrida poco más de una década, en 1981 se reeditó una nueva versión de la norma IEC 270 [19]; en la que se realizaron algunas modificaciones a la sección donde se trata el procedimiento de calibración del sistema de medición.

Finalmente en el año 2000 se realiza una nueva reedición de la norma [20] en la que una vez más se introducen modificaciones a la sección de calibración: se establecen los criterios a considerar para los instrumentos digitales.

En lo que respecta al Instituto de Ingenieros Electricistas y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) la primera normativa específica respecto a la medición de las descargas parciales fue promulgada en 1973 [21]; poco después, esta norma fue retirada. A partir de entonces los ensayos de descargas parciales se han especificado para cada equipamiento en particular. Una de estas normas es la IEEE C57.113 (edición de 1988 y reedición en 1991 [22]) que trata sobre la medición de descargas parciales en transformadores y reactancias inductivas de potencia; y en la cual se establecen además, los requisitos de los sistemas de medida.

Para el caso de cables, la norma específica que trata los ensayos de descargas es la IEEE 400, con sus ediciones de 1980; 1991 y 2001 [23]; en particular la parte 3 editada en 2006 [24].

Finalmente, entre las principales referencias de carácter normativo, en 2008 el Grupo de Trabajo D1.33 de Cigré ha elaborado una guía [25] para facilitar la comprensión de los fundamentos de los procedimientos establecidos en la norma IEC 60270 [20].

2.2. Conceptos básicos

2.2.1. ¿Qué es una descarga parcial?

Un DP es una descarga de baja energía de corta duración localizada en un micro volumen de un material aislante. Este proceso está catalogado como estocástico porque sus propiedades son descritas en función de variables aleatorias dependientes del tiempo.

Por otra parte, se ha comprobado que la existencia de DDPP en un aislamiento provoca una degradación progresiva; y con ello la disminución de su vida útil.

IEC [20] define como DP: *“Descarga eléctrica localizada que cortocircuita sólo parcialmente el aislamiento entre conductores y que puede ser o no, adyacente a un conductor”*. Las DDPP son en general una consecuencia de concentraciones locales de campo eléctrico en el seno de un aislamiento o en la superficie del mismo.

En términos generales, las DDPP pueden originarse como consecuencia de la ruptura dieléctrica [26]:

- *del gas existente en una cavidad*
- *del gas existente en un canal (arborescencia)*
- *a lo largo de una interfaz*
- *entre un electrodo energizado y otro puesto a tierra*

Las DDPP están a menudo acompañadas de emisión de sonido, luz, calor y reacciones químicas [20]. Generalmente tales descargas aparecen en forma de pulsos que tienen duraciones muy inferiores a 1 μs. En este sentido, IEC [20] define como pulso de DP al “pulso de corriente o de tensión que resulta de una descarga parcial que se produce en el objeto de ensayo. El pulso se mide utilizando circuitos detectores apropiados, que han sido introducidos a tal efecto en el circuito de ensayo”.

2.2.2. Clasificación de las descargas parciales

Los tipos de DDPP pueden clasificarse en tres grupos principales [27][28]:

- *Descargas internas*
- *Descargas superficiales*
- *Descargas externas o corona*

2.2.2.1. Descargas internas

Las descargas internas se producen en inclusiones puntuales (gaseosas o solidas) en el seno del aislamiento (Fig. 2. 3). Por lo general, estas inclusiones se introducen durante el proceso de manufactura del sistema aislante: extrusión de materiales plásticos; moldeado de resinas, impregnación de papeles.

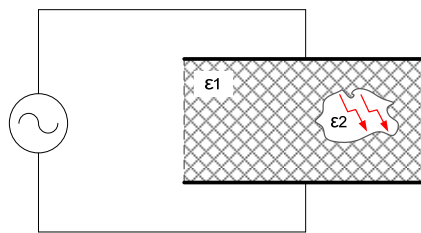


Fig. 2. 3 - DP debida a inclusiones internas

Luego si:

- E_1 : *campo eléctrico en el medio aislante*
- E_2 : *campo eléctrico en la inclusión, vacuola*
- ϵ_1 : *constante dieléctrica del medio aislante*
- ϵ_2 : *constante dieléctrica de la inclusión, vacuola*

Considerando que el campo es normal en la interface aislante - vacuola; se puede plantear:

$$E_1 \cdot \epsilon_1 = E_2 \cdot \epsilon_2 \tag{Ec. 2. 1}$$

Por lo general, la constante dieléctrica de la inclusión termina siendo menor que la constante del medio dieléctrico; es decir que:

$$\varepsilon_1 > \varepsilon_2 \quad \text{Ec. 2. 2}$$

Resulta entonces:

$$E_2 > E_1 \quad \text{Ec. 2. 3}$$

Es decir, que el campo eléctrico en la inclusión es mayor que en el aislante. De esta forma, si aumenta la sollicitación sobre el medio aislante, y con ello sobre la vacuola puede originarse una descarga localizada.

La rigidez dieléctrica de las inclusiones gaseosas, no sólo depende del tipo de gas, sino que además es función de la presión y de sus dimensiones.

Las inclusiones sólidas, tales como polvo, fibras, partículas metálicas pueden ser más o menos impregnadas con el material aislante; y con ello reducir en cierto grado el efecto de la DP. Sin embargo, es posible que cuando se genere una DP como consecuencia de una inclusión sólida se genere gas; y luego, se produzcan DDPP en el gas generado [28] (Fig. 2. 4).

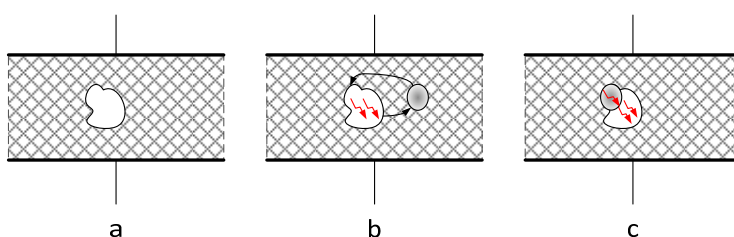


Fig. 2. 4 - a) inclusión sólida; b) formación de gas; c) DDPP en inclusión y gas generado

Cuando la actividad de DDPP se produce en polímeros o resinas pueden conformarse “canales eléctricos” [13] [29] en forma de ramificaciones (Fig. 2. 5). Estas arborescencias están compuestas por micro-canales que pueden propagarse o muy rápidamente o muy lentamente hacia los puntos más sollicitados. De esta manera, una ruptura total del aislante puede producirse en muy pocos segundos, o puede demorar varios días/años.



Fig. 2. 5 - Canales eléctricos (arborescencias) en un aislamiento [13]

2.2.2.2. Descargas superficiales

Este tipo de DDPP se localizan en la superficie de los materiales aislantes, donde la componente de campo tangencial es elevada, por ejemplo aisladores poliméricos, pasa tapas de transformadores (bushing), terminales de cables, etc.

Las DDPP superficiales son de menor intensidad que las internas; por lo tanto menos severas.

2.2.2.3. Descargas externas o corona

Este tipo de DDPP se generan cuando se ioniza el aire circundante a electrodos sometidos a una tensión eléctrica. Cuando el fenómeno comienza a ser visible se lo llama “efecto corona”.

2.2.3. Modelo de la descarga parcial interna

Como se mencionó en el apartado 2.2.2, una falla en un determinado punto de un sistema de aislamiento puede ser debido a la presencia de una cavidad o vacuola, la cual presenta una determinada capacidad. Estos efectos sobre el aislamiento, usualmente pueden ser modelados por un circuito compuesto por condensadores y resistencias (Fig. 2. 6).

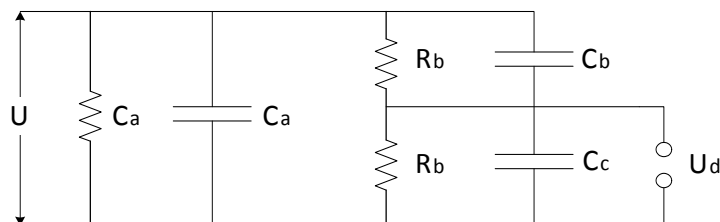


Fig. 2. 6 - Circuito eléctrico R-C: modelo de DP

En este modelo, R_c y C_c representan la resistencia y la capacidad de la cavidad, R_b y C_b la resistencia y capacidad del aislante en serie con la cavidad, R_a y C_a la resistencia y capacidad del aislante restante.

Para tensiones alternas de frecuencia industrial las resistencias son grandes en relación a las reactancias capacitivas, se puede adoptar el modelo simplificado compuesto por tres capacidades: C_a ; C_b y C_c [38]. Este circuito (Fig. 2. 7) propuesto por A Gemant y otros en 1932, es conocido como modelo A-B-C de una descarga. Este modelo aunque simplificado, es útil para explicar el mecanismo de formación de las DDPP.

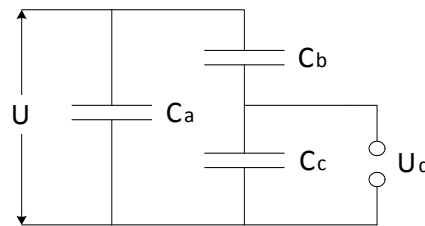


Fig. 2. 7 - Circuito ABC de descarga

En este modelo, al aplicar una tensión alterna al sistema aislante dada por:

$$U_{(t)} = U_{max} \text{sen}(\omega t) \tag{Ec. 2. 4}$$

La diferencia de potencial de los bornes de la cavidad estará dada por:

$$U_{d(t)} = \frac{C_b}{C_b + C_c} U_{max} \text{sen}(\omega t) \tag{Ec. 2. 5}$$

Cuando la tensión en C_c (es decir, cuando la tensión U_d) alcanza el valor de la tensión de rigidez dieléctrica de la vacuola (U_{iv}), se produce la ignición de las DDPP del sistema; es decir que:

$$U_i = \frac{C_b}{C_b + C_c} U_{iv} \tag{Ec. 2. 6}$$

La descarga en la vacuola se traduce en una brusca caída de tensión U_d hasta llegar a un valor U_e llamado tensión de extinción de la DP.

Alcanzado este umbral de extinción, la tensión U_d empieza a subir nuevamente, ya que la capacidad de la cavidad representada por C_c , comienza a cargarse debido a la tensión externa aplicada. Una vez que la tensión en la vacuola, alcanza nuevamente el valor de inicio U_i se produce una nueva descarga, y así sucesivamente (Fig. 2. 8).

Cuando la tensión cambia de polaridad; la capacidad se carga con valores negativos; y se producen nuevas descargas cuando se alcanzan valores de tensión de $-U_i$.

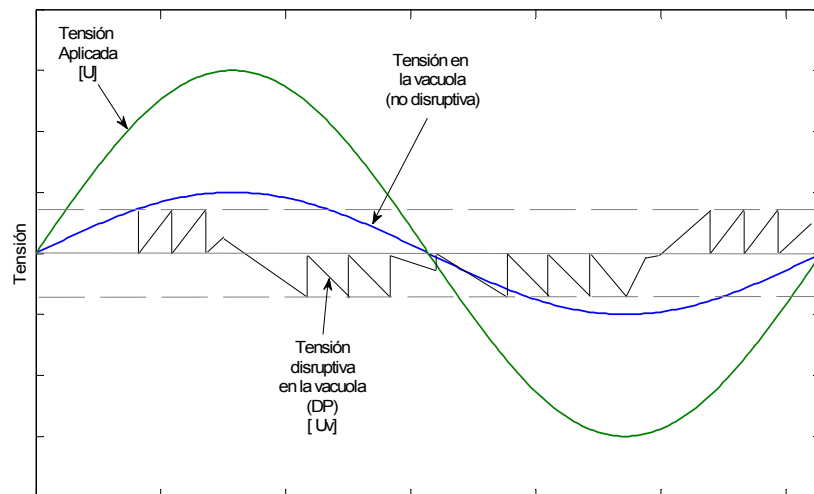


Fig. 2. 8 - Secuencia de ignición de DP en una tensión alterna

2.2.4. Parámetros característicos de la DP

Los parámetros característicos de las DDPP pueden agruparse como [39]:

- *Parámetros de un pulso individual de DP: forma de onda y carga*
- *Parámetros de un tren de pulsos de DDPP: corriente y repetición*
- *Parámetros de un tren de pulsos que originan una corriente a una tensión determinada: energía y potencia*

La norma IEC [20] define varios de estos parámetros. A continuación se enumerarán aquellos que son de particular interés para el alcance y contenido de éste trabajo:

2.2.4.1. Carga aparente q

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

2.2.4.2. Tasa de repetición de pulsos, n

La tasa de repetición de pulsos n , es la relación entre el número total de pulsos de DP registrados durante un intervalo de tiempo seleccionado y la duración de este intervalo.

En la práctica sólo se consideran los pulsos por encima de un valor especificado o comprendidos en un rango de valores especificados.

2.2.4.3. Frecuencia de repetición de los pulsos, N

La frecuencia de repetición de los pulsos es en número de pulsos de DDPP por segundo; en el caso de pulsos regularmente repartidos.

2.2.4.4. Corriente media de descarga, I

La corriente media de descarga es la suma de los valores absolutos de las amplitudes individuales de carga aparente q_i durante un intervalo de tiempo de referencia T_{ref} dividido por la duración de este intervalo de tiempo:

$$I = \frac{1}{T_{ref}} [|q_1| + |q_2| + \dots + |q_i|] \quad \text{Ec. 2. 7}$$

La corriente media de descarga se expresa generalmente en culombios por segundo o en amperios.

2.2.4.5. Ruido de fondo

El ruido de fondo son señales detectadas durante los ensayos de DDPP en el objeto bajo ensayo por el sistema de medida.

El ruido de fondo puede estar compuesto por ruido blanco en el sistema de medida, de emisiones de radio, o de otras señales continuas o impulsionales.

2.2.4.6. Tensión de aparición de las DDPP, U_i

La tensión de aparición de las DDPP (*tensión de ignición*) es la tensión aplicada a la cual se observan por primera vez DDPP repetitivas en el objeto de ensayo, cuando la tensión aplicada a dicho objeto se aumenta progresivamente a partir de un valor más bajo al cual no se observan DDPP.

2.2.4.7. Tensión de extinción de las DDPP, U_e

La tensión de extinción de las DDPP es la tensión aplicada a la cual dejan de ocurrir las DDPP repetitivas en el objeto bajo ensayo, cuando la tensión aplicada a este objeto se reduce progresivamente desde un valor superior al cual se observan pulsos de DDPP.

2.2.4.8. Impedancia de transferencia, $Z_{(f)}$

La impedancia de transferencia es la relación entre la tensión de salida y la amplitud constante de una corriente de entrada en función de la frecuencia, cuando la corriente de entrada es sinusoidal.

2.2.4.9. Frecuencia de corte inferior y superior f_1 y f_2

Las frecuencias de corte son las frecuencias para las cuales la impedancia de transferencia $Z_{(f)}$ se ha reducido en 6 dB con relación al valor cresta del ancho de banda (Fig. 2. 9).

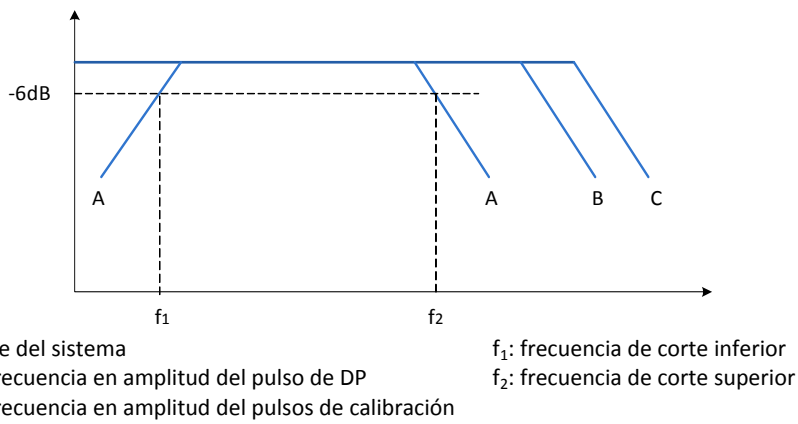


Fig. 2. 9 - Frecuencias de corte y ancho de banda

2.2.4.10. Frecuencia central f_m y ancho de banda Δf

Para todos los tipos de sistema de medida,, la frecuencia central se define por:

$$f_m = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{Ec. 2. 8}$$

Y el ancho de banda se define por:

$$\Delta f = f_2 - f_1 \tag{Ec. 2. 9}$$

2.2.4.11. Parámetros estadísticos

Como se ha mencionado, el fenómeno de DDPP es estocástico y por tanto, para poder estudiarlo y analizarlo se pueden emplear distribuciones estadísticas de sus principales características en función del ángulo de fase de la tensión de ignición de dichas descargas.

En la práctica, se suelen emplear tres distribuciones estadísticas:

- $Hq_{max}(\varphi)$: es la distribución que representa el valor máximo del pulso de DP producido en cada ángulo de fase.
- $Hq_n(\varphi)$: La distribución que muestra el valor medio de la magnitud de los pulsos de DP producidos en cada ángulo de fase.
- $Hn(\varphi)$: La distribución que indica el número de descargas producidas en cada ángulo de fase.

2.3. Clasificación de ensayos de DDPP en cables

Los ensayos de DDPP en cables se pueden clasificar por ejemplo, de acuerdo a aspectos normativos (ensayos de tipo y de rutina) o a su modalidad de ejecución (en laboratorio o campo), o bien de acuerdo a su metodología (ensayos convencionales y no convencionales).

A continuación se presenta un resumen de los principales conceptos referidos a estas clasificaciones.

2.3.1. Ensayos de tipo y de rutina

Al igual que en la mayoría del equipamiento eléctrico, en el caso de los cables de MT y AT se realizan ensayos normalizados de tipo y de rutina con el fin de controlar las características constructivas y funcionales del producto.

Los ensayos de tipo se realizan a un único espécimen, con el fin de verificar el diseño del mismo. De esta forma se garantiza que todos aquellos productos (cables en este caso) que se fabriquen con las mismas especificaciones y procedimientos, cumplirán con los requerimientos de los ensayos de tipo.

Por su parte, los ensayos de rutina se realizan a todos los especímenes; y pretenden verificar los requisitos básicos del producto.

Para el caso de cables de MT y AT de aislamiento sólido; IEC establece como requerimiento la medición de las DDPP; ya sea para los ensayos de tipo como para los de rutina [32], [33], [34],[35]. Este requerimiento probablemente esté fundado en la gran sensibilidad que tiene este ensayo.

El nivel de DP aparente especificado por IEC para cables de cualquier tipo con aislamiento de polietileno reticulado es de 5 pC.

2.3.2. Ensayos en laboratorio y en campo

Por un lado, los ensayos de laboratorio son aquellos que se realizan con el fin de cumplir con los requerimientos de los ensayos de tipo y de rutina establecidos por las normativas. También pueden realizarse ensayos de DDPP en laboratorio, con el objetivo de investigar materiales, configuraciones o nuevos desarrollos. En cualquier caso, estos ensayos se caracterizan por su escaso (o casi nulo) nivel de ruido externo ajeno al sistema bajo ensayo. Normalmente, estas pruebas se realizan en ambientes blindados electromagnéticamente como jaulas de Faraday.

Por todo ello, se pueden realizar ensayos normalizados y medir y determinar niveles de DDPP con suma precisión.

Por su parte, los ensayos en campo, generalmente no están orientados a verificar un punto determinado de las normas, sino más bien a verificar la tendencia de los niveles de DDPP que pudiera tener un cable determinado. La limitación fundamental en este tipo de ensayo esta en los elevados niveles de ruido externo que pudieran afectar una medición con adecuada sensibilidad, como por ejemplo, para poder medir un nivel de carga aparente de 5 pC.

2.3.3. Métodos de ensayo convencionales y no convencionales

2.3.3.1. Ensayos convencionales

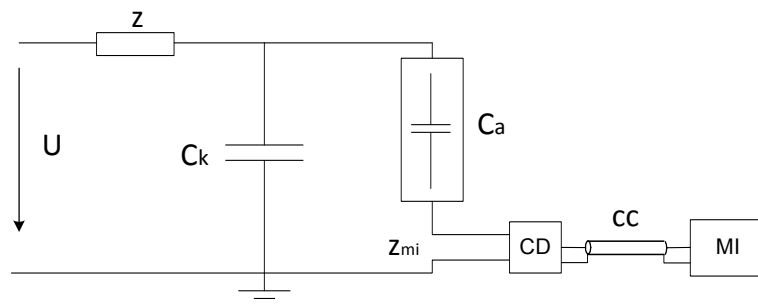
En la metodología convencional, se mide el nivel de la descarga aparente, que no es más que la integración del pulso de corriente causada por una DP que fluye a través de un circuito de prueba.

La metodología de ensayo que normaliza IEC 60270 [20] trata exclusivamente de los ensayos convencionales. En estos, se mide mediante un método eléctrico el nivel de descarga aparente; previa calibración del sistema de medida.

2.3.3.1.1. Características del sistema de medida

La mayor parte de los circuitos utilizados para la medida de DDPP (Fig. 2. 10) constan principalmente de:

- Un objeto de ensayo, que puede considerarse como una capacidad C_a
- Un condensador de acoplamiento C_k , que debe ser de un diseño de baja inductancia, y que deberá presentar un nivel suficientemente bajo de DDPP a la tensión de ensayo especificada para permitir la medida del valor de DDPP especificado. Es admisible un valor más alto de DDPP si el sistema de medida es capaz de distinguir entre las descargas del objeto de ensayo y las del condensador de acoplamiento, y medirlas separadamente;
- Un sistema de medida con su impedancia de entrada (Z_{mi} ; CC, MI)
- Una fuente de alta tensión, con nivel de ruido de fondo suficientemente bajo para permitir la medida del valor de descargas parciales especificado a la tensión de ensayo especificada (U, Z).



- | | |
|--|---------------------------------|
| U: fuente de alta tensión | Ca: objeto de ensayo |
| Z: filtro pasa bajo | Ck: condensador de acoplamiento |
| Z_{mi} : impedancia de entrada del sistema de medida | CD: dispositivo de acoplamiento |
| CC: cable de conexión | MI: instrumento de medida |

Fig. 2. 10 - Esquema del circuito de medición de DDPP

Las DDPP en el objeto de ensayo provocan transferencias de cargas al circuito de ensayo que producen impulsos de corriente a través de la impedancia de medida ($Z_{(f)}$ en 2.2.4.8). Esta impedancia determina, junto con el objeto en ensayo y el condensador de acoplamiento, la forma y duración de los impulsos de tensión medidos. Estos impulsos se transforman y amplifican para suministrar a un aparato de medida un valor proporcional a la magnitud “carga aparente”.

2.3.3.2. Ensayos no convencionales

IEC [20] define *“los métodos no eléctricos de detección de descargas parciales comprenden métodos acústicos, ópticos y químicos, y también, cuando puede hacerse, la observación posterior de los efectos de las descargas en el objeto de ensayo”*.

En general, estos métodos no son adecuados para medidas cuantitativas de las magnitudes relativas a las DDPP, sino que se utilizan esencialmente para detectar, localizar, o cuantificar tendencias de las descargas.

En la actualidad existen varios métodos no convencionales, pero hasta el momento ninguno de ellos se encuentra normalizado. A continuación se realiza una clasificación de los principales métodos no convencionales.

2.3.3.2.1. Acústicos

La generación de DDPP producen vibraciones mecánicas; las que a su vez, provocan un determinado nivel de ruido. Con ello aparecen diferentes tipos de ondas (longitudinales y transversales), con velocidades de propagación diferentes. Estas observaciones auditivas hechas en una sala de bajo nivel de ruido pueden utilizarse como medio de detección de DDPP.

Las medidas acústicas no subjetivas, hechas generalmente con micrófonos u otros transductores acústicos, en combinación con amplificadores y dispositivos adecuados de visualización, pueden también ser útiles, particularmente para localizar las descargas [20].

Las frecuencias de las emisiones acústicas están por debajo de los 300 kHz [36].

2.3.3.2.2. Ópticos

Las observaciones visuales pueden llevarse a cabo en una sala oscura, después de que los ojos se hayan adaptado a la oscuridad y, si es necesario, con la ayuda de prismáticos de gran apertura. Alternativamente, se puede hacer un registro fotográfico, pero se necesitan generalmente tiempos de exposición bastante largos [20].

2.3.3.2.3. Químicos

La presencia de DDPP en aparatos aislados en aceite o en gas puede ser detectada en ciertos casos mediante el análisis de los productos de descomposición disueltos en el aceite o en el gas. Estos productos se acumulan a lo largo de períodos de funcionamiento prolongados, por lo que el análisis químico puede servir también para estimar la degradación que ha sido causada por DDPP [20].

2.3.3.2.4. Radio frecuencia

La energía electromagnética radiada por las DDPP puede ser usada como una herramienta para la detección de las DDPP. Por lo general la energía radiada por la DDPP es característica de su origen [36]. Tradicionalmente, este tipo de mediciones se han realizado en sistemas GIS; mediante la instalación estratégica de sensores de ultra alta frecuencia (UHF).

2.4. Espectro de frecuencia de las DDPP en cables

Como se ha tratado hasta aquí, las características estocásticas de las DDPP implican diferentes frecuencias características dependiendo de su origen. En otras palabras, las DDPP tienen un determinado espectro de frecuencia dependiendo de su origen.

Se han realizado varios estudios para determinar el espectro de frecuencias características, algunos de ellos sostienen que las amplitudes más características de las DDPP están por arriba de los 30 MHz [39]; mientras que otros trabajos [30] sostienen que para la detección de DDPP en cables es suficiente un ancho de banda de 20 MHz.

En el caso específico de los cables, las DDPP en los aislamientos poliméricos tienen una duración de varios nanosegundos, en el punto de origen, con un espectro de frecuencia en el rango de 100 MHz, es decir, en el rango de muy alta frecuencia (VHF) [37],[42].

Capítulo 3

Determinación de las características de propagación

Como se trató en el Capítulo anterior, las señales de DDPP tienen un espectro de frecuencia amplio, que estará definido por la causa que las genera; es decir por su fuente origen. Una vez generadas las DDPP y por tratarse de ondas electromagnéticas, se trasladaran a lo largo del cable. Este “movimiento” de las señales de DDPP sufrirá una atenuación y cambio de fase que dependerá de las características dieléctricas y constructivas del cable.

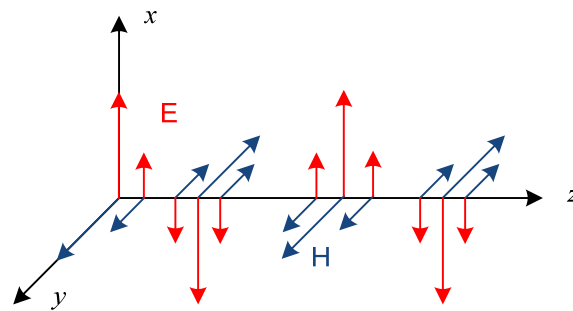
Los cables forman parte de la familia de líneas de transmisión; a partir de lo cual la teoría de propagación puede ser aplicada a diversos casos. El estudio de la propagación de ondas en el cable puede realizarse considerando la teoría de campos o bien mediante la teoría de circuitos, de mayor sencillez y con resultados similares a la primera.

Con el fin de aplicar el desarrollo teórico de las ondas viajeras a experiencias prácticas de laboratorio, y luego validarlas en un modelo digital (ATP) en éste Capítulo del trabajo se desarrollará el marco teórico de los principales conceptos que serán empleados en las siguientes secciones del trabajo.

3.1. Fundamentos de la teoría de propagación

3.1.1. Ecuaciones generales de las líneas de transmisión

Una línea de transmisión está compuesta por un sistema de conductores, semiconductores o la combinación de ambos, que es capaz de transmitir energía entre dos puntos. Las líneas compuestas por dos conductores (por ejemplo un cable coaxial) transmiten la información electromagnética de forma tal que el campo eléctrico y el campo magnético de la señal son transversales o perpendiculares a la dirección de propagación (Fig. 3. 1), denominado *modo de propagación transversal electromagnético*, TEM.



E: vector de intensidad de campo eléctrico
H: vector intensidad de campo magnético
 Eje *z*: dirección de propagación

Fig. 3. 1 - Esquema de la propagación TEM

El estudio de la propagación de señales puede realizarse mediante la aplicación de las ecuaciones de Maxwell o bien utilizando la teoría de circuitos.

En el primer caso el problema se plantea considerando que las componentes de campos en el eje *z* son nulas, es decir:

$$\vec{E} = \vec{E}_x + \vec{E}_y + \vec{E}_z \tag{Ec. 3. 1}$$

$$\vec{H} = \vec{H}_x + \vec{H}_y + \vec{H}_z \tag{Ec. 3. 2}$$

$$E_z = H_z = 0 \tag{Ec. 3. 3}$$

El campo E_x y E_y es normal a la superficie conductora; para bajos valores de frecuencia. A medida que la frecuencia aumenta es necesario calcular la profundidad de penetración de los campos dentro de los conductores. En estas condiciones, las ondas no se propagarían estrictamente en el modo TEM, sino cuasi TEM; ya que existirá una componente de E en la dirección z . Esta componente está dada precisamente por la ley de Ohm:

$$J_z = \sigma \cdot E_z \tag{Ec. 3. 4}$$

Donde σ es la conductividad del material conductor, y E_z la componente de campo en sentido al eje z . Normalmente el valor de σ es muy grande, mientras que el valor de E_z pequeño; resultando una corriente importante. Este valor de corriente es precisamente el origen de las pérdidas de potencia en la señal.

Para el otro método de análisis de la propagación se emplea la teoría de circuitos; de mayor sencillez y que al final conduce a los mismos resultados. Para ello se definen las variables de tensión U (campo eléctrico); corriente I (campo magnético); y potencia P (densidad de potencia).

En este caso se representa a la línea como una red de parámetros distribuidos L , C ; R y G ; de acuerdo al esquema de la Fig. 3. 2.

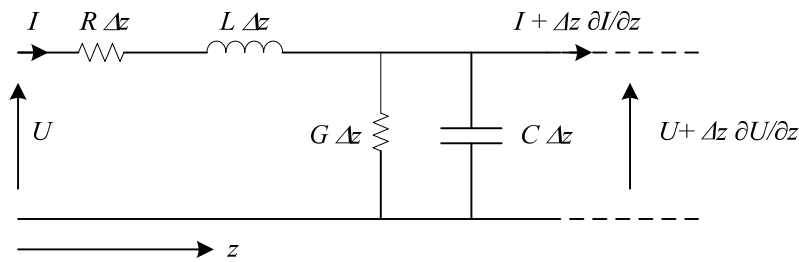


Fig. 3. 2 - Red de parámetros distribuidos L , C ; R y G

A partir de ello; se puede plantear:

$$u - \left[u + \Delta z \frac{\partial u}{\partial z} \right] = (R \cdot \Delta z) i + (L \cdot \Delta z) \frac{\partial i}{\partial t} \tag{Ec. 3. 5}$$

$$I - \left[I + \Delta z \frac{\partial I}{\partial z} \right] = (G \cdot \Delta z) u + (C \cdot \Delta z) \frac{\partial u}{\partial t} \tag{Ec. 3. 6}$$

Luego, operando se obtiene:

$$\frac{\partial u}{\partial z} = - \left[R \cdot i + L \frac{\partial i}{\partial t} \right] \tag{Ec. 3. 7}$$

$$\frac{\partial i}{\partial z} = - \left[G \cdot u + C \frac{\partial u}{\partial t} \right] \tag{Ec. 3. 8}$$

Derivando Ec. 3. 7 respecto a z , y Ec. 3. 8 respecto a t se llega a:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = - \left(R \frac{\partial i}{\partial z} + L \frac{\partial^2 i}{\partial z \partial t} \right) \tag{Ec. 3. 9}$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z \partial t} = - \left(G \frac{\partial u}{\partial t} + C \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \right) \tag{Ec. 3. 10}$$

A continuación sustituyendo Ec. 3. 8 y Ec. 3. 10 en Ec. 3. 9, se obtiene:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = (R. G) u + (R. C + L. G) \frac{\partial u}{\partial t} + (L. C) \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad \text{Ec. 3. 11}$$

De manera similar, derivando Ec. 3. 7 respecto a t , y Ec. 3. 8 respecto a z se llega a:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z \partial t} = - \left(R \frac{\partial i}{\partial t} + L \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \right) \quad \text{Ec. 3. 12}$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} = - \left(G \frac{\partial u}{\partial z} + C \frac{\partial^2 u}{\partial z \partial t} \right) \quad \text{Ec. 3. 13}$$

Luego sustituyendo Ec. 3. 7 y Ec. 3. 12 en Ec. 3. 13, se obtiene:

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} = (R. G) i + (R. C + L. G) \frac{\partial i}{\partial t} + (L. C) \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad \text{Ec. 3. 14}$$

Las ecuaciones Ec. 3. 11 y Ec. 3. 14 son lineales y de coeficientes constantes, y se las conoce como *ecuaciones del telegrafista*. Se pueden determinar prácticamente si se considera que las variaciones de la tensión y la corriente son senoidales mediante el empleo de fasores; considerando que:

$$u_{(z,t)} = U_{(z)} e^{j\omega t} \quad \text{Ec. 3. 15}$$

$$i_{(z,t)} = I_{(z)} e^{j\omega t} \quad \text{Ec. 3. 16}$$

Reemplazando estas relaciones en Ec. 3. 7 y Ec. 3. 8 se tiene:

$$\frac{dU}{dz} = -(R + j\omega L) I \quad \text{Ec. 3. 17}$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G + j\omega C) U \quad \text{Ec. 3. 18}$$

Derivando Ec. 3. 16 respecto a z y sustituyendo el resultado en Ec. 3. 17 se obtiene la ecuación diferencial de segundo grado en forma fasorial:

$$\frac{d^2 U}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) U \quad \text{Ec. 3. 19}$$

Análogamente, derivando Ec. 3. 17 respecto a z y considerando luego Ec. 3. 16 se obtiene:

$$\frac{d^2 I}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) I \quad \text{Ec. 3. 20}$$

La solución de la ecuación diferencial Ec. 3. 18 es de la forma:

$$U_{(z)} = A e^{-\gamma z} + B e^{\gamma z} \quad \text{Ec. 3. 21}$$

A y B son constantes y gamma se define como la *constante de propagación*, y está dada por:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad \text{Ec. 3. 22}$$

La constante de propagación es particular para cada línea de transmisión; ya que depende de su geometría y de la frecuencia. A su vez. Teniendo en cuenta que la impedancia por unidad de longitud Z, y la admitancia en paralelo por unidad de longitud Y son:

$$Z = R + j\omega L \quad \text{Ec. 3. 23}$$

$$Y = G + j\omega C \quad \text{Ec. 3. 24}$$

La constante de propagación es:

$$\gamma = \sqrt{Z \cdot Y} = \alpha + j\beta \quad \text{Ec. 3. 25}$$

La parte real, α , da una idea de la atenuación (db/m o bien Np/m) que sufre la onda (de tensión y/o corriente) conforme se propaga a lo largo de la línea; mientras que la parte imaginaria, β , indica la rapidez de cambio de fase de la onda conforme se propaga. En lo sucesivo de éste análisis se supondrá que la atenuación es nula; y más adelante se tratará este tema con mayor detenimiento. A partir de ello, suponiendo que $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$, se tiene que:

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L)(j\omega C)} = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad \text{Ec. 3. 26}$$

Por otra parte, al derivar Ec. 3. 21 respecto a z y sustituyéndola en Ec. 3. 17 se obtiene:

$$I_{(z)} = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [Ae^{-\gamma z} - Be^{\gamma z}] \quad \text{Ec. 3. 27}$$

Empleando Ec. 3. 22 en Ec. 3. 27; se obtiene:

$$I_{(z)} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}} [Ae^{-\gamma z} - Be^{\gamma z}] = \frac{U_{(z)}}{\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}} = \frac{U_{(z)}}{\sqrt{Z}} \quad \text{Ec. 3. 28}$$

El denominador de Ec. 3. 28 es un número complejo, definido como *impedancia característica*, Z_0 :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad \text{Ec. 3. 29}$$

Es decir que, a igual que la constante de propagación; cada línea tiene su propio valor de impedancia característica; dependiendo de la geometría, dimensiones y frecuencia de operación.

Luego, se define la *velocidad de propagación*, v , como:

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\frac{2\pi}{\lambda}} = \lambda f \tag{Ec. 3. 30}$$

Donde λ es la *longitud de onda* de la línea. Por definición, λ , es la distancia entre dos puntos sucesivos de la onda que tienen la misma fase eléctrica, por ejemplo los puntos A-B y C de la Fig. 3. 3. Este parámetro también se conoce como “longitud eléctrica” de la línea. De esta forma, al amentar la frecuencia de la señal la línea “se acorta”; mientras que al disminuir la frecuencia la distancia eléctrica de la línea “se alarga”.

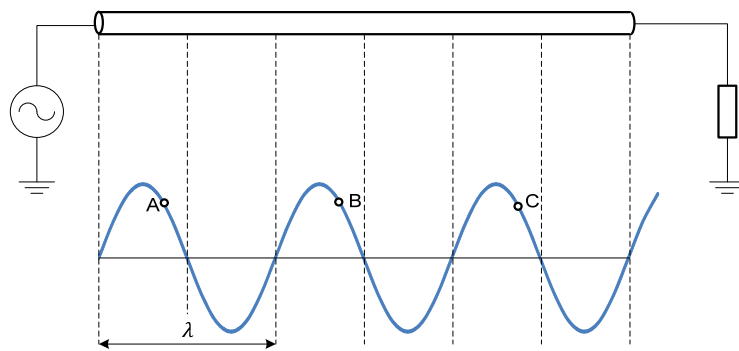


Fig. 3. 3 - Esquema de una onda que se propaga en una línea de trasmisión

La velocidad de propagación también puede expresarse en términos de la inductancia y capacidad del medio por el cual se propaga; es decir:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L C}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \tag{Ec. 3. 31}$$

Donde “ c ” es la velocidad de la luz ($299792458 \text{ m/s} \cong 3 \times 10^8 \text{ m/s}$); ϵ_r la permitividad y μ_r la permeabilidad magnética (de valor unitario para los materiales dieléctricos) del medio por el cual se propaga la onda.

Con las relaciones anteriores (Ec. 3. 29 y Ec. 3. 31) puede establecerse una relación para la impedancia característica. A partir de Ec. 3. 29; para una línea sin pérdidas se puede plantear:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{Ec. 3. 32}$$

Luego de la Ec. 3. 31 se tiene que:

$$L = \frac{\epsilon_r \mu_r}{C c^2} \quad \text{Ec. 3. 33}$$

Introduciendo Ec. 3. 33 en Ec. 3. 32 se tiene que:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\epsilon_r \mu_r}{C c^2}} = \frac{1}{C c^2} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad \text{Ec. 3. 34}$$

Considerando que la capacidad de un condensador cilíndrico, cuyo radio interno y externo de dieléctrico es d y D respectivamente, es:

$$C = 2\pi\epsilon_r\epsilon_0 \frac{1}{\ln \frac{D}{d}} \quad \text{Ec. 3. 35}$$

Luego, considerando que $\mu_r=1$; la impedancia característica es:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 \frac{1}{\ln \frac{D}{d}} c^2} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} = 59,945 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad \text{Ec. 3. 36}$$

Finalmente; si " l_f " es la longitud física total de la línea; el tiempo t_d que tarda una onda en recorrer la distancia entre el generador y la carga es:

$$t_d = \frac{l_f}{v} \quad \text{Ec. 3. 37}$$

3.1.2. Características de la línea finita en vacío y cortocircuito

Se considera una línea de impedancia Z_0 y longitud l . La onda de tensión que parte del generador hacia la carga situada en el extremo opuesto de la línea (Fig. 3. 4) se denomina onda incidente (Ec. 3. 21), la onda de corriente asociada está dada por la Ec. 3. 28.

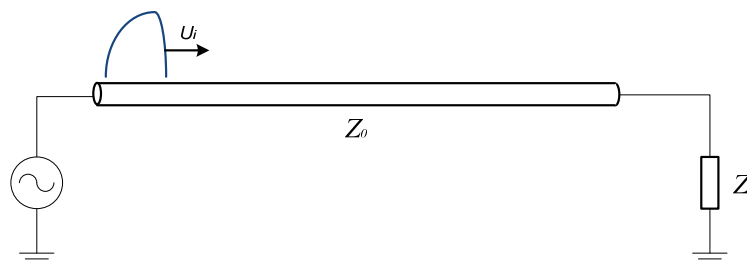


Fig. 3. 4 - Onda de tensión que se propaga en una línea

Así la impedancia en el final de la línea estará dada por la relación de la tensión $U_2 = U_{(l)}$ y la corriente $I_2 = I_{(l)}$; es decir:

$$Z_c = \frac{U_2}{I_2} \quad \text{Ec. 3. 38}$$

Para simplificar el análisis siguiente, se considera un cambio de variable (nueva coordenada) tal que:

$$s = l - z \quad \text{Ec. 3. 39}$$

A partir de ello, como $ds = -dz$, reescribiendo Ec. 3. 19 y Ec. 3. 20 se tiene que:

$$\frac{d^2 U_{(s)}}{ds^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) U_{(s)} = \gamma^2 U_{(s)} \quad \text{Ec. 3. 40}$$

$$\frac{d^2 I_{(s)}}{ds^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) I_{(s)} = \gamma^2 I_{(s)} \quad \text{Ec. 3. 41}$$

Nuevamente, las soluciones de estas ecuaciones diferenciales son de la forma:

$$U = a e^{\gamma s} + b e^{-\gamma s} \quad \text{Ec. 3. 42}$$

$$I = \frac{1}{Z_0} [a e^{\gamma s} - b e^{-\gamma s}] \quad \text{Ec. 3. 43}$$

Luego como para la posición $z = l$ corresponde $s = 0$; $U = U_2$; $I = I_2$ se tiene:

$$U_2 = a + b \quad \text{Ec. 3. 44}$$

$$I_2 = \frac{a - b}{Z_0} \quad \text{Ec. 3. 45}$$

Los valores de las constantes a y b son:

$$a = \frac{U_2 + Z_0 I_2}{2} \quad \text{Ec. 3. 46}$$

$$b = \frac{U_2 - Z_0 I_2}{2} \quad \text{Ec. 3. 47}$$

Introduciendo Ec. 3. 42 y Ec. 3. 43 y en Ec. 3. 40 y Ec. 3. 41, y empleado las identidades hiperbólicas se llega a:

$$U = U_2 \cosh(\gamma s) + Z_0 I_2 \sinh(\gamma s) \quad \text{Ec. 3. 48}$$

$$I = \frac{U_2}{Z_0} \sinh(\gamma s) + I_2 \cosh(\gamma s) \quad \text{Ec. 3. 49}$$

Para simplificar el análisis se podría considerar como primera aproximación que la línea no tiene elementos disipativos, es decir, no tiene atenuación con lo cual $\alpha = 0$; la constante de propagación resulta entonces:

$$\gamma = j\beta \quad \text{Ec. 3. 50}$$

A partir de ello, las Ec. 3. 48 y Ec. 3. 49 resultan:

$$U = U_2 \cos(\beta s) + i Z_0 I_2 \text{sen}(\beta s) \quad \text{Ec. 3. 51}$$

$$I = I_2 \cos(\beta s) + i \frac{U_2}{Z_0} \text{sen}(\beta s) \quad \text{Ec. 3. 52}$$

Si la línea esta en vacío, es decir $Z_c \rightarrow \infty$ se tiene que $I_2 = 0$; y además:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{Ec. 3. 53}$$

Las Ec. 3. 51 y Ec. 3. 52 resultan:

$$U = U_2 \cos \frac{2\pi}{\lambda} s \quad \text{Ec. 3. 54}$$

$$I = i \frac{U_2}{Z_0} \text{sen} \frac{2\pi}{\lambda} s \quad \text{Ec. 3. 55}$$

En la Fig. 3. 5 y Fig. 3. 6 se representa la variación del modulo de la tensión y corriente respectivamente, en función de s .

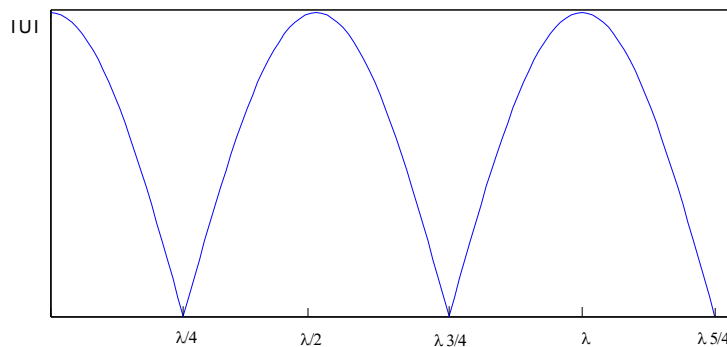


Fig. 3. 5 - Variación del modulo de la tensión (línea en vacío)

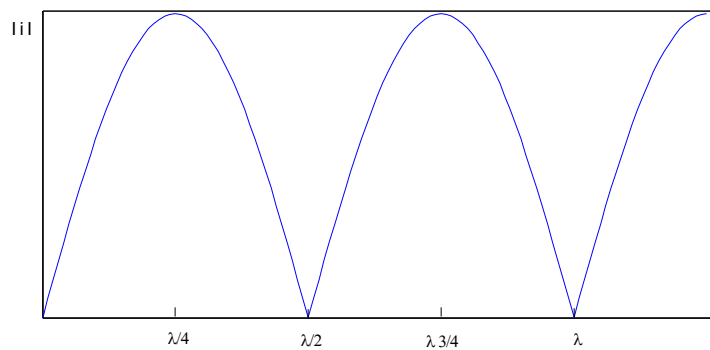


Fig. 3. 6 - Variación del modulo de la corriente (línea en vacío)

En este caso la potencia transmitida es nula, y la potencia en la línea solo es reactiva, dependiendo del valor de λ (Fig. 3. 7).

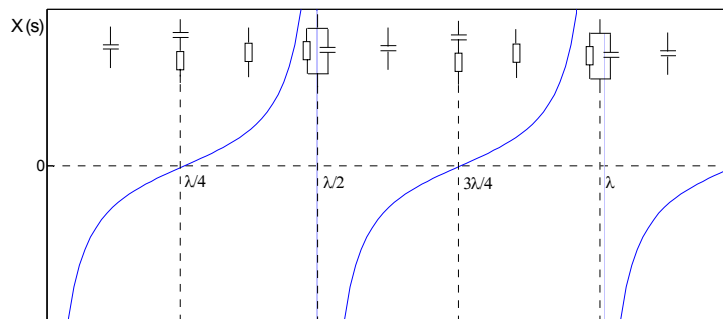


Fig. 3. 7 - Comportamiento netamente reactivo de la línea en vacío

Por el contrario si la línea se encuentra en cortocircuito se tiene que $Z_c = 0$; es decir que $U_2 = 0$. Las Ec. 3. 51 y Ec. 3. 52 resultan:

$$U = i Z_0 I_2 \operatorname{sen} \frac{2\pi}{\lambda} s \tag{Ec. 3. 56}$$

$$I = I_2 \operatorname{cos} \frac{2\pi}{\lambda} s \tag{Ec. 3. 57}$$

En la Fig. 3. 8 y Fig. 3. 9 se representa la variación del módulo de la tensión y corriente respectivamente, en función de s .

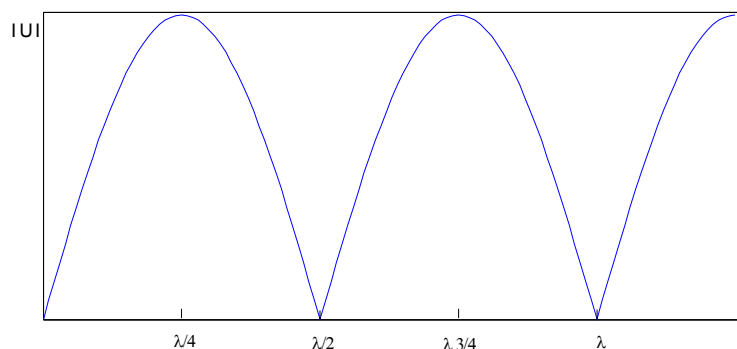


Fig. 3. 8 - Variación del modulo de la tensión (línea en cortocircuito)

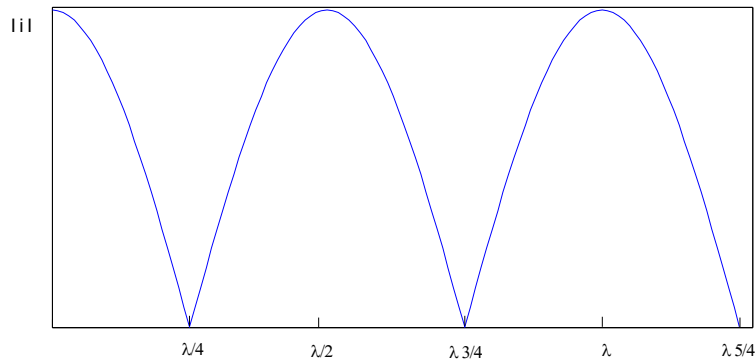


Fig. 3. 9 - Variación del modulo de la corriente (línea en cortocircuito)

En la Fig. 3. 10 se representa el comportamiento reactivo de la línea en función de s.

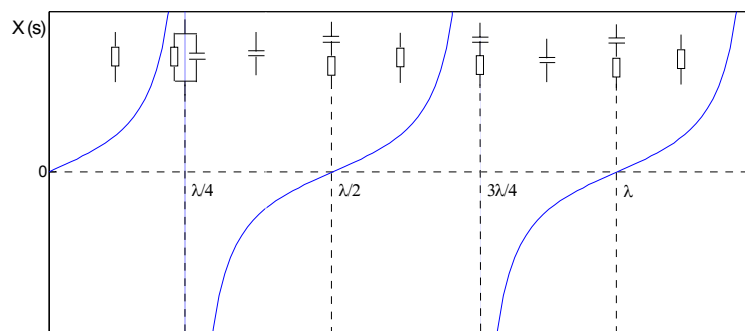


Fig. 3. 10 - Comportamiento netamente reactivo de la línea en cortocircuito

3.1.3. Reflexión y refracción

Considerando el esquema de la Fig. 3. 4, la onda que se propaga a lo largo de la línea “ve” una impedancia:

$$Z_{(z)} = \frac{U_{(z)}}{I_{(z)}} = Z_0 \frac{[Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z}]}{[Ae^{-\gamma z} - Be^{\gamma z}]} \quad \text{Ec. 3. 58}$$

En $z = l$ la impedancia de entrada o incidente Z_i es:

$$Z_{(z)} = \frac{U_{(z)}}{I_{(z)}} = Z_0 \frac{[Ae^{-\gamma l} + Be^{\gamma l}]}{[Ae^{-\gamma l} - Be^{\gamma l}]} \quad \text{Ec. 3. 59}$$

De forma similar, en $z=0$, es decir en la conexión con Z_c , se tiene que:

$$Z_c = \frac{U_{(z)}}{I_{(z)}} = Z_0 \frac{A + B}{A - B} \quad \text{Ec. 3. 60}$$

Operando la Ec. 3. 60 se llega a:

$$\frac{B}{A} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \rho \quad \text{Ec. 3. 61}$$

Donde ρ es el coeficiente de reflexión en el punto de carga.

3.1.3.1. Línea en cortocircuito

Cuando la línea está en cortocircuito en su extremo final, se tiene que $Z_c = 0$; es decir que:

$$\rho = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{-Z_0}{Z_0} = -1 \quad \text{Ec. 3. 62}$$

3.1.3.2. Línea en vacío

Cuando la línea está en vacío, se tiene que $Z_c = \infty$. A partir de ello se tiene que:

$$\rho = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{\infty}{\infty} = 1 \quad \text{Ec. 3. 63}$$

3.1.3.3. Línea adaptada

La línea está adaptada cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia característica; es decir cuando $Z_c = Z_0$. A partir de ello se tiene que:

$$\rho = \frac{Z_0 - Z_0}{Z_0 + Z_0} = 0 \quad \text{Ec. 3. 64}$$

3.1.4. Atenuación y distorsión

La señal que “viaja” por una línea indefectiblemente perderá parte de su energía o potencia; es decir, sufrirá una atenuación al propagarse por el medio. Esta atenuación se debe a que la línea no es ideal, ya que existen elementos disipativos. Como se detalló con anterioridad, este efecto se considera con el término “ α ” en la Ec. 3. 25.

En ciertos casos el efecto de la atenuación puede ser despreciado: líneas cortas, baja frecuencia: No obstante en el caso de líneas largas este efecto debe ser considerado ya que “ α ” influye (por ejemplo) en parámetros como el coeficiente de reflexión, la impedancia de entrada y la potencia transmitida.

Partiendo de Ec. 3. 22, y con el supuesto que $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$ se tiene que:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{1 + \frac{R}{j\omega L}} \sqrt{1 + \frac{G}{j\omega C}}$$

Luego, a partir de la aproximación:

$$\sqrt{1 + \frac{a}{b}} \cong 1 + \frac{a}{2b} \quad \text{para } a \ll b \quad \text{Ec. 3. 65}$$

La Ec. 3. 22 se puede aproximar como:

$$\gamma \cong j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} \right] \left[1 + \frac{G}{j2\omega C} \right] = j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} + \frac{G}{j2\omega C} - \frac{RG}{4\omega^2 LC} \right] \quad \text{Ec. 3. 66}$$

Despreciando el último término se obtiene una aproximación del caso de línea sin distorsión pero con atenuación.

$$\gamma \cong j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} + \frac{G}{j2\omega C} \right] = \alpha + j\beta \quad \text{Ec. 3. 67}$$

Teniendo en cuenta la Ec. 3. 67; se llega a:

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{Z_0} + G Z_0 \right] \quad \text{Ec. 3. 68}$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad \text{Ec. 3. 69}$$

Es decir que $\alpha \neq 0$ a diferencia de la Ec. 3. 26 que corresponde al caso de línea sin pérdidas. Como se observa en la Ec. 3. 68 el factor de atenuación tiene dos términos: uno debido a las pérdidas en los conductores (R/Z_0) y otro debido a las pérdidas en el medio dieléctrico ($G Z_0$).

Conceptualmente todo esto significa que una onda de tensión que parte del generador (Fig. 3.4), conforme avance se irá atenuando; y además si dicha línea no está adaptada las ondas reflejadas también se atenuarán conforme avancen.

Operando la Ec. 3. 58; se llega a una relación similar a la Ec. 3. 61 en la cual el coeficiente de reflexión en el punto de la carga queda en función de la constante de propagación, es decir:

$$\rho_{(z)} = \frac{B e^{\gamma z}}{A e^{-\gamma z}} = \frac{B}{A} e^{-2\gamma z} \quad \text{Ec. 3. 70}$$

Como se puede observar, para $z=0$; es decir en el extremo final de la línea, $\rho_{(z)} = \rho$ con $\alpha=0$; y para otro punto $z \neq 0$ se tiene que:

$$\rho_{(z)} = \frac{B}{A} e^{-2\gamma z} = \frac{B}{A} e^{-2(\alpha+j\beta)z} = \frac{B}{A} e^{-2\alpha z} e^{j2\beta z} = \rho e^{-2\alpha z} e^{j(2\beta z + \theta)} \quad \text{Ec. 3. 71}$$

En otras palabras, la Ec. 3. 71 representa el coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea. Con esta relación se deduce que la magnitud del coeficiente de reflexión disminuye conforme nos alejamos de la carga hacia el generador; pero su fase sigue variando de la misma manera que para una línea sin pérdidas.

A partir de lo expuesto se puede cuantificar la atenuación k , con el término.

$$k_{(z)} = e^{-2\alpha z} \quad \text{Ec. 3. 72}$$

A su vez, como se ha demostrado en la Ec. 3. 68; la constante de atenuación y por lo tanto la atenuación k , es dependiente de la frecuencia (Z_0); depende además de las pérdidas en el conductor (R) y de las pérdidas en el medio dieléctrico (G).

De forma similar, la distorsión será una función de la forma:

$$\Phi_{(z)} = e^{j(2\beta z + \theta)} \tag{Ec. 3. 73}$$

Como se comentó anteriormente, este término da la rapidez de cambio de fase de la onda conforme se propaga.

3.1.4.1. Atenuación en un cable

En la Ec. 3. 72 se comprobó que la atenuación depende de la frecuencia y las pérdidas en el conductor y el medio dieléctrico, pero en este último caso es necesario ahondar con mayor profundidad el estudio para el caso de los cables.

Como ya se ha mencionado, los cables de MT y AT disponen de dos capas semiconductoras que recubren el aislamiento principal. A partir de ello, considerando una longitud del cable Δx , se puede modelar la estructura radial de dicho incremento como un cuadripolo, como se representa en la Fig. 3. 11.

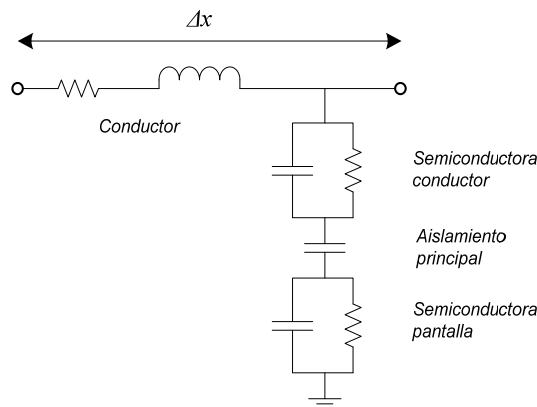


Fig. 3. 11 - Modelo radial de alta frecuencia del aislamiento de un cable de MT y AT

En alta frecuencia, la rama longitudinal presenta una elevada impedancia, con lo cual la corriente se deriva fundamentalmente por la rama paralelo [30].

La impedancia (radial) del aislamiento principal es mucho mayor que la correspondiente a las capas semiconductoras; debido a que:

- *El espesor del aislamiento principal es mucho mayor que el de las capas semiconductoras*
- *La constante dieléctrica y conductividad del aislamiento principal son mucho menores que la de las capas semiconductoras*

Es decir, que la elevada impedancia del aislamiento principal es la que determina la circulación de corriente radial a través de las capas semiconductoras. En otras palabras; el aislamiento principal limita la corriente por las capas semiconductoras. De esta forma, las

pérdidas en el aislamiento estarán dadas por las pérdidas en el aislamiento principal y en las capas semiconductoras [30].

Con todo esto, es de esperar que en altas frecuencias la energía de las ondas (DDPP) se disipe a lo largo del cable. En otras palabras, esta alta atenuación de las señales de alta frecuencia (HF) y muy alta frecuencia (VHF) a lo largo del cable impone un límite en la sensibilidad de las DDPP, como se representa en la Fig. 3. 12 [40].

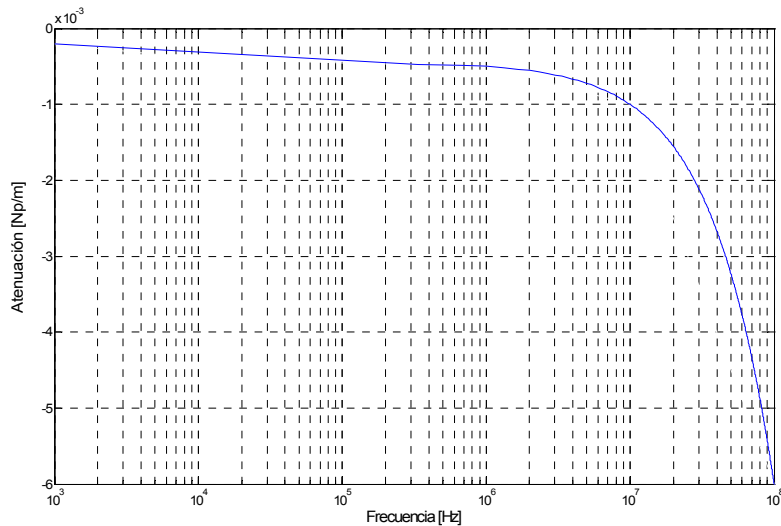


Fig. 3. 12 - Atenuación en un cable de 15 kV (XLPE) de 505 m [40]

Capítulo 4

Ensayos y mediciones

Un buen modelo requiere de sucesivos ajustes hasta su validación definitiva. Para ello, es necesario disponer de datos, información, registros del comportamiento real, etc. del sistema que se pretende modelar. Esta información de referencia puede provenir de determinados eventos que fueron registrados o bien de ensayos y pruebas de laboratorio realizadas con un fin determinado.

Para determinar las características de propagación de un cable existen diversos ensayos, para los cuales se requiere de cierto instrumental específico y claros procedimientos operativos. Esto es aún más complejo y sensible cuando se requiere determinar el comportamiento en alta frecuencia (1 GHz) del cable; ya que como se demostrará en el desarrollo de éste Capítulo; existen diversos factores que deben ser considerados (adaptación, ruido externo, etc.) para la obtención de resultados reales.

En esta sección del trabajo se detallan los ensayos y mediciones realizadas sobre una muestra de cable de alta tensión de 132kV. Dichas pruebas han estado orientadas para determinar las características de propagación del cable y su comportamiento en frecuencia, cuyos resultados serán adoptados como referencia para el ajuste y validación del modelo del Capítulo 5.

4.1. Introducción

Como se ha indicado, uno de los principales objetivos del trabajo fue el de confeccionar un modelo en ordenador, y validarlo/compararlo con las mediciones realizadas en una muestra de cable de AT. Como se detallará en lo sucesivo de esta sección del trabajo, se realizaron diferentes tipos de ensayos y mediciones con el fin de determinar el comportamiento del cable a determinadas señales.

Para ello, y en base a los conceptos tratados en el punto 3.1.3 para algunas pruebas fue necesario preparar el cable para evitar que la reflexión indeseada de las señales alteren los resultados reales.

4.2. Características del cable

Las mediciones y ensayos fueron realizados sobre una muestra de cable con las siguientes características constructivas generales [31]:

a) Conductor

- Metal: Alambres de cobre electrolítico de máxima pureza.
- Forma: constituidos por alambres redondos compactos de cobre, mediante un método especial que permite obtener superficies más lisas y diámetros de los alambres menores que los de los alambres normales de igual sección.
- Flexibilidad: Clase 2; según IRAM NM-280 e IEC 60228

b) Semiconductora interna

- Capa semiconductora extruída.

c) Aislamiento

- Capa homogénea de Polietileno reticulado (XLPE) extruído en triple extrusión simultánea. El aislamiento está constituido por polietileno químicamente reticulado. El proceso de reticulación se realiza en un medio inerte no saturado de vapor, conocido como "Dry Curing".

d) Semiconductora externa

- Capa extruída de material semiconductor. La capa semiconductora externa está formada por una mezcla extruída y reticulada de características químicas semejantes a las del aislamiento, pero de baja resistencia eléctrica.

e) Pantalla metálica

- Formada por una vaina de aleación de plomo.

f) Envoltura exterior

- Conformada por polietileno termoplástico PE tipo ST7, de muy bajo índice de higroscopicidad y especialmente resistente a la humedad y agentes atmosféricos.

Las características específicas de la muestra de cable son:

- a) Tensión nominal: 132 kV
- b) Aislamiento primario: polietileno reticulado extruido.
- c) Material y sección del conductor principal: cobre electrolítico, 630 mm^2
- d) Diámetro exterior aproximado: 110 mm
- e) Resistencia eléctrica a 20 °C: $0,0283 \Omega/\text{km}$
- f) Material y sección de la pantalla: plomo, $707,1 \text{ mm}^2$
- g) Longitud de la muestra (sin terminales): 11,04 m

En la Fig. 4. 1 se presenta un esquema de la sección del cable, y en las Fig. 4. 2 y Fig. 4. 3 se muestra el aspecto del cable.

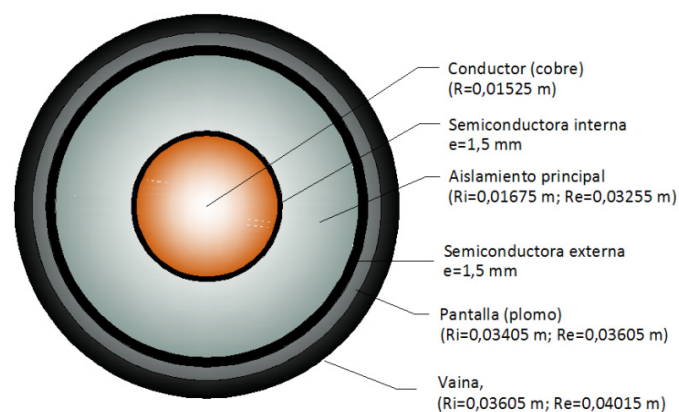


Fig. 4. 1 - Morfología y dimensiones del cable empleado para los estudios



Fig. 4. 2 - Muestra de cable de 11,4 m de longitud



Fig. 4. 3 - Aspecto de la sección

4.3. Mediciones y ensayos en la muestra de cable

En este sentido, se consideraron dos tipos de ensayos enfocados a determinar:

- Características de propagación
- Comportamiento en el dominio de la frecuencia
- Comportamiento en el dominio del tiempo

4.3.1. Determinación de las características de propagación

Para la determinación de las características de propagación de la muestra de cable se han considerado los siguientes parámetros:

- Velocidad de propagación, v
- Permitividad relativa, ϵ_r
- Tiempo de retardo, td

4.3.1.1. Velocidad de propagación

Para determinar la velocidad de propagación se consideraron los fundamentos del punto 3.1.2 para el caso de línea abierta. A partir de ello, con un generador de frecuencia variable, se midió la respuesta para obtener la frecuencia para la cual la longitud eléctrica del cable, que es $\lambda/4$, y coincide con su longitud física.

En la Fig. 4. 4 se presenta un esquema del circuito y en la Fig. 4. 5 una imagen durante la ejecución del ensayo.

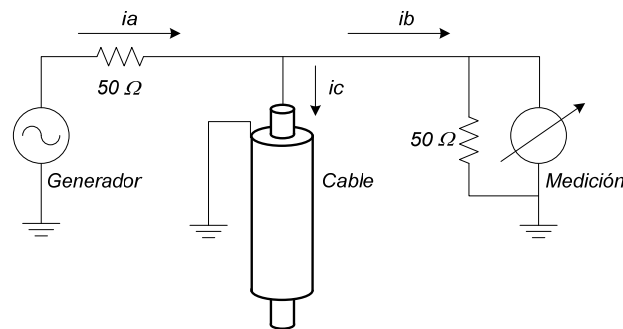


Fig. 4. 4 - Circuito empleado para determinar la longitud eléctrica $\lambda/4$

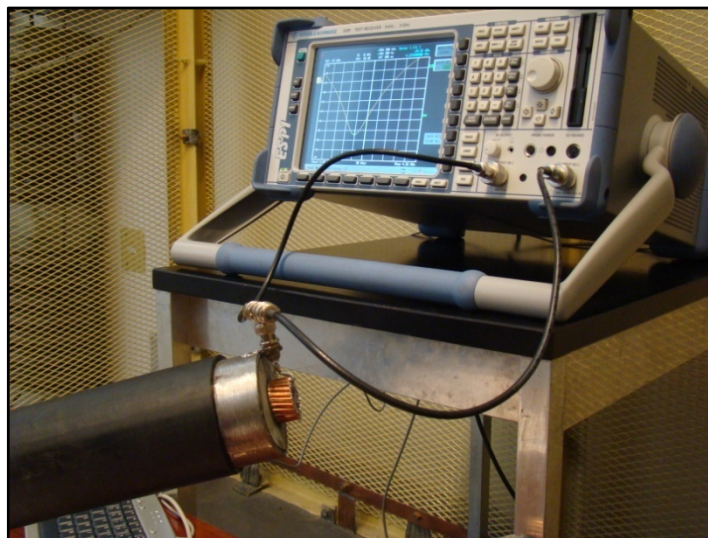


Fig. 4. 5 - Ejecución del ensayo: determinación de la longitud eléctrica $\lambda/4$

El método de ensayo consistió simplemente en variar progresivamente la frecuencia hasta detectar el primer mínimo de la relación ib/ia . A partir de ello, y considerando la Ec. 3.30 se tiene que:

$$v = \lambda f_c \tag{Ec. 4.1}$$

Luego se puede plantear que; para la frecuencia f_c la longitud física l_f es:

$$l_f = \frac{\lambda}{4} \tag{Ec. 4.2}$$

A partir de la Ec. 4.1 y Ec. 4.2 se tiene que:

$$v = 4 l_f f_c \tag{Ec. 4.3}$$

En las mediciones, se verificó que $f_c = 4,2283 \text{ MHz}$ ($\pm 0,1\%$ de acuerdo a la especificación de precisión del equipamiento). En la Fig. 4.6 se representa el resultado obtenido; en donde se observa claramente la frecuencia f_c .

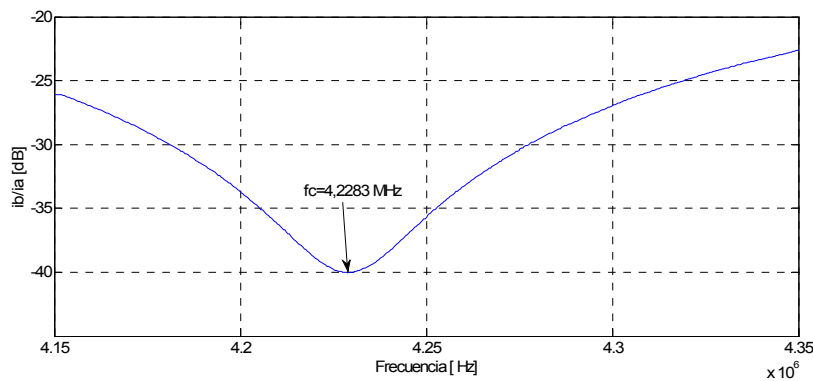


Fig. 4.6 - Ejecución del ensayo: determinación de la frecuencia f_c

A partir de lo expuesto se tiene que la velocidad de propagación del cable es:

$$v = 4 l_f f_c = 4 \cdot 11,04 \text{ m} \cdot 4,2283 \text{ MHz} = 187\,229\,124 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

4.3.1.2. Permitividad relativa

Una vez determinada la velocidad de propagación es posible determinar el valor de la permitividad relativa ϵ_r empleando la Ec. 3.30; de tal forma que:

$$\epsilon_r = \left[\frac{c}{v} \right]^2 = \left[\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{187\,229\,124 \frac{\text{m}}{\text{s}}} \right]^2 = 2,56$$

4.3.1.3. Tiempo de retardo

A partir de la Ec. 3. 37 se calcula el tiempo de retardo del cable:

$$t_d = \frac{l_f}{v} = \frac{l_f}{4 l_f f_c} = \frac{1}{4 f_c} = \frac{1}{4 \cdot 4,2283 \text{ MHz}} = \mathbf{58,12 \text{ ns} \pm 0,1\%}$$

Es decir que de t_d , se encuentra en el rango de 58,06 y 59,18 ns.

El tiempo de retardo calculado con Ec. 3. 37 es determinado indirectamente, a partir de la frecuencia f_c . Para verificar este valor de t_d , también se realizó un simple ensayo mediante el cual se midió en forma directa dicho tiempo.

El método consistió en aplicar una señal tipo escalón en un extremo del cable; y registrar con un osciloscopio las señales en ambos extremos.

En la Fig. 4. 7 se presenta el esquema de la medición. Como puede observarse, en los extremos del cable, se han intercalado dos adaptadores de forma de evitar las reflexiones entre el cable y los instrumentos. En el punto 4.3.2.1 se detallan los aspectos constructivos de esta adaptación.

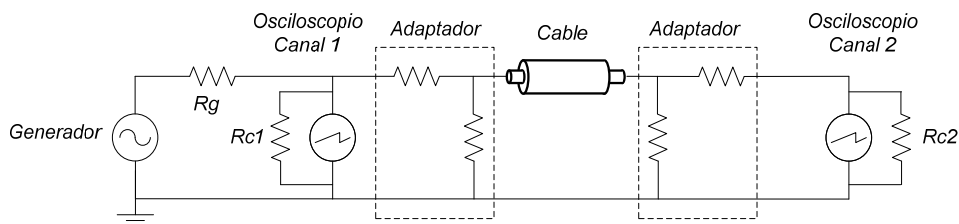


Fig. 4. 7 - Disposición para la medición del tiempo de retardo, t_d
Rg: impedancia interna del generador de señales (50 Ω)
Rc1 y *Rc2*: impedancia de los canales 1 y 2 del osciloscopio (50 Ω)

En la Fig. 4. 8 se muestra una imagen de la realización de estas mediciones; y en la Fig. 4. 9 se presentan los resultados obtenidos.

Como puede observarse, la medición del desfase temporal de la onda incidente y la onda en el final del cable es de 58,6 ns. Según a la especificación del osciloscopio, el error de la medición es:

$$e = \pm(\text{intervalo de muestras} + 100\text{ppm. lectura} + 0,4 \text{ ns}) \quad \text{Ec. 4. 4}$$

Luego, como el período de muestreo es $2 \cdot 10^{-10}$ s; el error es de $\pm 0,6$ ns; es decir que el tiempo de retardo está comprendido entre 58 y 59,2 ns. En otras palabras, se obtuvo un tiempo muy similar al método anterior, con un error semejante.

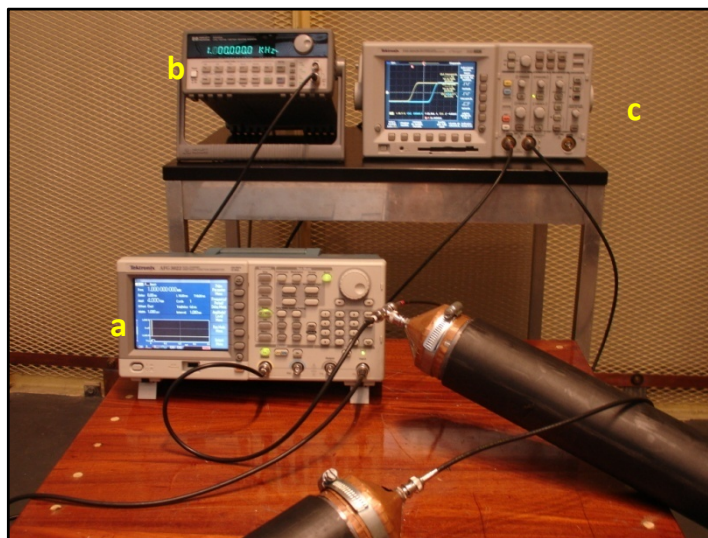


Fig. 4. 8 - Medición del tiempo de retardo

- a) Generador de señales
- b) Generador de señales adicional (disparo)
- c) Osciloscopio

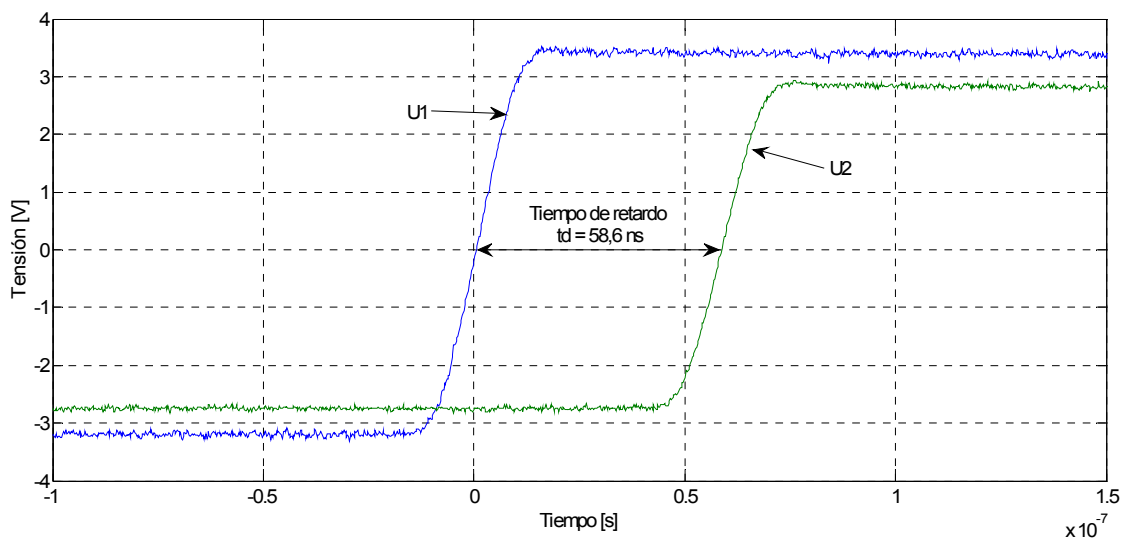


Fig. 4. 9 - Resultados de la medición del tiempo de retardo, t_d

4.3.2. Determinación del comportamiento en el dominio de la frecuencia

El análisis de respuesta en frecuencia (Frequency Response Analysis, FRA) es una técnica de ensayo mediante la cual se aplica una señal de prueba senoidal con el fin de medir los puntos de la respuesta de frecuencia de una función de transferencia o impedancia. Básicamente consiste en aplicar una tensión o corriente sinusoidal (por ejemplo) de frecuencia variable a la entrada de la línea, y medir la tensión (módulo y fase) en el extremo receptor, como se indica en el esquema de la Fig. 4. 10.

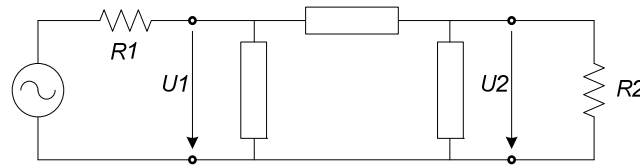


Fig. 4. 10 - Barrido en frecuencia de una línea (modelo pi)

A partir de ello se puede plantear que la potencia de entrada $P1$ y de salida $P2$ son:

$$P1 = \frac{U1^2}{R1'} \tag{Ec. 4. 5}$$

$$P2 = \frac{U2^2}{R2} \tag{Ec. 4. 6}$$

$R1'$ es la resistencia equivalente que “ve” el generador con su resistencia interna $R1$.

Luego, si la línea se encuentra **adaptada**; de forma de evitar las reflexiones en el extremo final del cable; se tiene que $R1' = R2 = Z_0$; es decir que la transferencia de potencia será:

$$\frac{P2}{P1} = \frac{U2^2 R1}{R2 U1^2} = \frac{U2^2}{U1^2} \tag{Ec. 4. 7}$$

A partir de ello, operando se tiene que:

$$10 \log \left(\frac{P2}{P1} \right) = 10 \log \left(\frac{U2^2}{U1^2} \right) = 20 \log \left(\frac{U2}{U1} \right) \tag{Ec. 4. 8}$$

Considerando variable la frecuencia ω del generador; el módulo y fase de la función de transferencia del circuito resultan:

$$|T_{(j\omega)}|_{dB} = 20 \log \left| \frac{U2_{(j\omega)}}{U1_{(j\omega)}} \right| \tag{Ec. 4. 9}$$

$$\phi_{(\omega)} = \arctg \frac{Im[T_{(j\omega)}]}{Re[T_{(j\omega)}]} \tag{Ec. 4. 10}$$

La ventaja distintiva del FRA se basa en su frecuencia selectiva natural; sólo una componente del espectro es extraída. Esto es de suma importancia cuando el sistema tiene características resonantes determinadas. De esta forma es posible identificar y estudiar ciertas resonancias sin alterar los otros modos oscilatorios. Las respuestas obtenidas (Ec. 4. 9 y Ec. 4. 10) se representan gráficamente en diagramas de *Nyquist* o *Bode*.

4.3.2.1. Adaptación del cable

4.3.2.1.1. Datos de consigna

Para la diseñar la adaptación deben considerarse las impedancias internas del generador de señales (U1) y del instrumento que medirá la tensión en el extremo final (U2); y obviamente la impedancia característica del cable. Como puede observarse de la Ec. 4.6; para que el sistema esté perfectamente adaptado, y con ello evitar las reflexiones en los extremos del cable, es necesario cumplir con la condición $R1' = R2 = Z_0$.

Para el ensayo de barrido en frecuencia se empleó un analizador de espectro con generador de tracking, en el cual la impedancia del generador (R1) y del canal de medición (R2) tienen un valor de 50 Ω.

Por otro lado, a partir de la Ec. 3. 36; considerando una permitividad relativa de $\epsilon_r = 2,3$ la impedancia característica del cable resulta:

$$Z_0 = 59,945 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = 59,945 \frac{1}{\sqrt{2,3}} \ln \frac{67,5}{31,5} = 30,1 \Omega$$

Estas condiciones el coeficiente de reflexión de la Ec. 3. 61 en la interface instrumento/cable (ρ_1) y en la interface cable/instrumento (ρ_2) son:

$$\rho_1 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_c + Z_0} = -0,23$$

$$\rho_2 = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = 0,23$$

Por ejemplo, en el extremo 2 del cable, se reflejaría el 23% de la señal incidente.

Es decir que para adaptar la medición debe lograrse que $\rho_2 = \rho_2 = 0$; para ello se ha considerado un cuadripolo tipo "T" con dos resistencias "Rs" y "Rp" de acuerdo al esquema de la Fig. 4. 11.

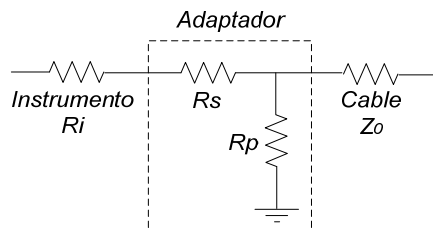


Fig. 4. 11 - Adaptador de impedancias "T"

A partir de ello, se puede plantear:

$$Rc = \frac{(Ri + Rs)Rp}{(Ri + Rs) + Rp} \tag{Ec. 4. 11}$$

$$R_i = \frac{R_c R_p}{(R_c + R_p)} + R_s \tag{Ec. 4. 12}$$

Resolviendo estas dos ecuaciones con dos incógnitas (“Rp” y “Rs”) se obtiene que:

$$R_p = 46,8 \Omega$$

$$R_s = 32 \Omega$$

4.3.2.1.2. Criterio de diseño

Una vez definidos los valores de las resistencias que compondrán el adaptador, es necesario considerar ciertos criterios de diseño. El primero de ellos se relaciona con el comportamiento de una resistencia en alta frecuencia. Para caracterizar el comportamiento real de una resistencia de carbón se suele emplear un circuito equivalente de parámetros concentrados (Fig. 4. 12) que presente un comportamiento similar al que se obtiene al medir la impedancia de dicho componente en cuestión [41].

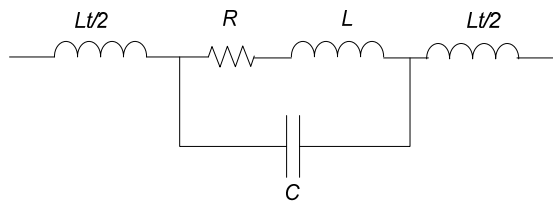


Fig. 4. 12 - Modelo equivalente para un resistor de composición o película de carbón

En dicho modelo “R” es la resistencia en continua; “L” representa la inductancia del elemento resistivo (algunos nanohenry); “C” (de 0,1 a 1,5 pF; más grande a mayor potencia) representa la capacidad equivalente paralelo; y Lt/2 representa la inductancia de los terminales (decenas de nanohenry).

La impedancia de esta asociación resulta:

$$Z_{(j\omega)} = \frac{R + j\omega L}{j\omega^2 LC + j\omega RC + 1} + j\omega Lt \tag{Ec. 4. 13}$$

En dicho modelo se verifica fácilmente que a baja frecuencia el comportamiento está gobernado únicamente por el valor propiamente dicho de “R”; pero al aumentar progresivamente la frecuencia el efecto de la inductancia y la capacidad (respectivamente) comenzarán a pesar.

Luego para valores de frecuencia bajos, se tiene que:

$$Z = R \tag{Ec. 4. 14}$$

Y para elevados valores de frecuencia:

$$Z_{(j\omega)} \cong j\omega L t \quad \text{Ec. 4. 15}$$

Para fijar ideas de esta situación, a una frecuencia de 1 GHz; y con un valor de $L = 5 \text{ nHy}$; $Lt/2 = 15 \text{ nHy}$; y con $C = 0,1 \text{ pF}$; se tiene que:

$$\omega L = 31 \Omega$$

$$\frac{1}{\omega C} = 1591 \Omega$$

$$\omega L t / 2 = 94 \Omega$$

Para el caso de la rama paralelo del adaptador, se observa que los valores de las reactancias son del orden al valor de la resistencia " R_p "; en otras palabras los efectos parásitos pesan significativamente.

Para compensar estos efectos, en vez de considerar un único resistor en derivación, se consideraron " n " resistores en derivación de tal forma que el paralelo total resulte $R_p = 46,8 \Omega$. De esta forma; las inductancias y capacidades de cada uno de los " n " resistores quedan en derivación y con ello su efecto se reduce significativamente. En este caso particular, se consideraron 24 resistores de $1,1 \text{ k}\Omega$; resultando una resistencia equivalente de $1,1 \text{ k}\Omega / 24 = 45,8 \Omega$.

Con esta disposición y considerando el mismo ejemplo anterior, es decir una frecuencia de 1 GHz; la impedancia inductiva y capacitiva total resultará:

$$\omega L = 1,29 \Omega$$

$$\frac{1}{\omega C} = 66,3 \Omega$$

$$\omega L t / 2 = 3,9 \Omega$$

A su vez, las 24 resistencias se han dispuesto de forma tal que queden colocadas en forma radialmente equidistantes. De esta forma la corriente derivada hacia la pantalla es geoméricamente uniforme, evitando que las corrientes de alta frecuencias "vean" caminos con diferente resistencia.

Un análisis similar se realiza para el caso de la resistencia serie del adaptador. En este caso para minimizar lo máximo posible el valor de la inductancia, " R_s " se dispuso inmediatamente después a los terminales de " R_p ", de forma tal de minimizar los efectos de la inductancia de los terminales " $Lt/2$ ".

En la Fig. Fig. 4. 13 se muestran el esquema de un adaptador en base a los criterios explicados y en la Fig. 4. 14 se presenta una imagen de los adaptadores ya confeccionados.

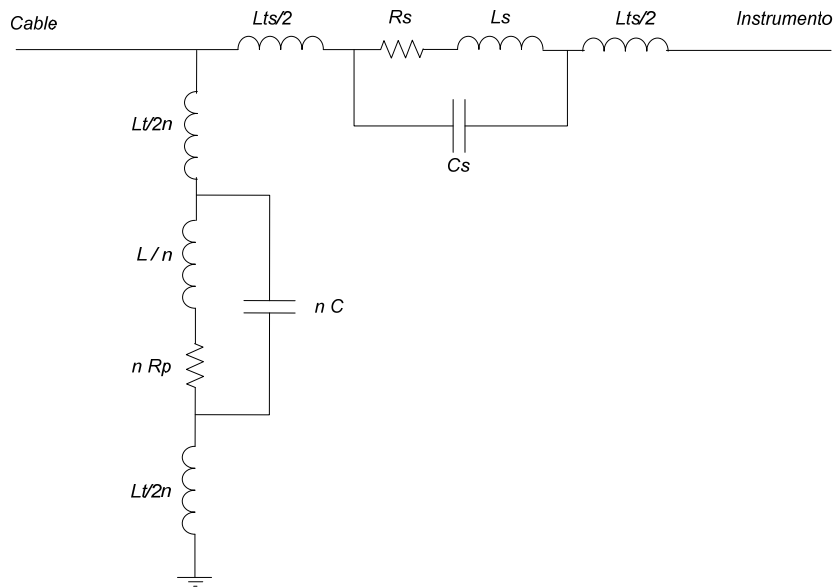


Fig. 4. 13 - Esquema del adaptador de impedancias

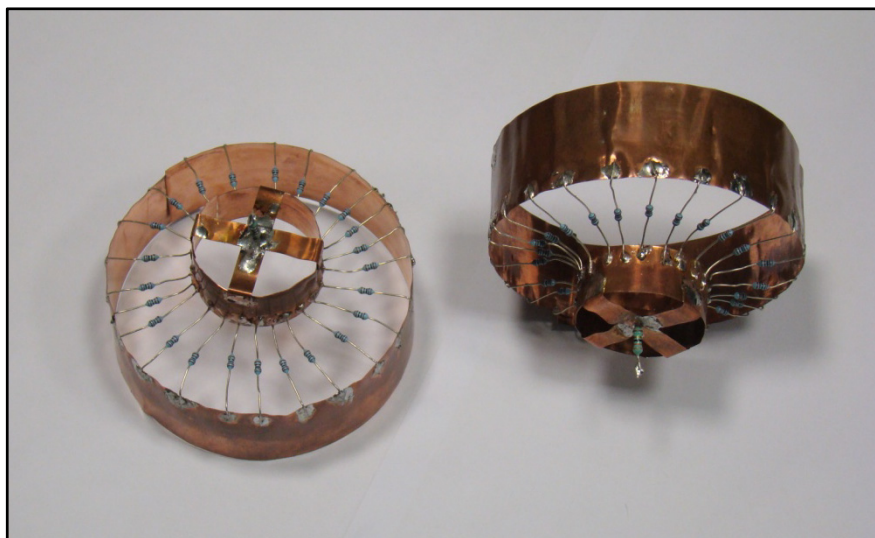


Fig. 4. 14 - Adaptadores de impedancias

Finalmente, como en altas frecuencias las mediciones tienden a ser susceptibles al ruido externo; se diseñó un blindaje metálico (Fig. 4. 15) de tal forma que se apantalla cada uno de los adaptadores; incorporando conectores del tipo BNC en las terminaciones.



Fig. 4. 15 - Adaptadores y pantallas

4.3.2.1.3. Modelo ATP Draw

Para verificar el comportamiento en frecuencia de la configuración diseñada, se realizó una simulación en ATPDraw empleando la función "frequency scan". En la Fig. 4. 16 se presenta el modelo y los valores considerados, y en la Fig. 4. 17 el resultado obtenido.

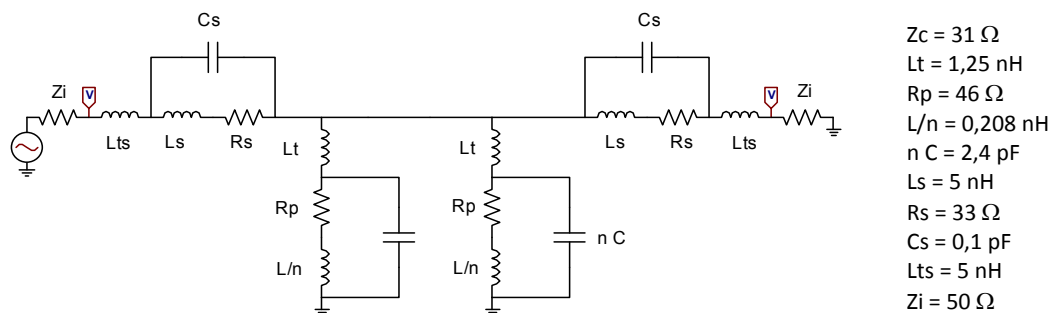


Fig. 4. 16 - Modelo ATP Draw para los adaptadores de impedancias (Modelo en archivo "01_FRA_Adaptador.acp")

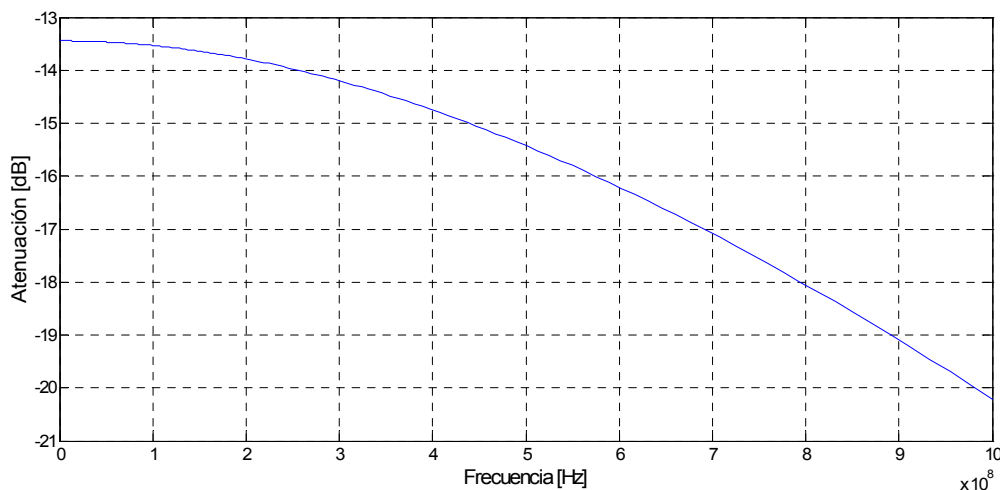


Fig. 4. 17 - Atenuación de los adaptadores modelado con ATP Draw

4.3.2.1.4. Calibración de los adaptadores

Una vez que se verificaron valores razonables de diseño, se procedió a realizar una calibración de los adaptadores, que consistió en la realización de un barrido en frecuencia de los adaptadores interconectados entre sí; sin tramo de cable alguno. De esta forma, se determinó el comportamiento real en frecuencia de los adaptadores; lo que permite:

- *Verificar hasta que frecuencia el adaptador tiene una respuesta razonable.*
- *Obtener una característica de atenuación, que luego se descontará a la característica de atenuación del cable.*

En la Fig. Fig. 4. 18 se muestra una imagen durante el proceso de calibración, y en la Fig. Fig. 4. 19 se presenta el resultado obtenido hasta una frecuencia de 3 GHz. Como puede observarse en la Fig. 4. 19, se obtuvo una respuesta oscilatoria debido a las reflexiones ocasionadas como consecuencia de la diferencia de impedancia de los cables coaxiales que interconectan los adaptadores con el equipo de barrido.

Por otra parte, observando la curva promedio de la Fig. 4. 19, se comprobó un comportamiento “estable” hasta una frecuencia de aproximadamente 1,25 GHz. En base a ello, y a las frecuencias características de las DDPP; una frecuencia máxima de 1 GHz se consideró más que suficiente para el alcance de este trabajo. En la Fig. 4. 20 se presenta la respuesta final, con la curva promedio calculada con Matlab.

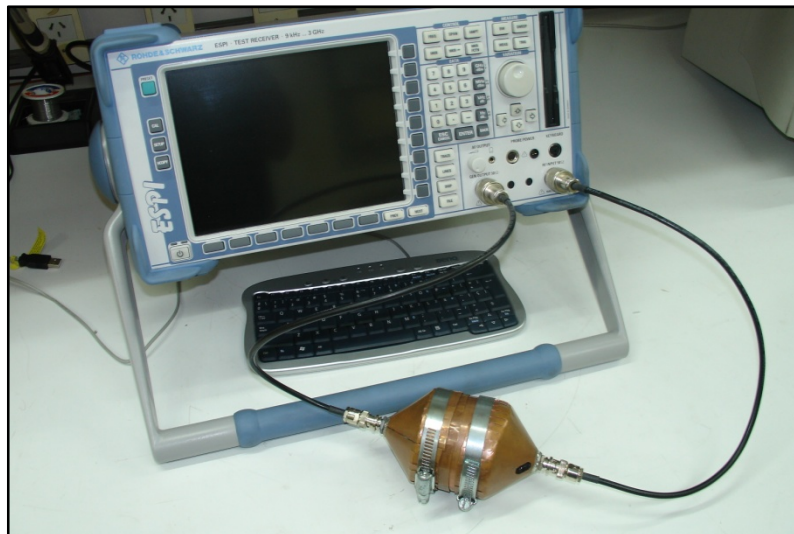


Fig. 4. 18 - Ensayo de calibración de los adaptadores

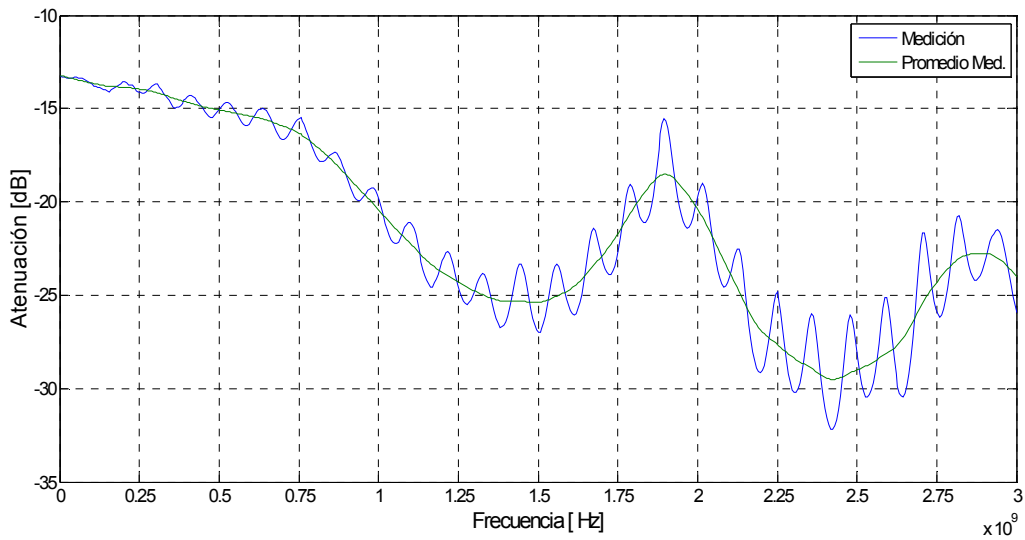


Fig. 4.19 - Atenuación medida de los adaptadores hasta 3 GHz

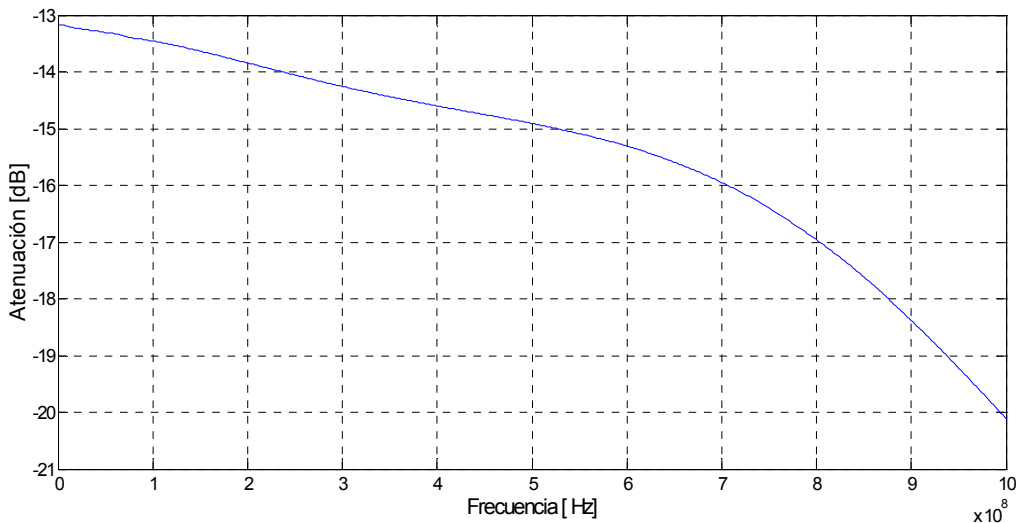


Fig. 4.20 - Atenuación (promedio) medida de los adaptadores hasta 1 GHz

4.3.2.2. Ensayo de barrido en frecuencia

Una vez realizadas las adaptaciones de los cables, se instalaron en los terminales para la realización del barrido en frecuencia. En la Fig. 4. 21 se representa el esquema de conexionado para al ensayo de barrido.

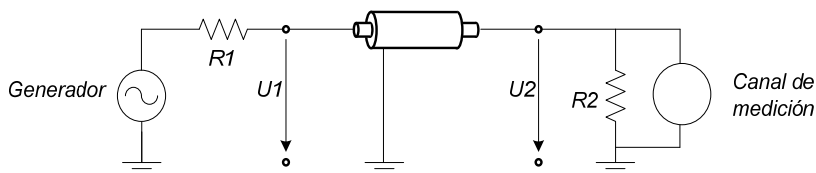


Fig. 4.21 - Esquema de conexiones para el barrido en frecuencia

En la Fig. 4.22, Fig. 4.23 y Fig. 4.24 se muestra la secuencia de instalación de uno de los adaptadores sobre uno de los extremos del cable. En la Fig. 4.25 se muestra la disposición durante la ejecución de los ensayos.

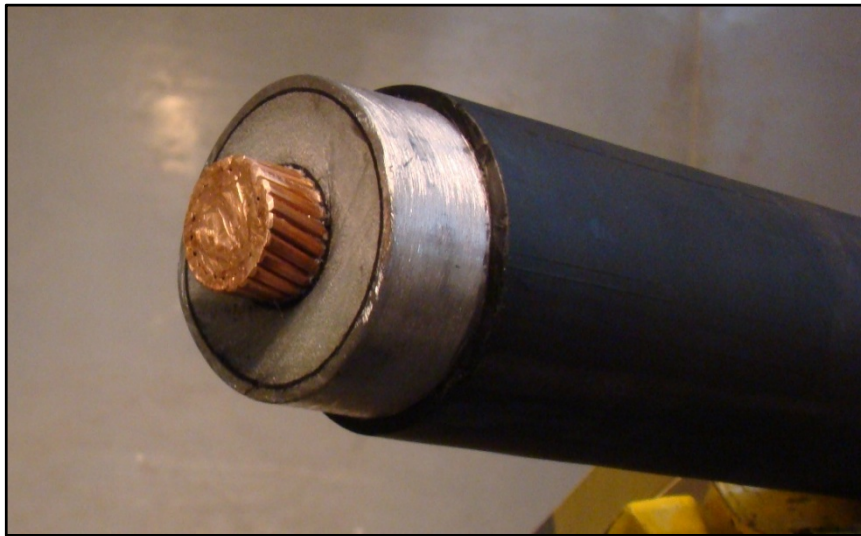


Fig. 4. 22 - Uno de los extremos del cable, preparado para la disposición del adaptador

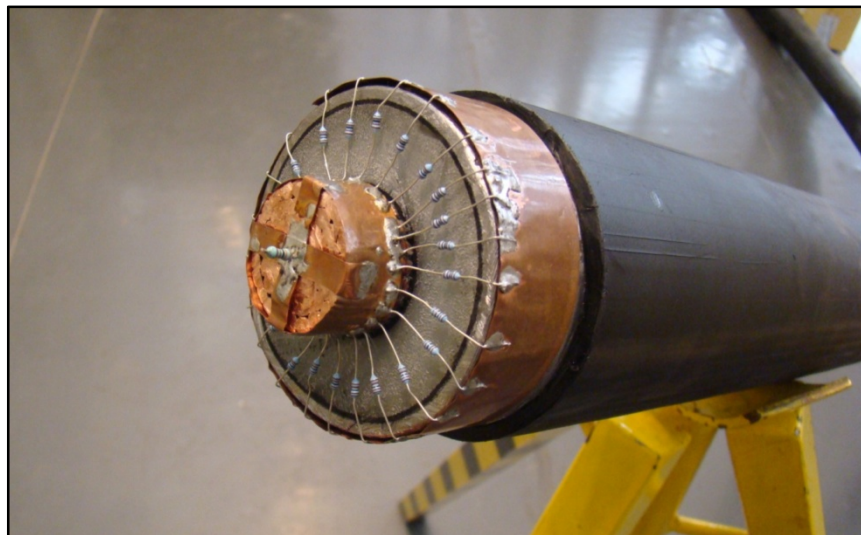


Fig. 4. 23 - Disposición del adaptador en uno de los extremos del cable

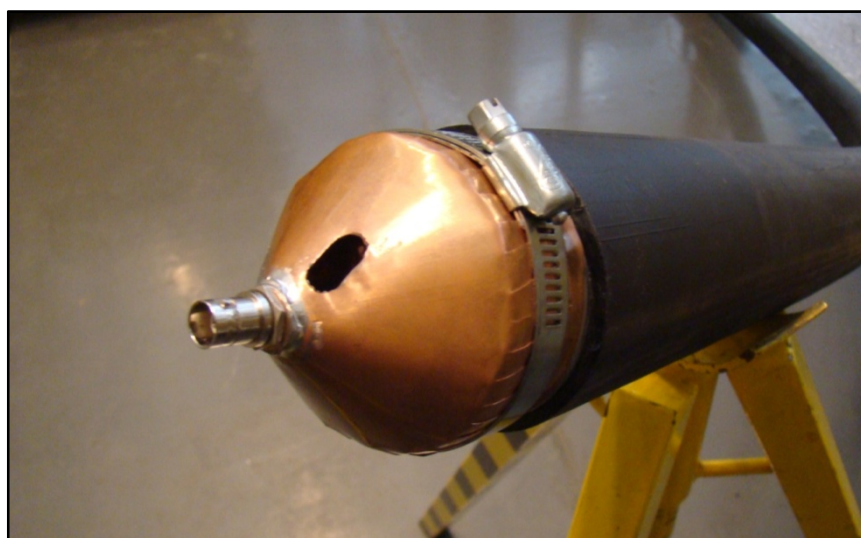


Fig. 4. 24 - Adaptador apantallado



Fig. 4. 25 - Disposición durante la ejecución de los ensayos

Como se ha indicado, para el barrido en frecuencia se consideró suficiente llegar a una frecuencia máxima de 1 GHz. En la Fig. 4. 26 se presentan los resultados de la medición. Como puede observarse en la Fig. 4. 26 en este caso las oscilaciones en la respuesta son menos significativas que en el caso de la calibración de los adaptadores; debido a la atenuación propia del cable. No obstante, con el mismo criterio que la Fig. 4. 20 se estableció una curva promedio empleando las herramientas ("Fitting") de Matlab.

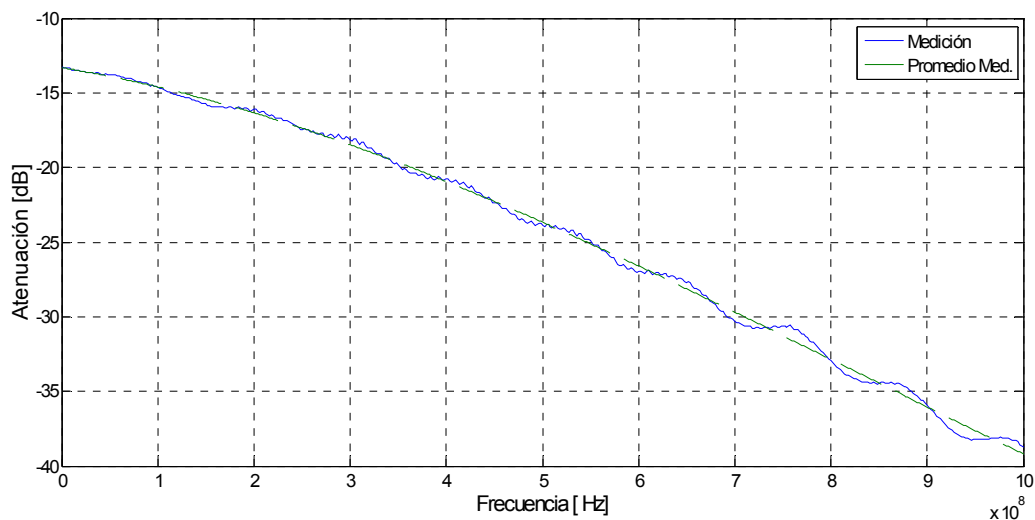


Fig. 4. 26 - Barrido en frecuencia del cable adaptado; hasta una frecuencia de 1 GHz

En el resultado de este barrido está incluida la atenuación del cable; pero también la atenuación de los adaptadores confeccionados para evitar las reflexiones en la interface instrumento - cable. De modo que el gráfico de la Fig. 4. 26 no representa el comportamiento del cable aislado. Sin embargo dicho comportamiento puede calcularse matemáticamente, sustrayendo del barrido de la Fig. 4. 26 el barrido debido a los adaptadores (Fig. 4. 20). De esta forma, se obtiene el comportamiento en frecuencia debido exclusivamente al cable; presentado en la Fig. 4. 27.

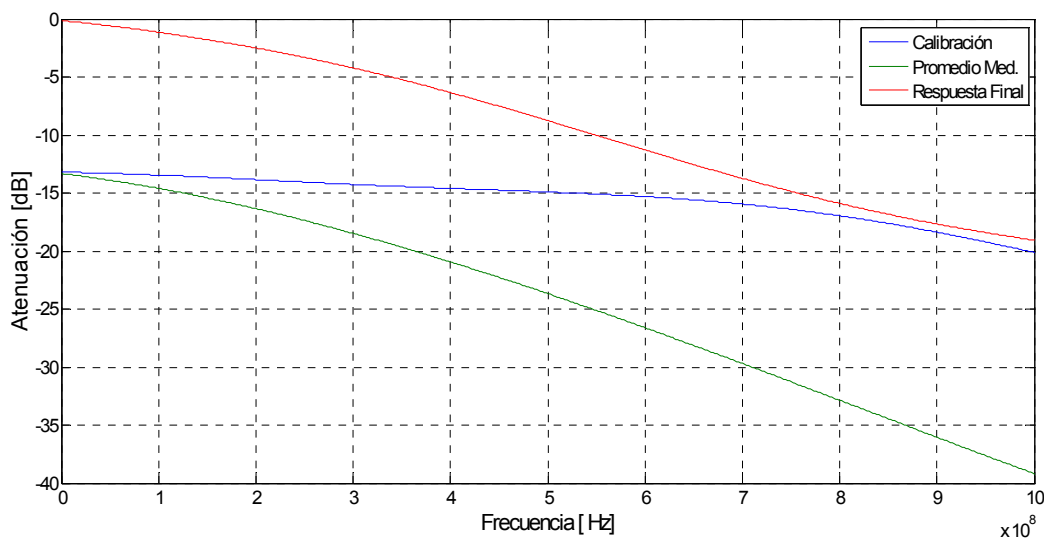


Fig. 4. 27 - Barrido en frecuencia del cable, adaptador y conjunto cable - adaptador

Para verificar el significado que tiene la correcta adaptación del cable en el resultado del barrido en frecuencia, se realizó una medición adicional, prescindiendo de los adaptadores. Se interconectaron los extremos del cable directamente con el instrumento; para lo cual se dispuso en cada terminación un pequeño tramo de cable con un conector BNC (Fig. 4. 28). En la Fig. 4. 29 se muestra el resultado obtenido.

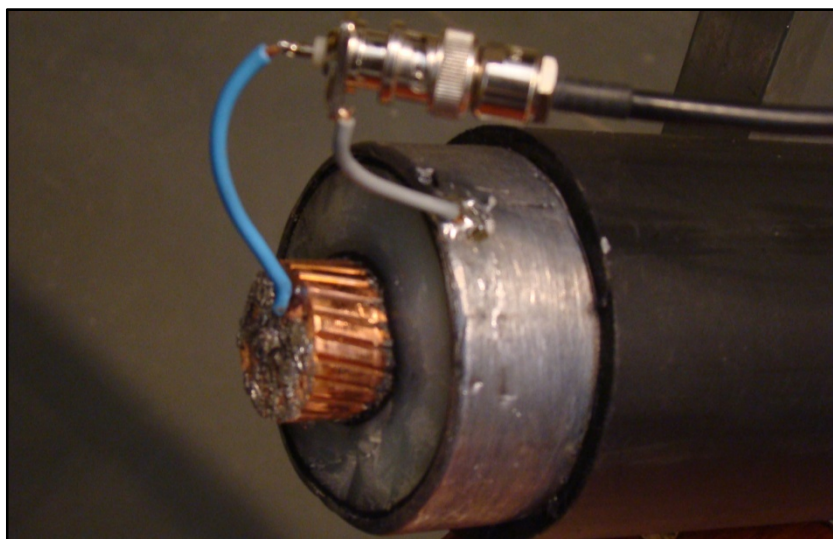


Fig. 4. 28 - Barrido en frecuencia del cable adaptado; hasta una frecuencia de 1 GHz

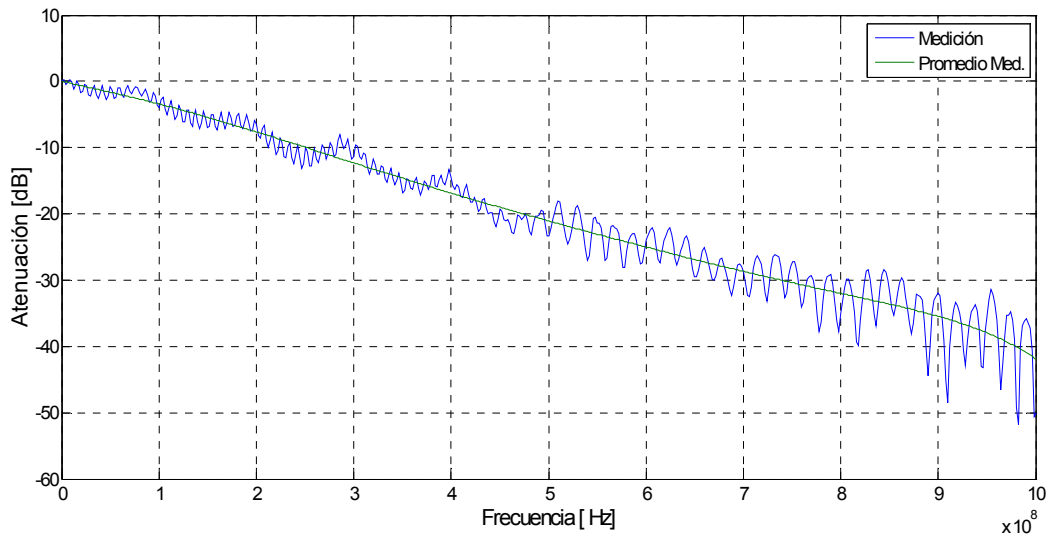


Fig. 4. 29 - Barrido en frecuencia del cable sin adaptación

Como puede observarse en la Fig. 4. 29, los resultados son muy diferentes a los obtenidos con el sistema adaptado. En la curva medida se registraron oscilaciones de alta frecuencia; y por el otro lado se obtuvo una atenuación es mucho mayor que en el caso adaptado. Todos estos efectos son debidos a la falta de adaptación, con lo cual se tienen sucesivas reflexiones en el sistema. Otro factor que influye en este resultado, es la inductancia que presentan los pequeños tramos de cable que interconectan el cable con los conectores BNC; cuya incidencia es tanto mayor cuanto mayor es la frecuencia. El modelo de este pequeño tramo de cable sería similar al de la Fig. 4. 12; con un valor de R proporcional al valor de resistencia de conductor de cobre, pero en este caso, el valor de la inductancia es mucho mayor al de una resistencia de carbón.

En este sentido y a manera de referencia, en el trabajo de CIGRE “Guidelines for Unconventional Partial discharge Measurements” [42] se presenta una medición de la atenuación en un cable de 345 kV (Fig. 4. 30) en la cual la atenuación a 1 GHz es del orden de -6 dB/m; es decir cada 10 m se tiene una atenuación de 60 dB/m.

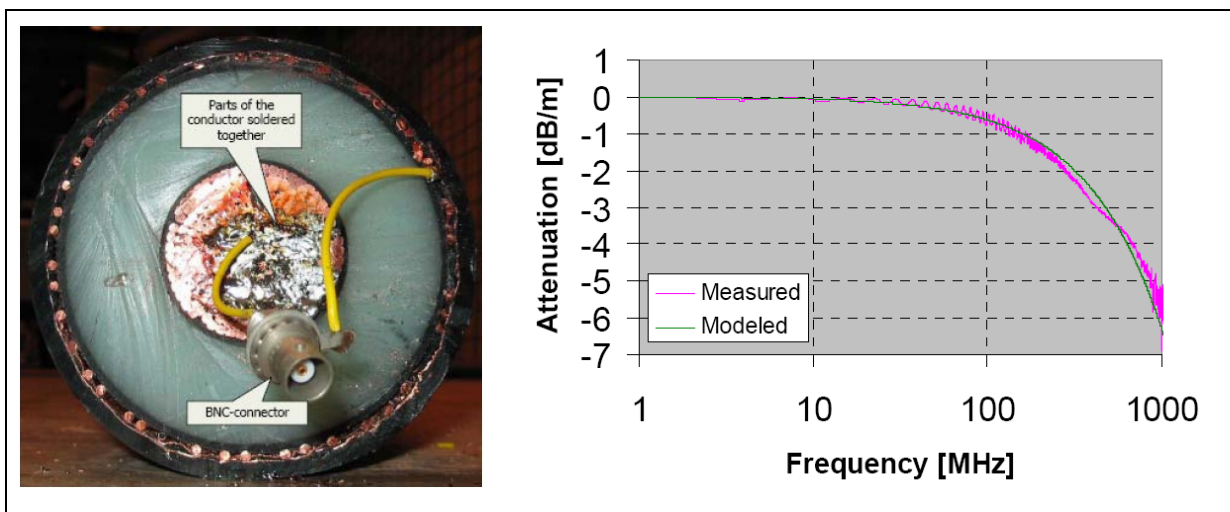


Fig. 4. 30 - Barrido en frecuencia en cable de 345 kV [42]

Como se observa en la Fig. 4. 30; se infiere que el barrido se efectuó sin la correspondiente atenuación; lo cual se refleja en los resultados obtenidos.

4.3.3. Determinación del comportamiento en el dominio del tiempo

En los ensayos del punto 4.3.1 se determinaron los parámetros del cable que definen las características de propagación. Sin embargo, para realizar un ajuste adecuado de un modelo digital; disponer de información referida al comportamiento del cable en el dominio del tiempo resulta fundamental. Para ello, se ha realizado una reflectometría en el dominio del tiempo TDR (*“Time Domain Reflectometry”*) considerando el extremo libre de la muestra del cable en diferentes estados:

- *Adaptado*
- *Vacío*
- *Cortocircuito*

Para la realización de las reflectometrías se empleó un generador de señales y un osciloscopio para visualizar las ondas incidentes y reflejadas; dependiendo del caso.

En todos los casos, la señal de excitación consistió en una onda triangular de aproximadamente 5 Vcc; cuyos tiempos de subida y bajada eran de 18 μ s. En la Fig. 4. 31 se representa el circuito de ensayo.

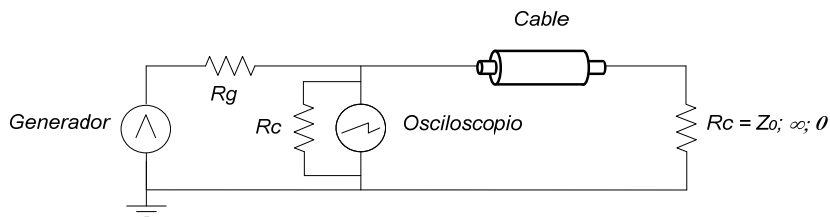


Fig. 4. 31 - Circuito y señal empleados para las pruebas de TDR

4.3.3.1. Reflectometría con el cable adaptado

La primera de las reflectometrías consistió en aplicar la señal con el cable adaptado, es decir, con el extremo opuesto cargado con su impedancia característica, Z_0 . En la Fig. 4. 32 se muestra una imagen durante esta prueba.



Fig. 4. 32 - TDR con el cable adaptado

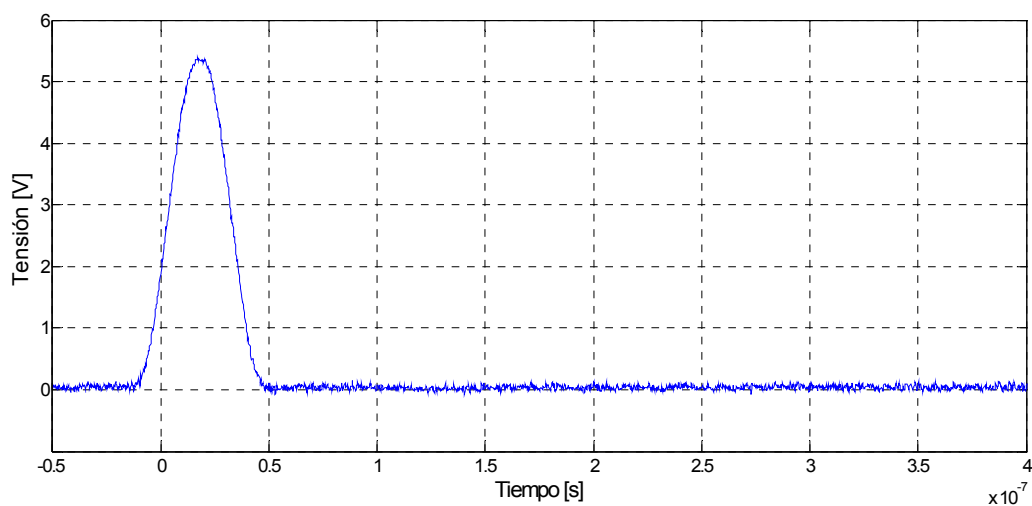


Fig. 4. 33 - Resultado de TDR con el cable adaptado

4.3.3.2. Reflectometría con el cable en vacío

En este caso se aplicó la señal del generador a un extremo del cable, estando abierto el otro extremo. En la Fig. 4. 34 se muestra una imagen durante esta prueba.

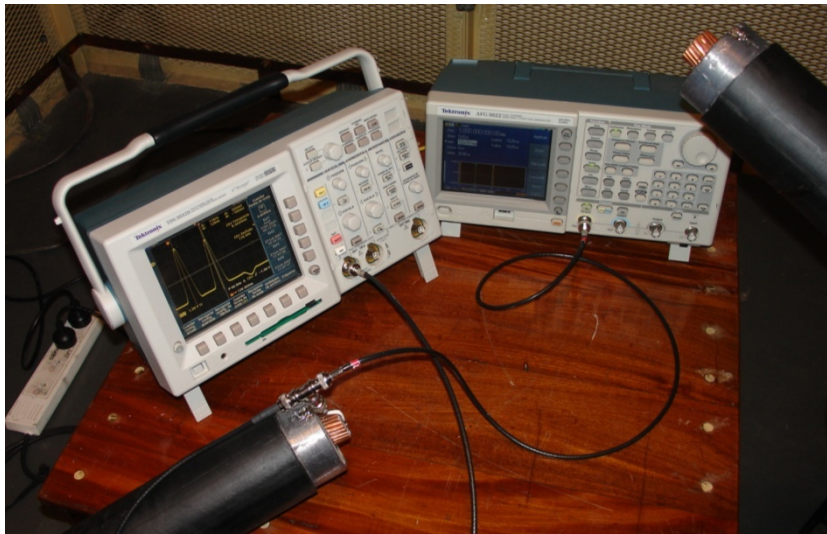


Fig. 4. 34 - TDR con el cable desadaptado: vacío

En la Fig. 4. 35 se presenta el resultado obtenido. Como puede observarse al cabo de 117,4 ns llega la señal reflejada en el extremo en vacío; así se tiene:

$$td = 117,4/2 = 58,7 \text{ ns}$$

Es decir, se obtiene prácticamente el mismo valor de retardo td que en el apartado 0.

También es evidente el efecto significativo de la atenuación (α) en el segundo pulso, es decir al cabo de $4 td$. Se comprueba además que a $6 td$ la señal ya se encuentra muy atenuada.

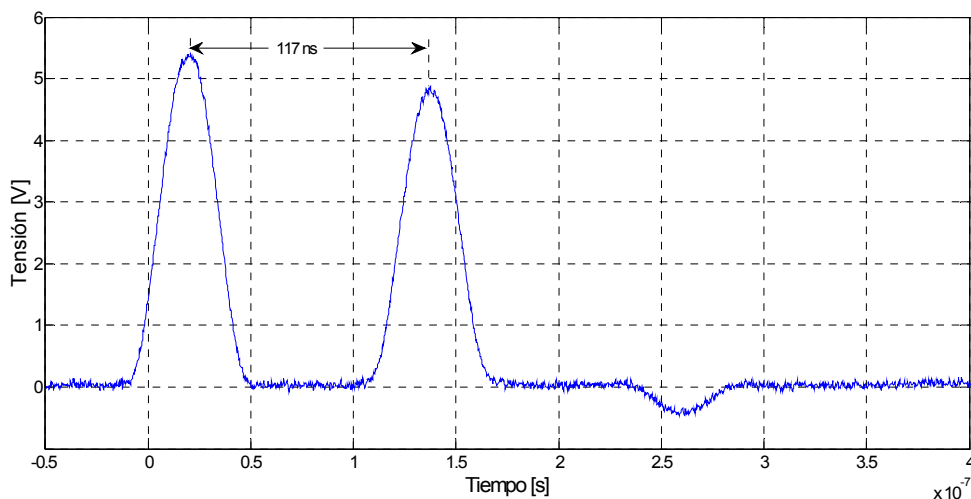


Fig. 4. 35 - Resultado de TDR con el cable desadaptado: vacío

4.3.3.3. Reflectometría con el cable en cortocircuito

En este caso se aplicó la señal del generador a un extremo del cable, estando en cortocircuito el extremo opuesto. En la Fig. 4. 36 se muestra una imagen del cortocircuito en el extremo opuesto a la inyección de la señal.



Fig. 4. 36 - Cortocircuito en el extremo opuesto a la inyección de la señal

En la Fig. 4. 37 se presenta el resultado obtenido. Como puede observarse al cabo de 117,2 ns llega la señal reflejada en el extremo en cortocircuito; así:

$$td = 117,2/2 = 58,6 \text{ ns}$$

Es decir, nuevamente se obtiene prácticamente el mismo valor de retardo td que en el apartado 0.

También en este caso resulta evidente el efecto significativo de la atenuación (α) en el segundo pulso, es decir, al cabo de $4 td$. Y también en este caso se comprueba que a $6 td$ la señal ya se encuentra muy atenuada.

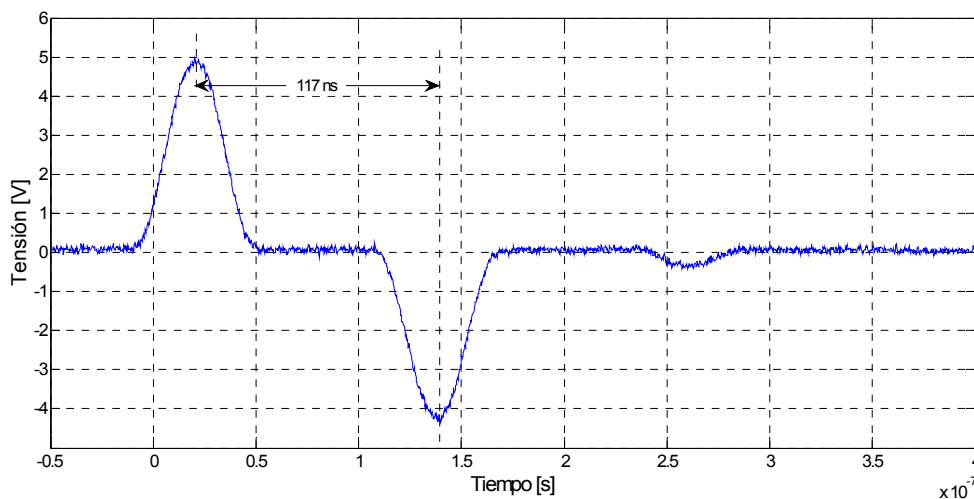


Fig. 4. 37 - Resultado de TDR con el cable desadaptado: cortocircuito

4.4. Discusión

A partir de los ensayos realizados se pudieron determinar los principales parámetros que definen las características de propagación en un cable. Los valores obtenidos resultaron acordes a los esperables para el tipo de cable: velocidad de propagación, permitividad relativa, y tiempo de retardo. Por otro lado, la metodología empleada en el apartado 4.3.1.1 que permite medir la frecuencia a la que se mide primer mínimo de la relación i_b/i_a en dB con el otro extremo del cable en vacío, y a partir de ello calcular la velocidad de propagación. Este es un ensayo simple, cuya muy buena precisión se ha podido constatar al medir el tiempo de retardo por el procedimiento del apartado 0.

Para la determinación del comportamiento en frecuencia se pudo comprobar que estas mediciones en el rango de altas frecuencias son muy sensibles a diversos factores de diseño, constructivos y de perturbación externa. Además se demostró que para la obtención de resultados fiables, es fundamental la adaptación del cable, con las impedancias de los instrumentos empleados.

Para la correcta adaptación se desarrolló un conjunto de adaptadores de impedancia para la interface cable - instrumentos. Con ello, se minimizaron las reflexiones de las señales que hubieran incidido en la respuesta final.

El diseño de los adaptadores fue realizado considerando que los resistores que lo conforman tienen asociadas capacidades e inductancias (parásitas) en alta frecuencia. La estimación de estos valores se comprobaron en un modelo de ordenador, cuya respuesta en frecuencia resultó similar a la medida en ensayos. En otras palabras, se pudo confirmar el comportamiento eficientemente en alta frecuencia de los adaptadores. A su vez, los efectos anteriores se manifiestan en una atenuación intrínseca de los adaptadores que es necesario considerar y desafectar de la medición.

Con el cable sin adaptar además de obtener una respuesta muy oscilante (elevada inductancia de las conexiones) se obtiene un nivel muy elevado de atenuación, particularmente para frecuencias superiores a 200 MHz. De esta forma, para medir DDPP de una frecuencia determinada, implicaría inequívocamente sensores e instrumentos con una sensibilidad muy superior.

Los resultados obtenidos permiten tener una caracterización del cable que conformará la base para la validación del modelo ATP desarrollado en el capítulo siguiente.

Capítulo 5

Modelo del cable con EMTP-ATP

En el presente capítulo del trabajo se presenta un modelo teórico de propagación de un cable de alta tensión, con parámetros distribuidos dependientes de la frecuencia. Dicho modelo ha sido desarrollado empleando el programa EMTP-ATP. El modelo de propagación ha sido ajustado y validado a partir de los resultados de las mediciones y ensayos del Capítulo 4.

Se evalúa y analiza la incidencia que tiene el material semiconductor de cables de determinadas longitudes en las características de la propagación de señales con diferentes espectros de frecuencia.

5.1. Introducción

Una vez obtenidos los resultados de las mediciones y ensayos, cuyos detalles fueron desarrollados en el capítulo anterior, se procedió a elaborar un modelo del cable de forma tal que reproduzca el comportamiento de propagación.

Para el desarrollo del modelo se evaluaron diferentes alternativas:

- a) Elaborar un modelo incremental impedancia - admitancia del cable; en el cual se contemplen los diferentes elementos y materiales que conforman la sección del cable [43]. A partir de ello, se puede establecer una función de transferencia, y con ello realizar estudios de propagación.
- b) Elaborar un modelo digital, mediante el cual no sólo se puedan representar las características de propagación; sino que además puedan realizarse análisis de propagación en el tiempo y el espacio (por ejemplo, distintas longitudes del cable).

Entre las dos posibilidades, se consideró que la b) es la más práctica y versátil; por lo cual fue necesario seleccionar un programa de ordenador que permitiera trabajar con la resolución del caso. Por todo ello, se concluyó que el programa más apto era el EMTP-ATP (*ElectroMagnetic Transients Program - Alternative Transients Program*) [44]. Para su uso, se ha trabajado con la interface gráfica ATP_Draw [45].

5.2. Breve descripción del EMTP-ATP

El programa EMTP-ATP es uno de los programas digitales más utilizados a nivel mundial para simular transitorios electromagnéticos, electromecánicos y de sistemas de control en sistemas eléctricos polifásicos de potencia.

El EMTP fue desarrollado a fines de la década del 60 por el Dr. Hermann Dommel, quien cedió el programa a la Bonneville Power Administration (BPA). Desde entonces, el programa fue expandido y distribuido bajo la dirección de la BPA. A su vez, los Drs. Meyer y Liu empezaron el desarrollo de una versión del ATP como una alternativa no comercializada del EMTP (tomando este último como base y plataforma del ATP). Esta es la razón por la cual en la actualidad se conoce la versión no comercial como EMTP-ATP.

Con la coordinación del Grupo de Usuarios de Estados Unidos y Canadá [46], a lo largo de los últimos 20 años el EMTP-ATP ha sido continuamente actualizado a través de diferentes contribuciones internacionales.

El programa calcula los valores de determinadas variables de interés de un modelo como funciones del tiempo; por lo general desde el inicio de una perturbación en dicho modelo. Para la resolución de las ecuaciones en el dominio del tiempo, básicamente utiliza la regla de integración trapezoidal. A cada elemento de la red, pueden asignarse condiciones iniciales previas a la perturbación que origina el transitorio.

Los estudios que involucran el uso del EMTP-ATP, tienen objetivos que se encuadran dentro de dos categorías:

- a) *Diseño*: incluye la coordinación de aislamientos, dimensionamiento de los equipos, especificación de los equipos de protección, diseño de los sistemas de control, etc.
- b) *Solución de problemas de operación*: fallas en los sistemas y análisis de los transitorios que normalmente ocurren en la operación del sistema: transitorios de maniobra, impulsos atmosféricos, coordinación del aislamiento, sistemas de alta tensión en corriente continua, compensadores estáticos; ferresonancia; análisis armónico; arranque de motores; sistemas de control en general; análisis de sistemas desequilibrados, etc.

Por su parte, el ATPDraw para Windows es una interface gráfica que ayuda a crear y editar el modelo de la red eléctrica a ser simulado de forma interactiva. Con este programa, el usuario puede armar un circuito eléctrico mediante la selección predefinida de componentes de una amplia gama. Construido dicho circuito, se genera automáticamente en el formato correcto el correspondiente archivo de entrada para la ejecución en el EMTP-ATP.

Una vez generado el archivo de entrada; se ejecuta el programa y la solución se vuelca en un archivo de salida. Para ver gráficamente la solución del problema, históricamente se usaron dos programas en DOS [47]: PCPLOT y TPLOT. Ambos programas fueron ampliamente usados; pero no resultaban íntegramente amigables. Con el surgimiento de la interface ATPDraw emergieron programas que permiten visualizar los resultados de una forma más simple y directa, siendo el PlotXY uno de los más usados. No obstante, y por cuestiones de organización y unificación, en este trabajo los archivos de salida se importaron y graficaron en Matlab.

5.3. Características del modelo

5.3.1. Introducción

EMTP-ATP dispone de varios modelos o subrutinas para la mayoría de componentes de redes eléctricas. La selección del modelo más adecuado entre los que se hallan disponibles no es siempre una tarea sencilla debido a que no existen modelos válidos para cualquier rango de frecuencias y en algunos casos el usuario ha de desarrollar sus propios modelos aprovechando las opciones disponibles en el programa [48].

Una de esas subrutinas es la denominada “Line Cable Constants” (LCC) que permite calcular los parámetros de líneas de transmisión y cables. Los parámetros proporcionados por LCC pueden ser concentrados, distribuidos y dependientes o no de la frecuencia.

La parte de la subrutina de LCC que calcula los parámetros de los cables, tradicionalmente se la denominó “Cable Constants”; desarrollada entre 1976 y 1981 por A. Ametani [44]. A partir de entonces, esta parte de la subrutina fue sucesivamente modificada en virtud de los problemas que iban surgiendo.

Finalmente en 1993 se presentó una versión corregida y optimizada, denominada “Cable Parameters” (CP). Dicha versión es la que ha sido utilizada en éste trabajo.

A continuación se describirá conceptualmente el algoritmo y procedimiento de cálculo de la subrutina “Cable Parameters”; con la idea de poder interpretar las fortalezas, debilidades, posibilidades y limitaciones del modelo desarrollado.

5.3.1.1. Descripción del algoritmo: “Cable Parameters”

5.3.1.1.1. Planteo de las ecuaciones

Como fue descrito anteriormente, la estructura general de un cable de alta tensión es del tipo coaxial, conformada (en orden desde el interior hacia el exterior) por el conductor central, la capa semiconductor interna, el aislamiento principal, la capa semiconductor externa; la pantalla; el aislamiento secundario, la armadura y finalmente el recubrimiento plástico externo. Si bien esta es la estructura más generalizada, como se describirá más adelante; “Cable Parameters” no considera las capas semiconductoras (interna y externa).

Para una configuración de cable sin las capas semiconductoras, el algoritmo “Cable Parameters” comienza planteando los lazos de corriente entre las diferentes partes metálicas del modelo; como se indica en la Fig. 5. 1 [44] [49].

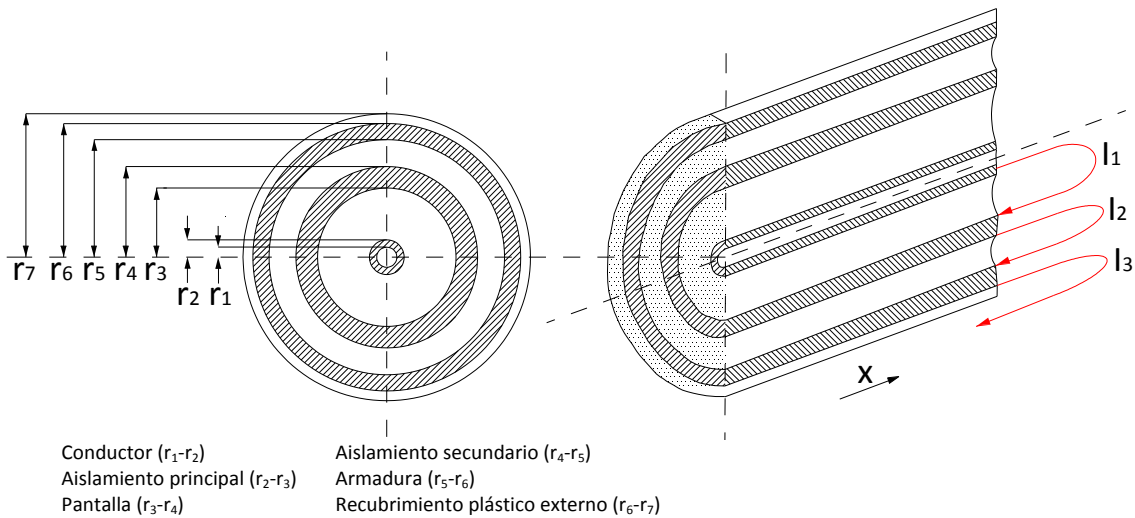


Fig. 5. 1 - Esquema de un cable monofásico auto contenido [44] [49].

A partir de este esquema, la matriz de las impedancias de los tres lazos es:

$$-\begin{bmatrix} \frac{dU_1}{dx} \\ \frac{dU_2}{dx} \\ \frac{dU_3}{dx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} & 0 \\ Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{23} \\ 0 & Z'_{32} & Z'_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{Ec. 5. 1}$$

Donde:

$$Z'_{11} = Z'_{ce} + Z'_{cp} + Z'_{pi} \quad \text{Ec. 5. 2}$$

Siendo:

Z'_{ce} : impedancia externa por unidad de longitud del conductor cilíndrico

Z'_{cp} : impedancia por unidad de longitud entre el conductor y la pantalla

Z'_{pi} : impedancia interna por unidad de longitud de la pantalla metálica

En forma similar:

$$Z'_{22} = Z'_{pe} + Z'_{pa} + Z'_{ai} \quad \text{Ec. 5. 3}$$

Siendo:

Z'_{pe} : impedancia externa por unidad de longitud de la pantalla

Z'_{pa} : impedancia por unidad de longitud entre la pantalla y la armadura

Z'_{ai} : impedancia interna por unidad de longitud de la armadura

Y además:

$$Z'_{33} = Z'_{ae} + Z'_{ar} + Z'_t \quad \text{Ec. 5. 4}$$

Siendo en este caso:

Z'_{ae} : impedancia externa por unidad de longitud de la armadura

Z'_{ar} : impedancia por unidad de longitud entre la armadura y la tierra

Z'_t : impedancia por unidad de longitud de la tierra

Luego las impedancias mutuas resultan negativas porque son opuestas al paso de la corriente, es decir:

$$Z'_{12} = Z'_{21} = -Z'_{pm} \quad \text{Ec. 5. 5}$$

$$Z'_{23} = Z'_{32} = -Z'_{am} \quad \text{Ec. 5. 6}$$

Siendo:

Z'_{pm} : impedancia mutua por unidad de longitud de la pantalla entre el lazo 1 y el exterior del lazo 2

Z'_{am} : impedancia mutua por unidad de longitud de armadura entre el lazo 2 y el exterior del lazo 3

Finalmente teniendo en cuenta que los lazos 1 y 3 no tiene partes comunes, se cumple que:

$$Z'_{13} = Z'_{31} = 0 \quad \text{Ec. 5. 7}$$

Para poder resolver este modelo con EMTP-AT las tensiones y corrientes de lazo de la Ec. 5. 1 se expresan en función de las tensiones y corrientes en el conductor, pantalla y armadura; introduciendo las siguientes relaciones:

$$U_1 = U_c - U_p \quad \text{Ec. 5. 8}$$

$$U_2 = U_p - U_a \quad \text{Ec. 5. 9}$$

$$U_3 = U_a \quad \text{Ec. 5. 10}$$

Donde:

U_c : tensión entre el conductor respecto a tierra

U_p : tensión de la pantalla respecto a tierra

U_a : tensión de la armadura respecto a tierra

Análogamente para las corrientes:

$$I_1 = I_c \quad \text{Ec. 5. 11}$$

$$I_2 = I_p + I_c \quad \text{Ec. 5. 12}$$

$$I_3 = I_a + I_p + I_c \quad \text{Ec. 5. 13}$$

Donde:

I_c : corriente por el conductor

I_p : corriente por la pantalla

I_a : corriente por la armadura

Reemplazando estas relaciones en la Ec. 5. 1; se obtiene una matriz que ahora si representa las corrientes y tensiones en el conductor, pantalla y armadura:

$$-\begin{bmatrix} \frac{dU_c}{dx} \\ \frac{dU_p}{dx} \\ \frac{dU_a}{dx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{cc} & Z'_{cp} & Z'_{ca} \\ Z'_{pc} & Z'_{pp} & Z'_{pa} \\ Z'_{ac} & Z'_{ap} & Z'_{aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ I_p \\ I_a \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 5. 14}$$

Donde:

$$Z'_{cc} = Z'_{11} + 2 Z'_{12} + Z'_{22} + 2 Z'_{23} + Z'_{33} \quad \text{Ec. 5. 15}$$

$$Z'_{cp} = Z'_{pc} = Z'_{12} + Z'_{22} + 2 Z'_{23} + Z'_{33} \quad \text{Ec. 5. 16}$$

$$Z'_{ca} = Z'_{ac} = Z'_{pa} = Z'_{ap} = Z'_{23} + Z'_{33} \quad \text{Ec. 5. 17}$$

$$Z'_{pp} = Z'_{22} + Z'_{23} + Z'_{33} \quad \text{Ec. 5. 18}$$

$$Z'_{aa} = Z' \quad \text{Ec. 5. 19}$$

Un razonamiento análogo puede hacerse para el planteamiento de las admitancias; partiendo de las ecuaciones de admitancia en cada lazo:

$$-\begin{bmatrix} \frac{dI_1}{dx} \\ \frac{dI_2}{dx} \\ \frac{dI_3}{dx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y'_1 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_2 & 0 \\ 0 & 0 & Y'_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 5. 20}$$

Pero nuevamente, esta matriz debe expresarse en términos de las tensiones y corrientes en el conductor, pantalla y armadura, empleando las relaciones de las Ec. 5. 8 a Ec. 5. 13. A partir de ello se obtiene la matriz de admitancia que relaciona dichas tensiones y corrientes:

$$-\begin{bmatrix} \frac{dI_c}{dx} \\ \frac{dI_p}{dx} \\ \frac{dI_a}{dx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y'_1 & -Y'_1 & 0 \\ -Y'_1 & Y'_1 + Y'_2 & -Y'_2 \\ 0 & -Y'_2 & Y'_2 + Y'_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c \\ U_p \\ U_a \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 5. 21}$$

5.3.1.1.2. Parámetros concentrados y distribuidos

El EMTP-ATP puede resolver las ecuaciones ya sea con parámetros concentrados o distribuidos. En el primer caso los valores de impedancia y admitancia se calculan a una frecuencia determinada; asumiendo que la conductancia de la admitancia es nula, es decir no hay pérdidas *shunt*. Por lo tanto la resolución con parámetros concentrados sólo sería adecuada para el caso de cables muy cortos; y con perturbaciones de frecuencia del orden a la cual se calculan los parámetros.

Con los parámetros distribuidos en cambio, se considera la naturaleza distribuida de los parámetros de los cables, basándose en la teoría de la propagación. En otras palabras, este es el criterio más adecuado para estudios de propagación en cables, y por tanto es el escogido para este trabajo.

5.3.1.1.3. Resolución de las ecuaciones de parámetros distribuidos

Para la resolución de las ecuaciones considerando los parámetros distribuidos, las ecuaciones que describen el comportamiento de los “n” conductores del cable son desacopladas en “n” ecuaciones diferenciales aplicando una transformación lineal (transformación modal). Las ecuaciones obtenidas se resuelven en “cantidades modales”; y luego se aplica la transformación inversa para obtener el resultado en términos de fase. La

matriz de transformación modal “T” relaciona las tensiones y corrientes de fase con tensiones y corrientes modales; es decir:

$$[U_{fase}] = [T_u] [U_{modal}] \quad \text{Ec. 5. 22}$$

$$[U_{modal}] = [T_u]^{-1} [U_{fase}] \quad \text{Ec. 5. 23}$$

$$[I_{fase}] = [T_i] [I_{modal}] \quad \text{Ec. 5. 24}$$

$$[I_{modal}] = [T_i]^{-1} [I_{fase}] \quad \text{Ec. 5. 25}$$

A su vez, las matrices de transformaciones de tensión y corrientes se relacionan como:

$$[i] = [T_i^t]^{-1} \quad \text{Ec. 5. 26}$$

5.3.1.1.4. Métodos de resolución

EMTP-ATP puede resolver las ecuaciones anteriores aplicando diferentes modelos [50]:

- a) *Parámetros constantes*: se asume que la resistencia, inductancia y capacidad son constantes, ignorando la conductancia. Se asume por tanto que la matriz de transformación modal T es constante y real; normalmente calculada a 1 kHz. Con este modelo no se obtienen una precisión adecuada en alta y baja frecuencia.
- b) *Parámetros dependientes de la frecuencia (Líneas)*: en este modelo conocido como “JMARTI”; fue desarrollado para líneas; demostrándose que se obtiene una buena aproximación considerando que la matriz T puede considerarse constante y real. Por lo tanto aplicando este modelo en cables, pueden obtenerse resultados no adecuados dependiendo del caso, ya que los parámetros de la matriz T cambian con la frecuencia.
- c) *Parámetros dependientes de la frecuencia (Cables)*: en este modelo conocido como “LMARTI”; fue desarrollado para cable; y en la matriz T se tienen en cuenta la dependencia de los parámetros con la frecuencia.

El modelo c) sólo se encuentra disponible en la versión comercial de EMTP; no disponible para este trabajo, por tanto se adoptó el modelo b) como el más apto disponible.

5.3.1.1.5. Modelo JMartí

En el modelo JMartí deben definirse los siguientes parámetros de entrada:

- a) System type: cable monofásico
 - *#Ph*: Se selecciona el número de fases
 - *Num. cables*: se especifica la cantidad de conductores y/o cables del sistema
 - *Cables in*: Se selecciona la disposición del cable: aéreo; sobre la superficie, o enterrado

- *Cable constants*: se selecciona para ir al del modo “Cable Constants” al modo “Cable Parameters”. En el modo “Cable Parameters” se activa la posibilidad de agregar una capacitancia y conductancia.
 - *Matrix output*: habilita en el archivo de salida la matriz de impedancia y admitancia.
 - *Snaking*: indica que el sistema se encuentra traspuesto
 - *Add G*: con esta opción habilitada se puede agregar una conductancia entre conductores
 - *Add C*: con esta opción habilitada se puede agregar una capacidad entre conductores
- b) Standard data:
- *Rho (ohm·m)*: resistividad del terreno
 - *Freq. init (Hz)*: frecuencia a la que se calculan los parámetros constantes, o frecuencia inferior para el cálculo de los parámetros dependientes de la frecuencia
 - *Length (m)*: longitud de la línea
- c) Model: se selecciona el modelo para resolver las ecuaciones: JMarti
- d) Data (*model*):
- *Decades*: número de décadas
 - *Points/Dec*: puntos por década
 - *Freq. Matrix [Hz]*: frecuencia a la cual se calcula la matriz de transformación
 - *Freq. SS [Hz]*: frecuencia de estado estacionario

En la Fig. 5. 2 se muestra la ventana del EMTP-ATP Draw en la cual se ajustan los valores precedentes.

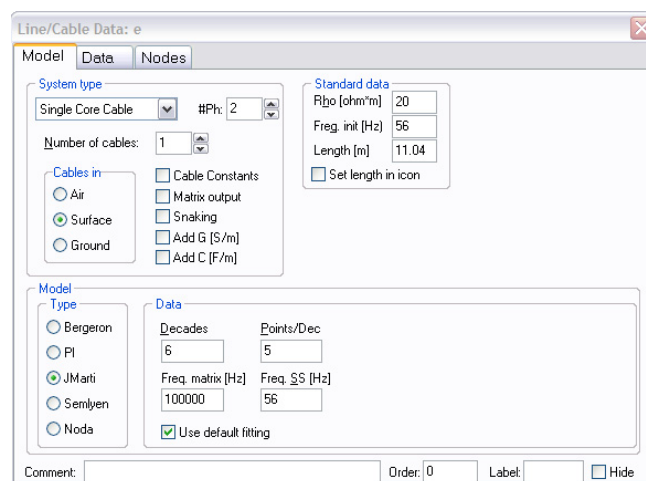


Fig. 5. 2 - Ventana de ajuste del modelo LCC EMTP-ATP Draw

e) Data:

- Aquí se define la geometría del cable, indicando los radios interno y externo [m], resistividad [$\Omega \cdot m$]; permeabilidad relativa del conductor; permeabilidad y permitividad del aislamiento, de cada elemento: cable, pantalla y armadura. También se indica radio total de cable. En la se muestra la ventana del EMTP-ATP Draw en la cual se ajustan dichos parámetros.

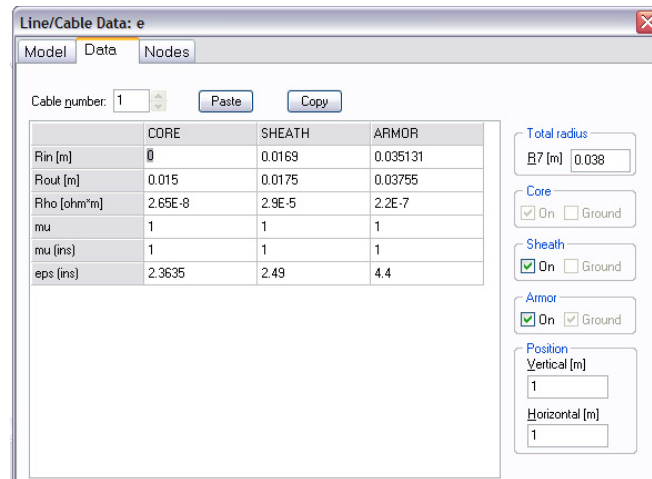


Fig. 5. 3 - Ventana de ajuste de la geometría del modelo LCC EMTP-ATP Draw

5.3.2. Consideraciones previas

Hasta aquí se ha descrito en grandes rasgos la estructura del algoritmo LCC empleada por el EMTP-ATP. Como se ha mencionado en el punto 5.3.1.1.5 en el diseño estructural del cable monofásico contempla tres elementos conductores aislados entre sí: conductor principal, pantalla y armadura.

Por otra parte, como se ha desarrollado en 3.1.4.1 las capas semiconductoras del cable tienen un importante efecto en la propagación de las señales. Pero, que a priori, este efecto no podría incluirse en el modelo CP; es otras palabras, no hay campos disponibles para incluir las capas semiconductoras en el modelo.

Para salvar esta situación, en un trabajo específico [51] la capa semiconductor interna se ha introducido en el campo correspondiente a la pantalla, y la pantalla en el campo de la armadura. La capa semiconductor es en realidad un delgado anillo metálico de baja conductividad de aproximadamente 0.5 mm de espesor, situado a unos 2 mm del conductor principal [52]. De esta forma se obtiene un modelo de cable monofásico de la Fig. 5. 4.

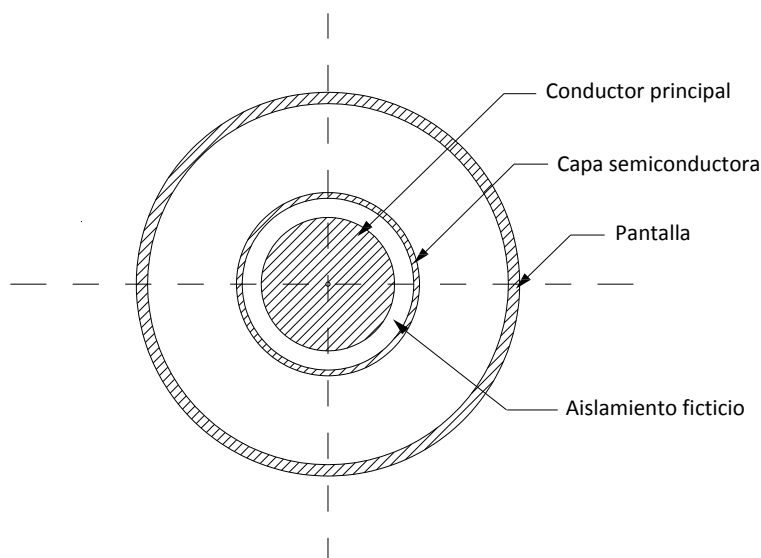


Fig. 5. 4 - Estructura del modelo para la simulación en EMTP-ATP

Como se observa, en este modelo se considera únicamente la capa semiconductor interna; de esta forma en el modelo CP se tienen los tres lazos de corriente de la Fig. 5. 1.

5.3.3. Modelo propuesto y procedimiento de ajuste

A partir de lo expuesto, y considerando las dimensiones de la muestra de cable ensayada; se ha desarrollado el modelo de la Fig. 5. 5 y en la Tabla 5. 1 se presentan los parámetros introducidos en el modelo CP.

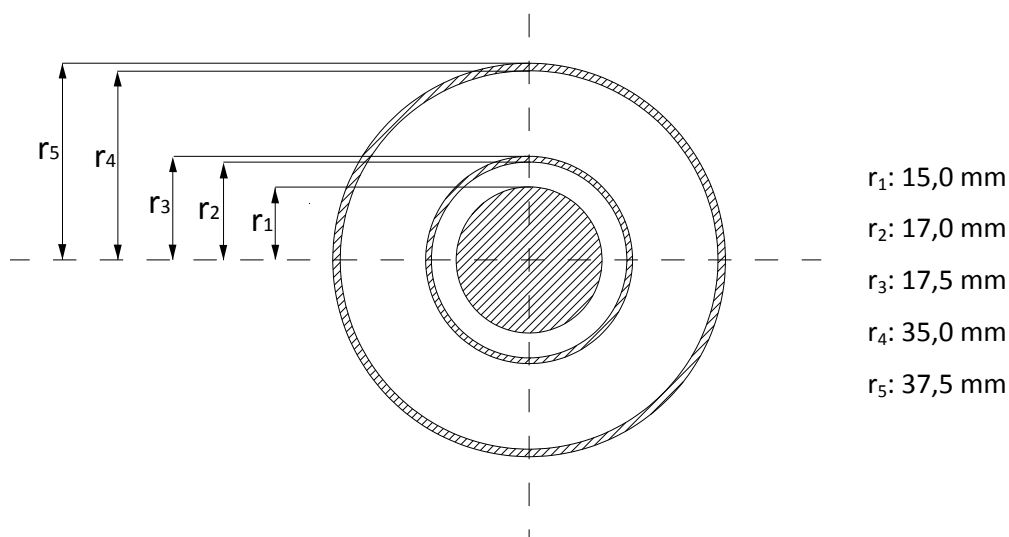


Fig. 5. 5 - Dimensiones físicas del modelo

Tabla 5. 1 - Valores en LCC

Parámetro	Conductor principal	Semiconductor	Pantalla
Rin [m]	0	0,0170	0,0350
Rout [m]	0,0150	0,0175	0,0375
Rho [Ω .m]	$2,65 \cdot 10^{-8}$	$2,9 \cdot 10^{-5}$	$2,2 \cdot 10^{-7}$
μ conductor	1	1	1
μ aislamiento	1	1	1
ϵ aislamiento	2,5	2,5	4,4

Para la validación del modelo se han considerado los resultados de los ensayos y mediciones del capítulo 4. Es decir, que se ha verificado y ajustado su comportamiento en el dominio de la frecuencia y del tiempo. Para ello se ha seguido el procedimiento de la Fig. 5. 6.

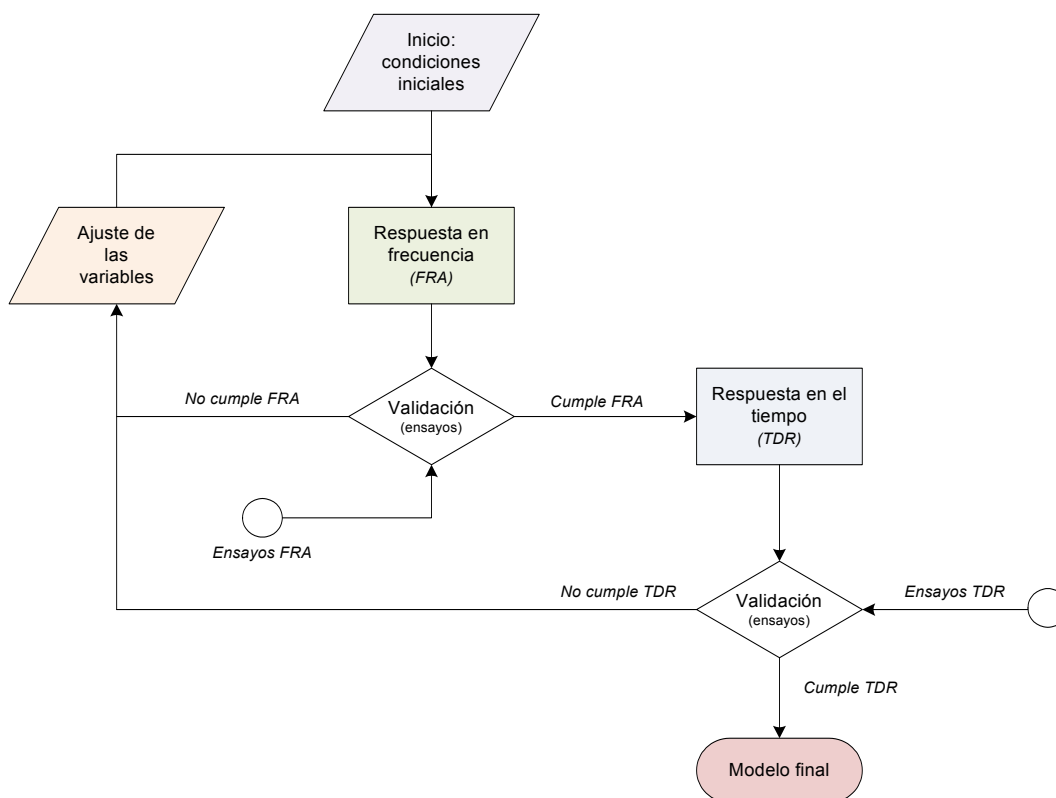


Fig. 5. 6 - Esquema de trabajo para la validación del modelo

5.4. Presentación y resultados del modelo obtenido

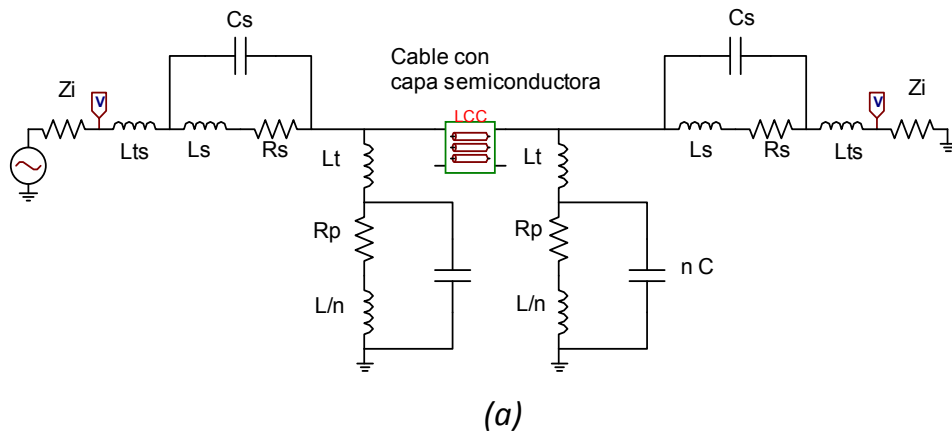
A partir del procedimiento de ajuste de la Fig. 5. 6 se obtuvo un modelo cuya respuesta en frecuencia y en el tiempo se ajustó tomando como referencia las mediciones y ensayos de 4.3.2 y 4.3.1, respectivamente. Se ha considerado además; un modelo similar al propuesto, pero prescindiendo de la capa semiconductor; como forma de confirmar la importancia que tienen las capas semiconductoras en la propagación a lo largo del cable.

Los valores de ajustes fueron:

- a) System type: cable monofásico
 - #Ph: 2
 - Num. cables: 1
 - Cables in: cable sobre la superficie
- b) Standard data:
 - Rho (ohm·m): 20
 - Freq. init (Hz): 56
 - Length (m): 11,04
- c) Model: JMarti
- d) Data (model):
 - Decades: 6
 - Points/Dec: 5
 - Freq. Matrix [Hz]: 100 kHz
 - Freq. SS [Hz]: 56

5.4.1. Respuesta del modelo en el dominio de la frecuencia

Para el ajustar el modelo de forma que se obtenga un comportamiento similar al conseguido en las mediciones y ensayos de capítulo 4, se ha considerado el comportamiento en frecuencia de los adaptadores descritos y modelados en el apartado 4.3.2.1.3. En la Fig. 5. 7 se presenta el esquema del modelo en ATP Draw considerando el cable con la capa semiconductor (CCS); y en la Fig. 5. 8 el modelo del cable sin capa semiconductor (CSS).



Line/Cable Data: a

Model Data Nodes

Cable number: 1 Paste Copy

	CORE	SHEATH	ARMOR
Rin [m]	0	0.0163	0.035131
Rout [m]	0.015	0.0175	0.03755
Rrho [ohm*m]	2.65E-8	2.9E-5	2.2E-7
mu	1	1	1
mu (ins)	1	1	1
eps (ins)	2.3635	2.49	4.4

Total radius: B7 [m] 0.038

Core: On Ground

Sheath: On Ground

Armor: On Ground

Position: Vertical [m] 1, Horizontal [m] 1

OK Cancel Import Export Run ATP View Verify Edit defin. Help

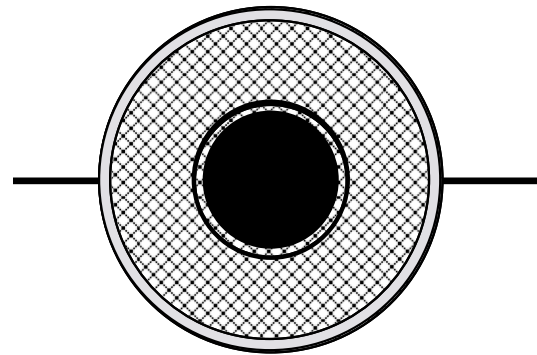
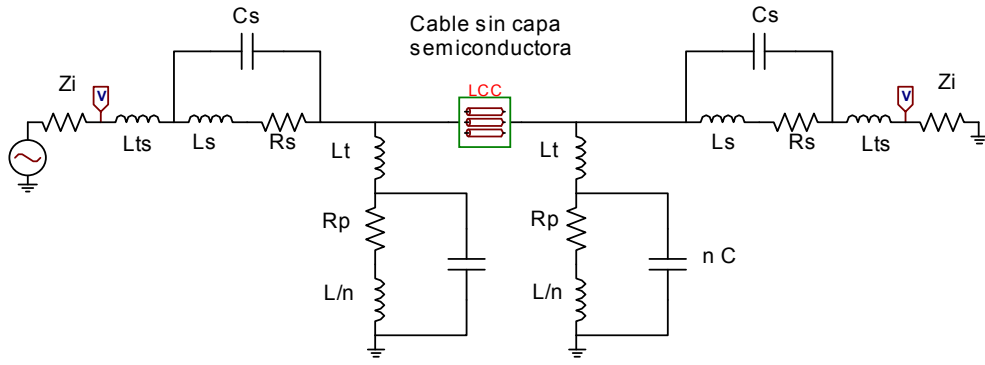
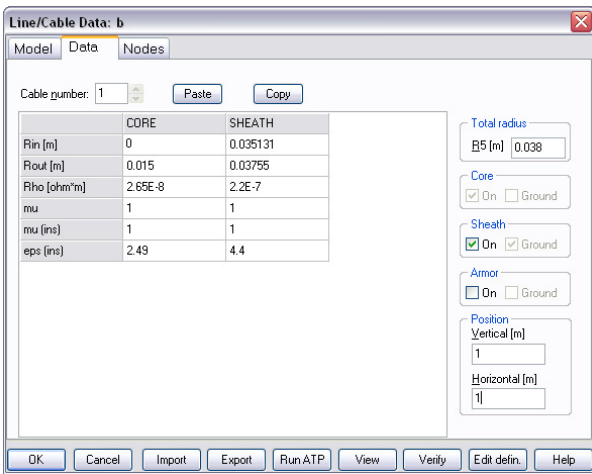


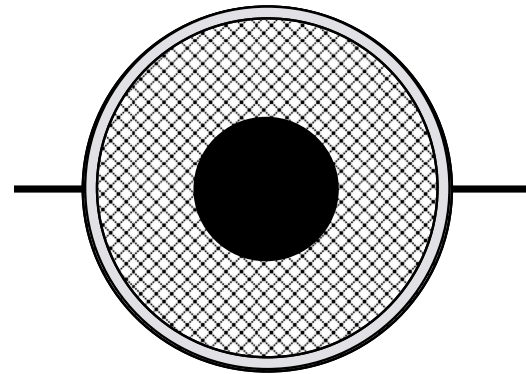
Fig. 5. 7 - Análisis en frecuencia del modelo EMTP-ATP del cable con capa semiconductor
 (a) Circuito; (b) Ventana "Data" de CP; (c) Esquema del modelo CP ("View")
 (Modelo en archivo "02_FRA_Cable_C_Semi.acp")



(a)



(b)



(c)

Fig. 5. 8 - Análisis en frecuencia del modelo EMTP-ATP del cable sin capa semiconductora
 (a) Circuito; (b) Ventana "Data" de CP; (c) Esquema del modelo CP ("View")
 (Modelo en archivo "03_FRA_Cable_S_Semi.acp")

Ejecutando la función "Frequency Scan" del EMTP-ATP, entre 100 kHz y 1 GHz en ambos modelos (CCS y CSS) se obtienen las respuestas en frecuencia de las Fig. 5. 9 y Fig. 5. 10. Al igual que en 4.3.2.2 para obtener la respuesta exclusiva al cable en cada caso, a la respuesta total (cable + adaptador) se le restó la respuesta de los adaptadores.

Finalmente en la Fig. 5. 11 se representan las respuestas de los modelos CCS y CSS con la respuesta medida en los ensayos (4.3.2.2) sobre la muestra de cable.

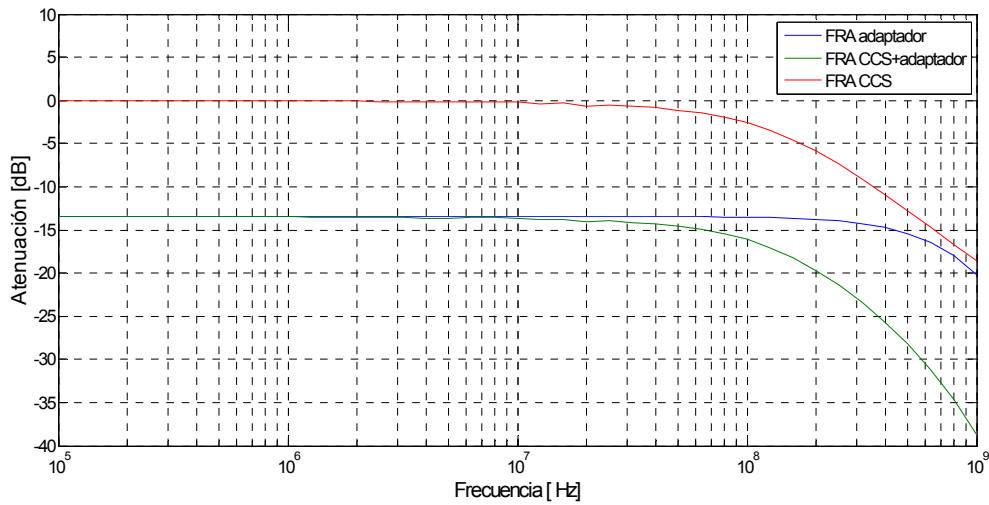


Fig. 5. 9 - Respuesta en frecuencia del modelo EMTP-ATP del cable con capa semiconductor

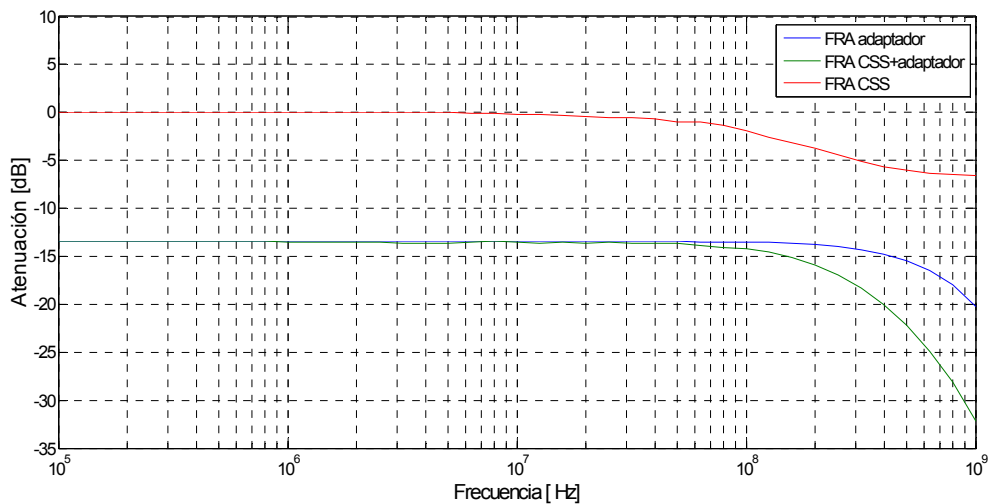


Fig. 5. 10 - Respuesta en frecuencia del modelo EMTP-ATP del cable sin capa semiconductor

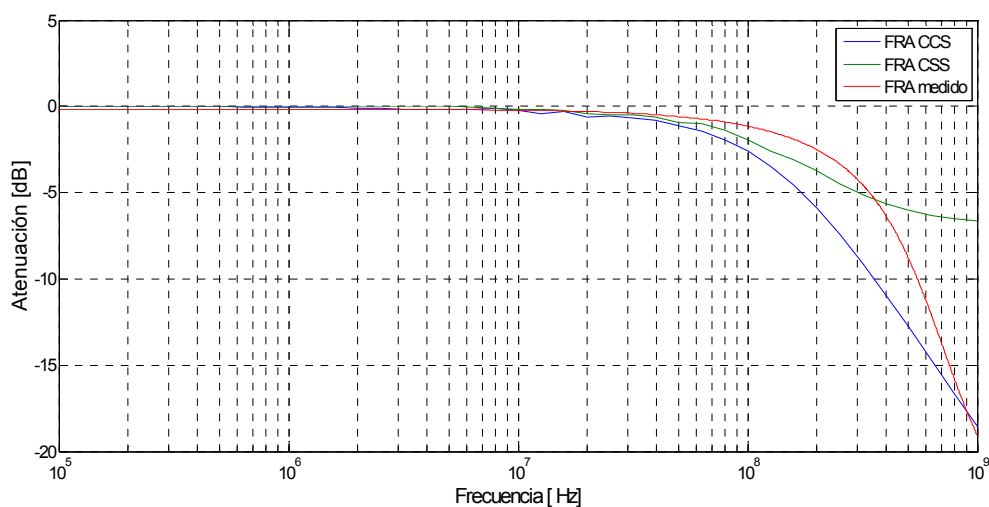


Fig. 5. 11 - Comparación de las respuestas en frecuencia de los modelos con y sin capa semiconductor

Como puede observarse en la Fig. 5. 11 a partir de los 100 MHz el comportamiento del modelo sin considerar el efecto de las capas semiconductoras comienza a divergir respecto al comportamiento del medido en los ensayos de laboratorio. A su vez, se comprueba que el modelo que contempla las fases semiconductoras tiene una respuesta aceptable respecto a los valores medidos; teniendo en cuenta que la máxima desviación (a 300 MHz) es inferior a los 5 dB.

5.4.2. Respuesta del modelo en el dominio del tiempo

Para ajustar el modelo en el dominio del tiempo (Fig. 5. 12) se han considerado las mediciones de reflectometría descritas en el apartado 4.3.3 para el caso de la onda triangular. Aplicando el método indicado en 5.3.3 se realizó el ajuste correspondiente. La onda triangular aplicada como excitación del modelo tiene tiempo de subida de 18 ns e igual tiempo de bajada y un valor pico de tensión de 10 V.

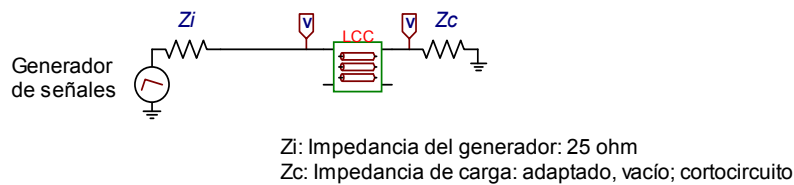


Fig. 5. 12 - Modelo en el dominio del tiempo
(Modelo en archivo "04_TDR_Cable_C_Semi(T).acp")

De esta forma, en la Fig. 5. 13 se representan las respuestas modeladas y medidas para el caso del cable adaptado. Análogamente, en las Fig. 5. 14 y Fig. 5. 15 se representan las respuestas modeladas y medidas para el caso del cable en vacío y cortocircuito respectivamente.

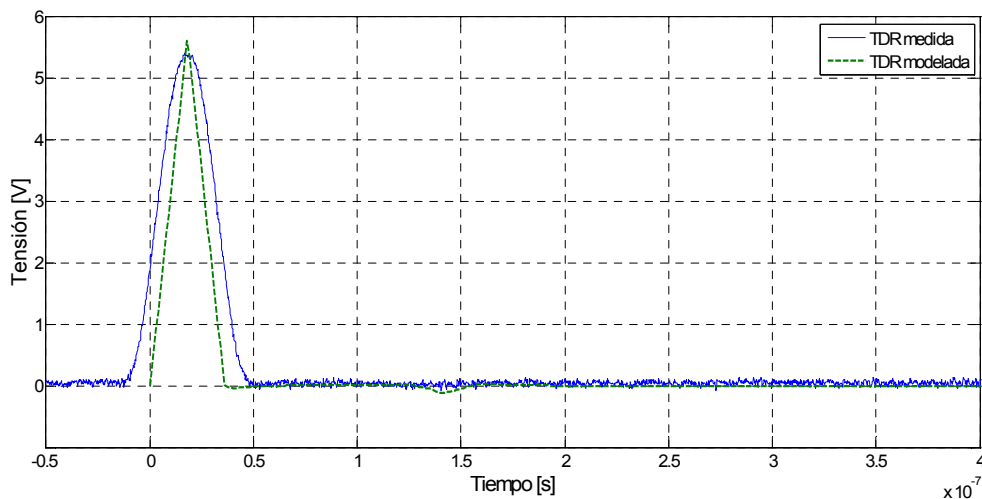


Fig. 5. 13 - TDR medida y modelada: cable adaptado

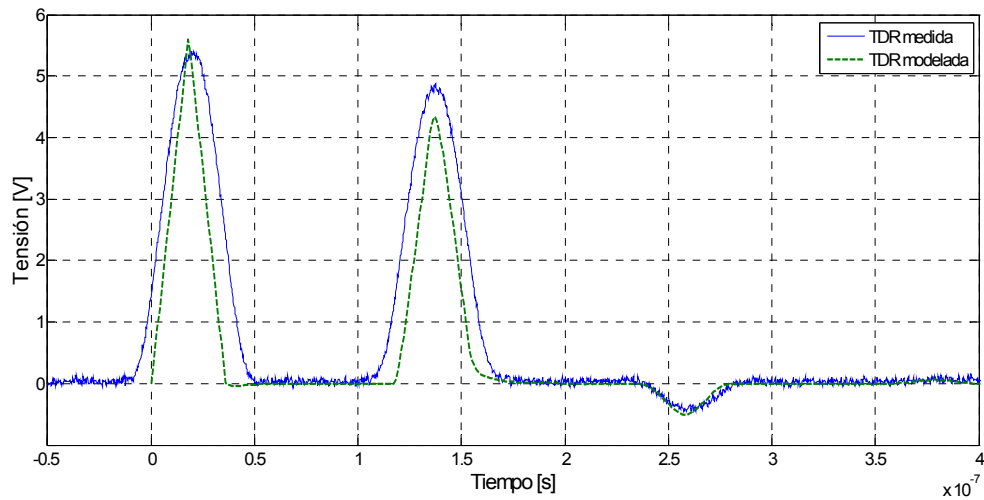


Fig. 5. 14 - TDR medida y modelada: cable en vacío

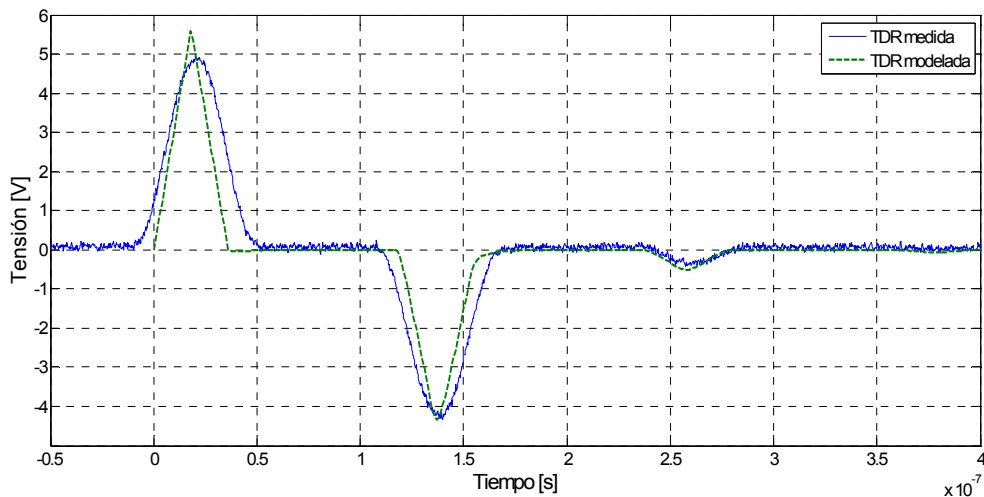


Fig. 5. 15 - TDR medida y modelada: cable en cortocircuito

Como se observa en los resultados, se ha podido obtener una respuesta muy aproximada en el dominio del tiempo, aún para las diferentes condiciones de carga en el otro extremo, tales como: cable adaptado, en vacío y en cortocircuito.

5.5. Aplicación del modelo: reflectometría en el dominio del tiempo en cable corto

Una vez validado el modelo, se han realizado una serie de estudios orientados a verificar la incidencia de las capas semiconductoras en la propagación de la señales en el cable de muestra. Para ello se ha modelado una TDR para diferentes tipos de excitaciones o pulsos sobre el modelo obtenido, y sobre un modelo de idénticas características, pero sin considerar las capas semiconductoras. A su vez, este estudio se ha realizado considerando las tres condiciones de carga en el otro extremo: cable adaptado, en vacío y cortocircuito.

Las excitaciones consideradas para el estudio han sido:

- Pulso triangular
- Pulso cuadrado
- Pulso semi-senoide
- Pulso de calibración

5.5.1. Espectro de frecuencia de las excitaciones

Previo al estudio de propagación en los modelos, se realizó un análisis del espectro de frecuencia de las señales empleadas para cada caso. De esta forma se puede verificar como influye la frecuencia en los efectos de la atenuación y distorsión cuando cada señal se propaga a lo largo del cable.

5.5.1.1. Transformada Rápida de Fourier

La transformada discreta/rápida de Fourier se usa de modo masivo en multitud de temas relacionados con el procesamiento digital de señales analógicas y en análisis y síntesis espectrales de señales, etc.

Una señal analógica es una función continua del tiempo $f(t)$ que representa información. Para procesar esta información con un ordenador, se toma una muestra de la señal cada T segundos y así se genera una cierta señal digitalizada. Puesto que tomamos muestras cada T segundos, hay T^{-1} muestras por segundo y, se dice, entonces que la frecuencia de muestreo es de T^{-1} Hz.

En la práctica, puede asumirse que las señales más utilizadas son las aperiódicas de banda limitada y las periódicas finitas, es decir, formadas por un número finito de armónicos. Si la correspondiente muestra consta de un total de N valores, entonces el n -ésimo valor es:

$$y_n = f_{(nT)}, \quad n = 0,1,2, \dots, N - 1 \quad \text{Ec. 5. 27}$$

La transformada discreta/rápida de Fourier nos permite convertir la señal digital anterior (y_n) en el dominio del tiempo en un conjunto de puntos (β_n) que representan el contenido en frecuencia. Puesto que los puntos en los que tomamos las muestras están igualmente espaciados en el intervalo temporal $[0, NT]$, los coeficientes calculados con la transformada discreta correspondiente a frecuencias separadas por $(NT)^{-1}$ Hz.

5.5.1.2. Transformada rápida de Fourier de las excitaciones

En cada caso, la transformada rápida de Fourier de cada señal se obtuvo empleado Matlab. En el fichero “FFT_senales.m” se detallan los códigos Matlab correspondientes a las cuatro señales.

En las Fig. 5. 16, Fig. 5. 17, Fig. 5. 18 y Fig. 5. 19 se presentan los espectros para la señal triangular, cuadrada, semi senoide y del pulso de calibración, respectivamente.

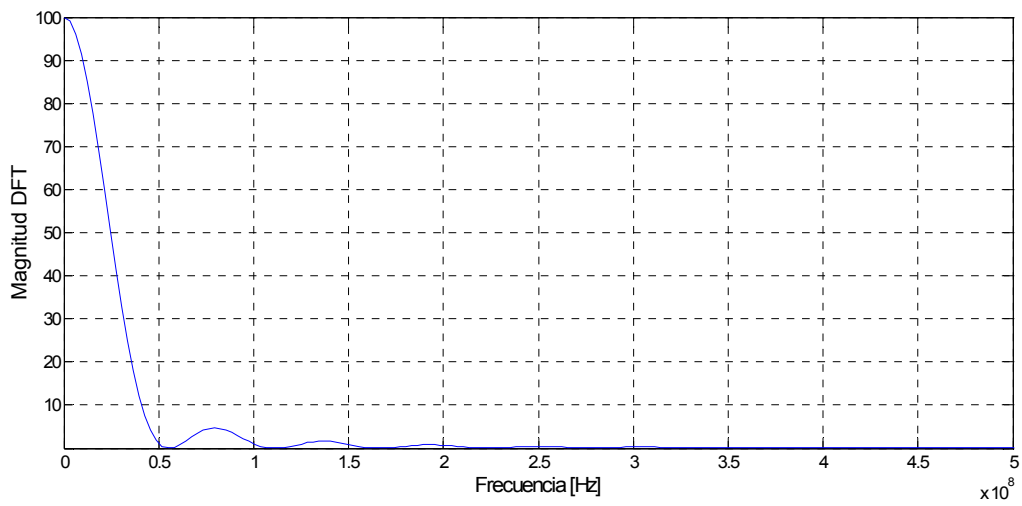


Fig. 5. 16 - FFT pulso triangular

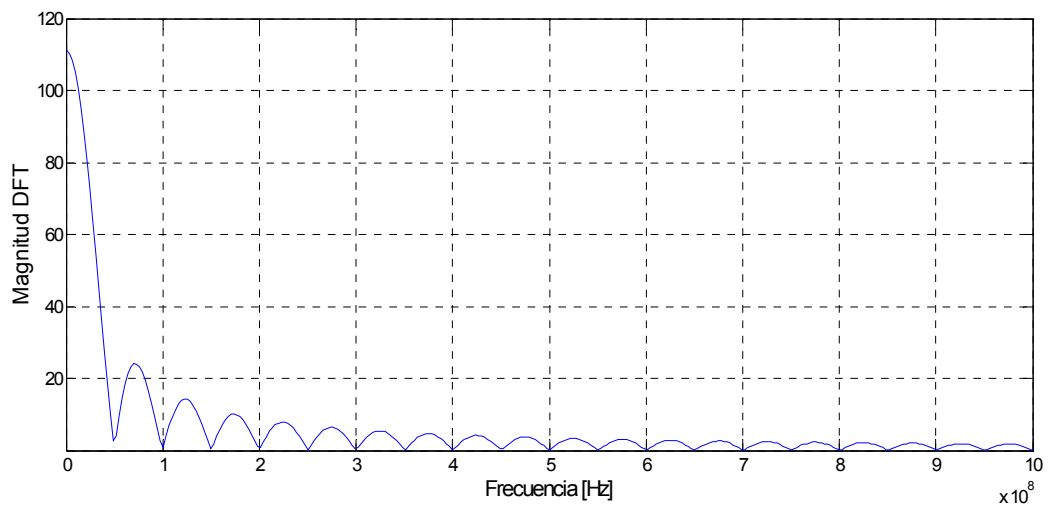


Fig. 5. 17 - FFT pulso cuadrado

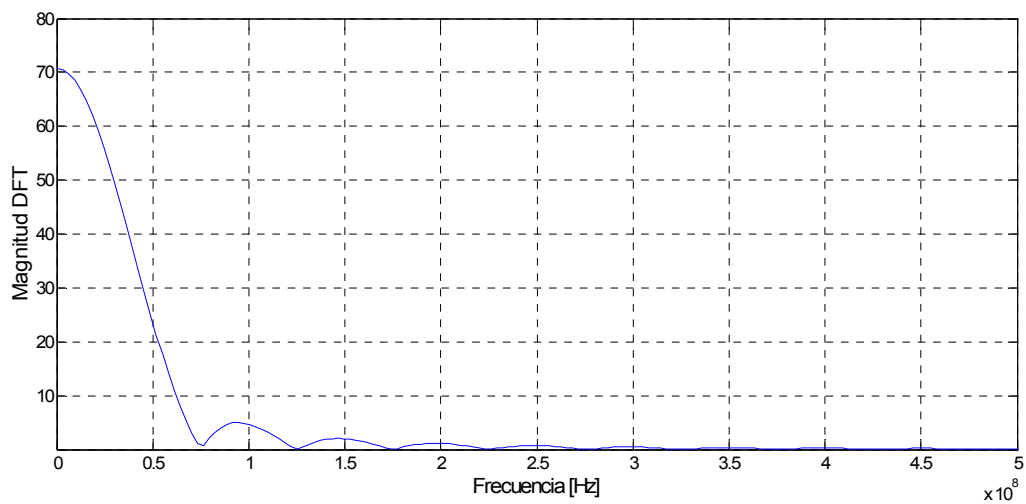


Fig. 5. 18 - FFT pulso semi senoide

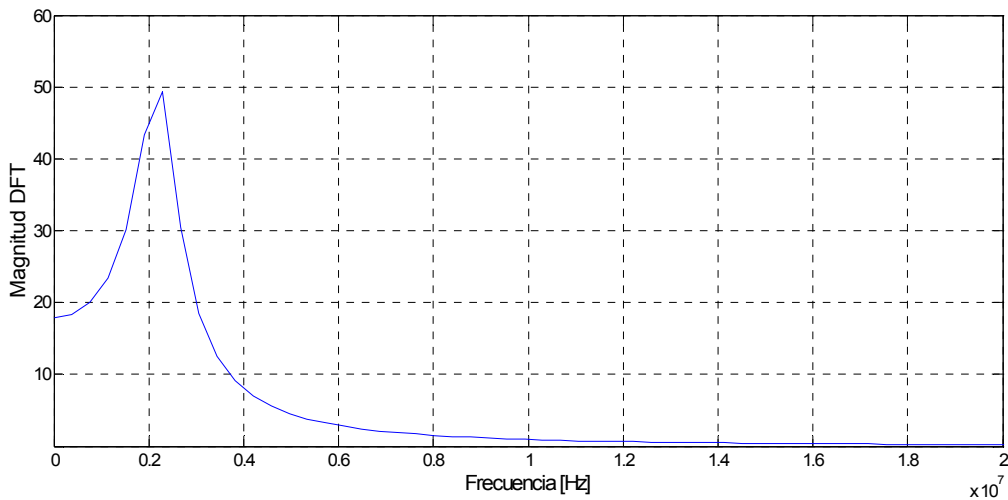


Fig. 5. 19 - FFT pulso de calibración

Finalmente; en la Fig. 5. 20 se presenta la FFT de las cuatro señales de forma simultánea. Se puede observar (y tal como podía preverse) que el mayor contenido de frecuencias lo tiene el pulso cuadrado, después el triangular, luego el semi senoide y finalmente el pulso de calibración.

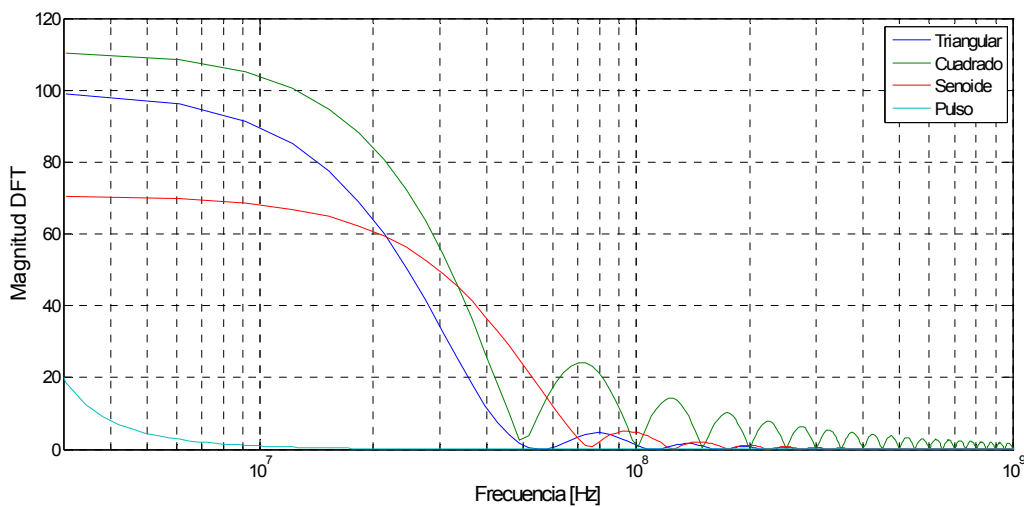


Fig. 5. 20 - Espectro (FFT) para las señales de excitación

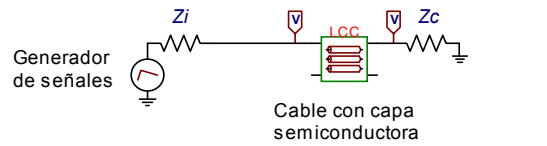
Teniendo en cuenta que el modelo con CCS atenuará con mayor proporción las altas frecuencias, como se puede advertir (y como se comprobará en lo sucesivo) que las señales con elevadas componentes de frecuencia serán las más atenuadas y distorsionadas.

5.5.2. Reflectometría en el dominio del tiempo en cable corto

5.5.2.1. Respuesta al pulso triangular

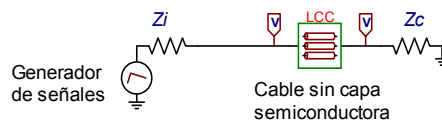
La excitación del pulso triangular es la misma que la empleada en 5.4.2; es decir con un tiempo de subida de 18 ns e igual tiempo de bajada; y un valor pico de 10 V. Los archivos de los modelos ATP Draw para este caso (Fig. 5. 21) son:

- Cable con semiconductor: *04_TDR_Cable_C_Semi(T).acp*
- Cable sin semiconductor: *08_TDR_Cable_S_Semi(T).acp*



Z_i : Impedancia del generador: 25 ohm
 Z_c : Impedancia de carga: adaptado, vacío; cortocircuito

(a)



Z_i : Impedancia del generador: 25 ohm
 Z_c : Impedancia de adaptación: adaptado, vacío; cortocircuito

(b)

Fig. 5. 21 - Modelos TDR pulso triangular
 (Modelo en archivo (a): “04_TDR_Cable_C_Semi(T).acp”; (b): “08_TDR_Cable_S_Semi(T).acp”)

5.5.2.1.1. Cable adaptado

Los estudios para el caso del cable adaptado; implican cargar el extremo opuesto al borne de excitación con la impedancia característica Z_0 .

En la Fig. 5. 22 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

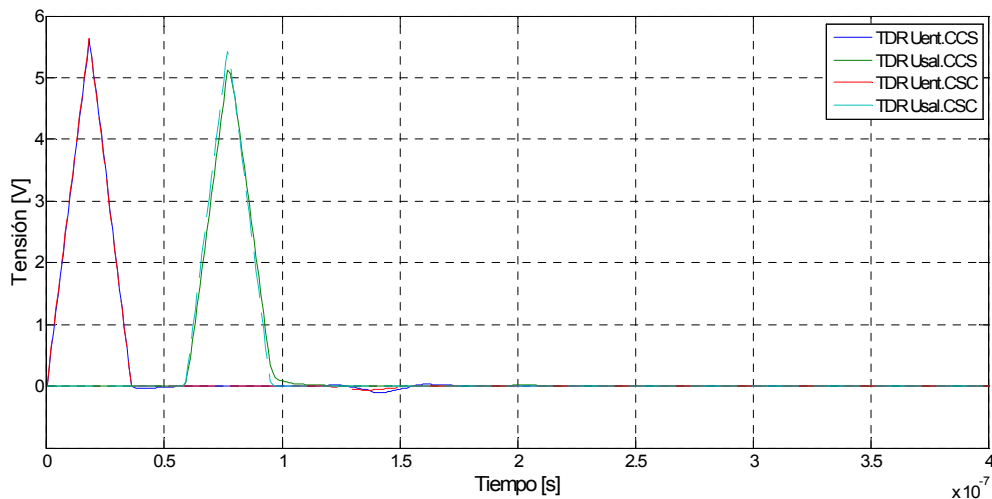


Fig. 5. 22 - TDR modelada para el pulso triangular y cable adaptado

Como se observa en los resultados, los tiempos de retardo en ambos modelos son muy similares. Sin embargo, puede distinguirse que la tensión pico al cabo de td es levemente superior en el caso de CSS.

Finalmente, se comprueba que para ambos modelos el valor de Z_0 es el adecuado, ya que al cabo de $2 td$ las ondas se encuentran prácticamente atenuadas.

5.5.2.1.2. Cable en vacío

Los estudios para el caso del cable en vacío; implican dejar sin carga el extremo opuesto al borne de excitación.

En la Fig. 5. 23 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

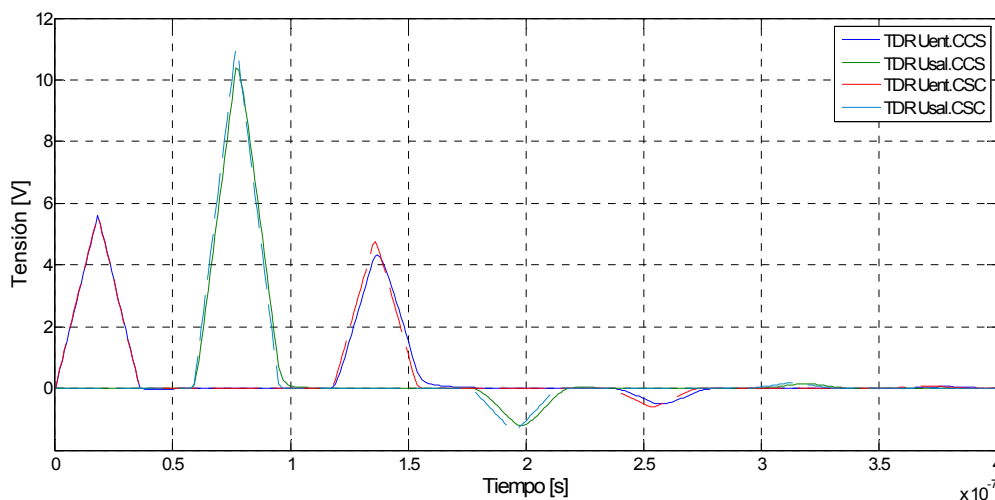


Fig. 5. 23 - TDR modelada para el pulso triangular y cable en vacío

Con el cable en vacío, nuevamente los tiempos de retardo resultan similares. A partir de td comienza a apreciarse que la atenuación de la tensión en el modelo CSS es menor que en el modelo CCS.

5.5.2.1.3. Cable en cortocircuito

Los estudios para el caso del cable en cortocircuito; implican poner a tierra el conductor del extremo opuesto al borne de excitación.

En la Fig. 5. 24 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

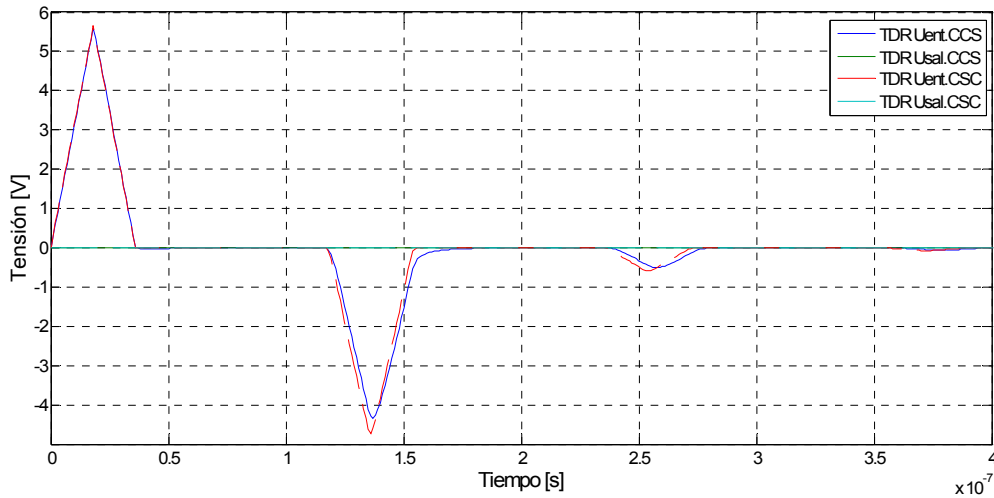


Fig. 5. 24 - TDR modelada para el pulso triangular y cable en cortocircuito

Una vez más, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares. Sin embargo, puede distinguirse que la tensión de pico al cabo de $2 td$ es levemente superior en el caso de CSS.

En este caso también se comprueba que el modelo CSS presenta una menor atenuación que el modelo CCS; sin embargo en ambos casos al cabo de $4 td$; los pulsos se encuentran prácticamente atenuados.

5.5.2.2. Respuesta al pulso cuadrado

Para este estudio, se consideró un pulso cuadrado “ideal” de 20 ns; y un valor pico de 10 V. Los archivos de los modelos ATP Draw para este caso (Fig. 5. 25) son:

- Cable con semiconductora: 05_TDR_Cable_C_Semi(C).acp
- Cable sin semiconductora: 09_TDR_Cable_S_Semi(C).acp

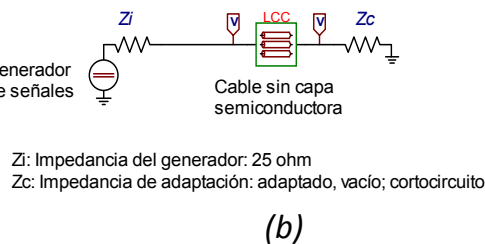
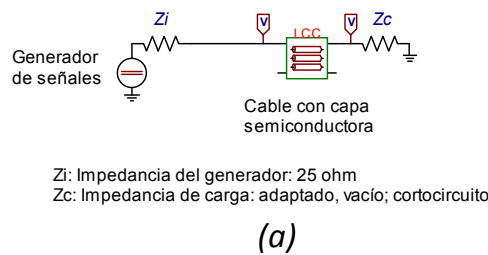


Fig. 5. 25 - Modelos TDR pulso triangular

(Modelo en archivo (a): “05_TDR_Cable_C_Semi(C).acp”; (b): “09_TDR_Cable_S_Semi(C).acp”)

5.5.2.2.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 26 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

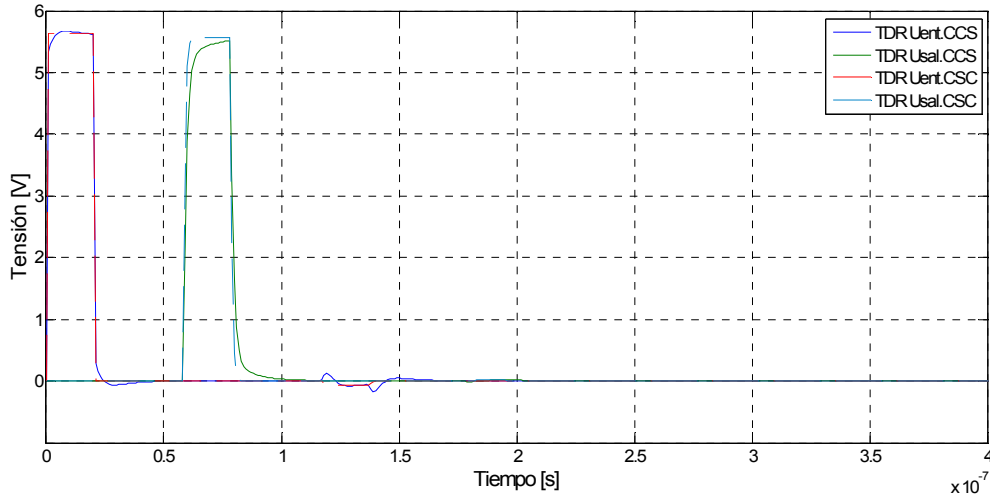


Fig. 5. 26 - TDR modelada para el pulso cuadrado y cable adaptado

Como se observa en la Fig. 5. 26, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares. En el pulso incidente y en el pulso en td , se puede observar que si bien la tensión de pico es similar en ambos modelos, en el caso del CCS el frente del pulso se encuentra parcialmente distorsionado.

Finalmente, se comprueba que para ambos modelos el valor de Z_0 es el adecuado, ya que al cabo de $2 td$ las ondas se encuentran prácticamente atenuadas.

5.5.2.2.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 27 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

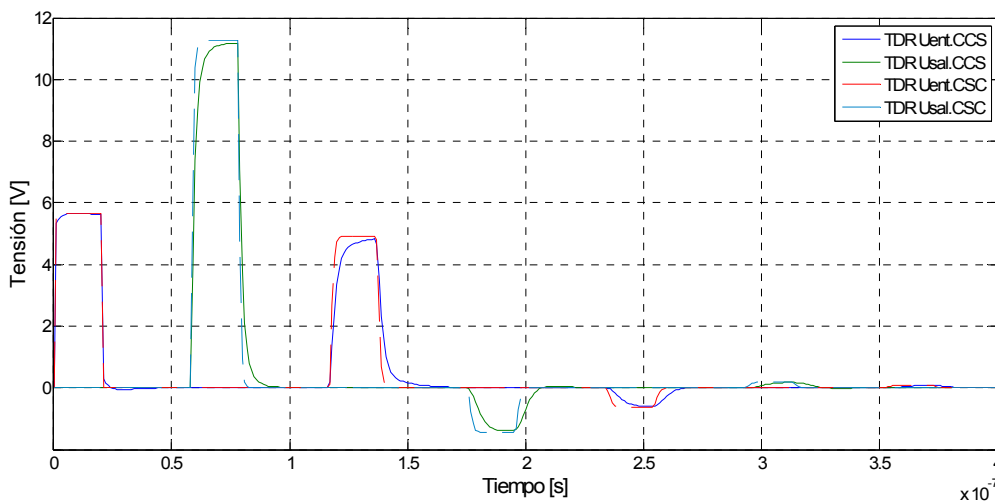


Fig. 5. 27 - TDR modelada para el pulso cuadrado y cable en vacío

Con el cable en vacío, nuevamente los tiempos de retardo resultan similares. Los frentes de los pulsos en el modelo CCS nuevamente presentan signos de distorsión.

A partir de td comienza a apreciarse que la atenuación de la tensión en el modelo CSS es menor que en el modelo CCS.

5.5.2.2.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 28 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

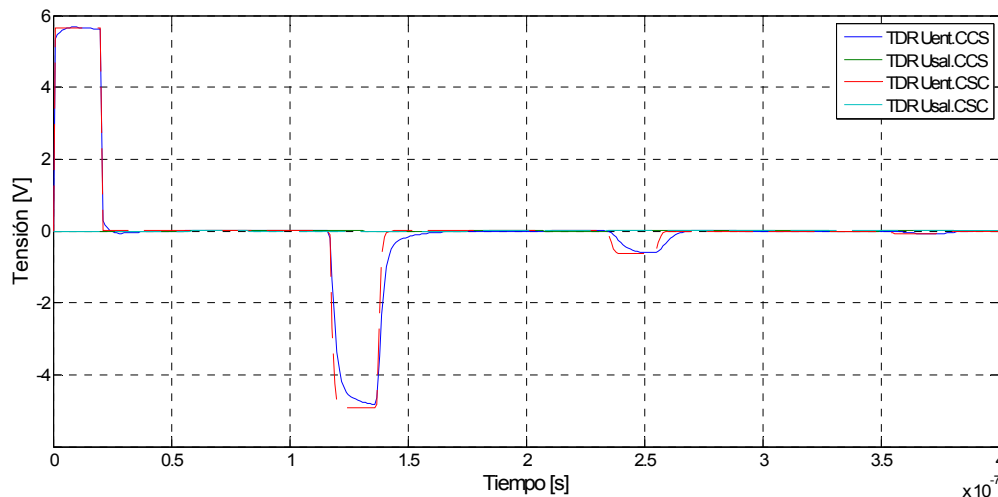


Fig. 5. 28 - TDR modelada para el pulso cuadrado y cable en cortocircuito

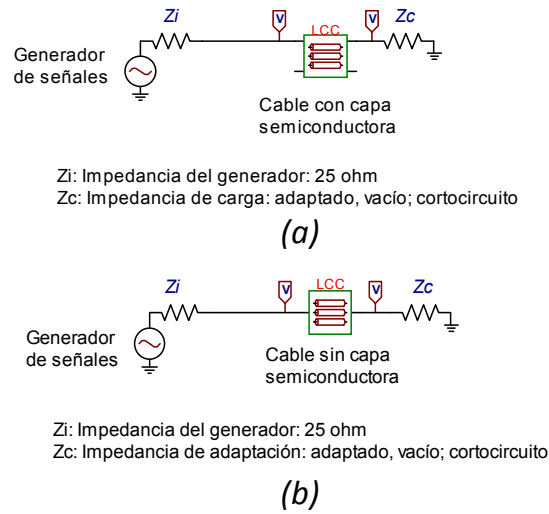
Una vez más, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares.

Se comprueba que el modelo CSS presenta una menor atenuación que el CCS; sin embargo en ambos casos al cabo de $6 td$; los pulsos se encuentran prácticamente atenuados. Como en los casos anteriores, también con el cable en cortocircuito el modelo CCS distorsiona más los frentes de los pulsos.

5.5.2.3. Respuesta al pulso semi senoide

Para este estudio, se consideró un pulso tipo semi senoide de 20 ns de período; y un valor pico de 10 V. Los archivos de los modelos ATP Draw para este caso (Fig. 5. 29) son:

- Cable con semiconductor: *06_TDR_Cable_C_Semi(S).acp*
- Cable sin semiconductor: *10_TDR_Cable_S_Semi(S).acp*



Zi: Impedancia del generador: 25 ohm
 Zc: Impedancia de carga: adaptado, vacío; cortocircuito

Zi: Impedancia del generador: 25 ohm
 Zc: Impedancia de adaptación: adaptado, vacío; cortocircuito

Fig. 5. 29 - Modelos TDR pulso tipo semi senoide
 (Modelo en archivo (a):“06_TDR_Cable_C_Semi(S).acp”; (b): “108_TDR_Cable_S_Semi(S).acp”)

5.5.2.3.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 30 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

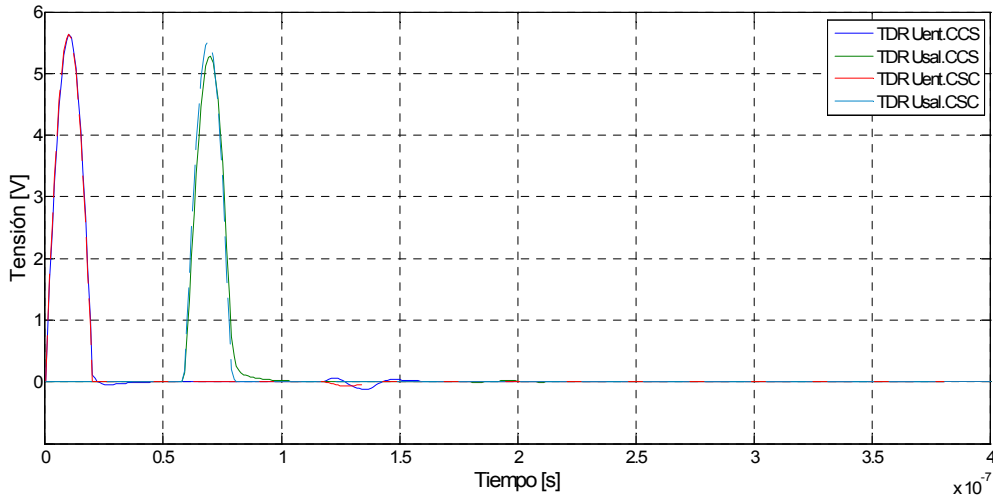


Fig. 5. 30 - TDR modelada para el pulso tipo semi senoide y cable adaptado

Los tiempos de retardo en ambos modelos son muy similares. Sin embargo, puede distinguirse que la tensión de pico al cabo de td es levemente superior en el caso de CSS.

Finalmente, se comprueba que para ambos modelos el valor de Z_0 es el adecuado, ya que al cabo de $2 td$ las ondas se encuentran prácticamente atenuadas.

5.5.2.3.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 31 se presentan las respuestas temporales para el cable en vacío, para el modelo con y sin capa semiconductor.

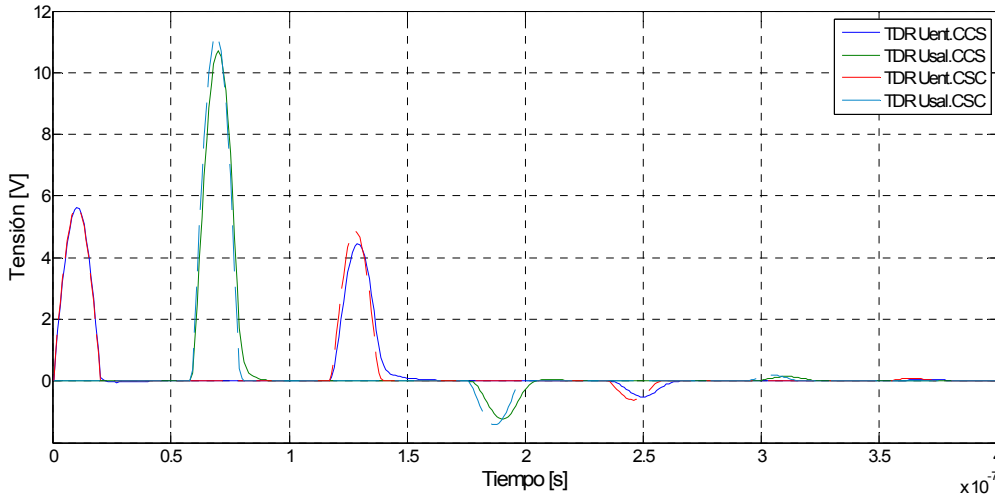


Fig. 5. 31 - TDR modelada para el pulso tipo semi senoide y cable en vacío

Con el cable en vacío, nuevamente los tiempos de retardo resultan similares. A partir de td comienza a apreciarse que la atenuación de la tensión en el modelo CSS es menor que en el modelo CCS.

5.5.2.3.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 32 se presentan las respuestas temporales para el cable en cortocircuito, para el modelo con y sin capa semiconductor.

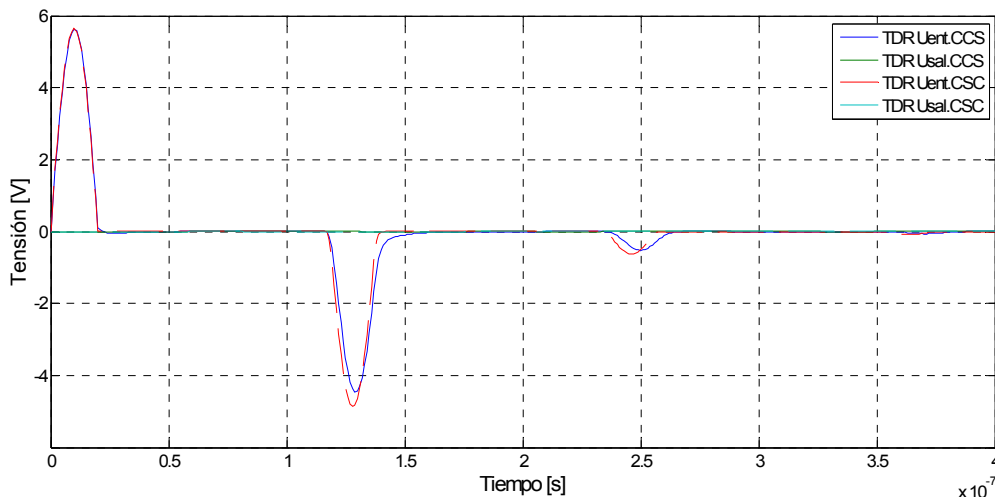


Fig. 5. 32 - TDR modelada para el pulso tipo semi senoide y cable en cortocircuito

Una vez más, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares.

También se observa que el modelo CSS presenta una menor atenuación que el modelo CCS; sin embargo en ambos casos al cabo de 6 td; los pulsos se encuentran prácticamente atenuados.

5.5.2.4. Respuesta al pulso de calibración

5.5.2.4.1. Modelo del calibrador de descargas parciales

Para este estudio, se consideró un pulso del tipo calibración equivalente a 50 pC. El ajuste de esta señal se realizó teniendo en cuenta las descripciones del Anexo A de IEC 60270 [20].

En términos de carga; el valor de la carga aparente q_0 es:

$$q_0 = U_0 C_0 \tag{Ec. 5. 28}$$

Como en este caso se ha supuesto $U_0 = 5 V_{cc}$; se tiene que para una carga de 50 pC tiene que ser $C_0 = 10 \text{ pF}$. En la Fig. 5. 35 se presenta el modelo del calibrador, y en la Fig. 5. 34 se presenta la respuesta del pulso de 50 pC, con el modelo del calibrador en vacío.

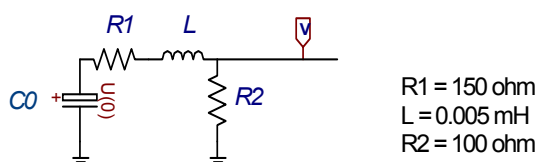


Fig. 5. 33 - Modelo de ATP Draw del calibrador (50 pC)

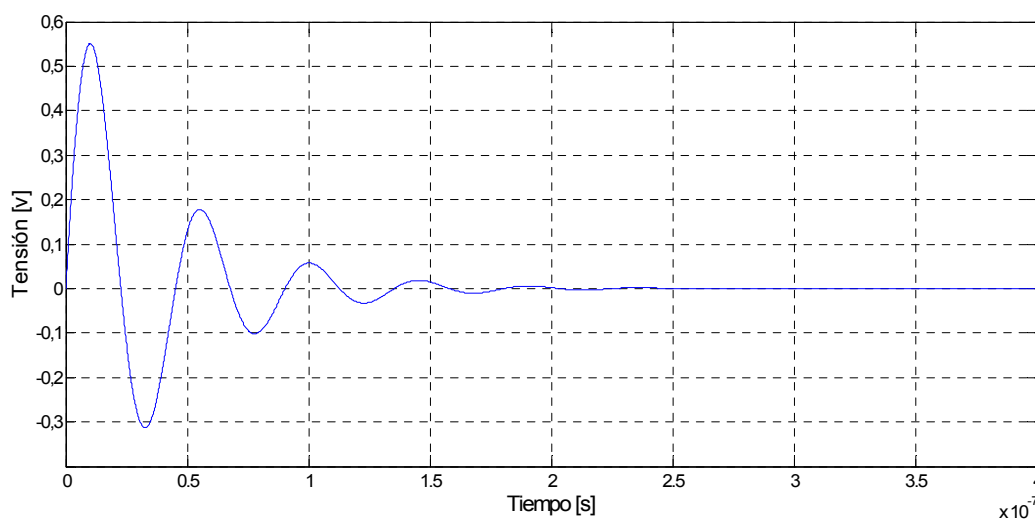


Fig. 5. 34 - Pulso de calibración (50 pC) modelado

5.5.2.4.2. Respuestas al modelo del calibrador

Los archivos de los modelos ATP Draw para este caso (Fig. 5. 35) son:

- Cable con semiconductora: *07_TDR_Cable_C_Semi(P).acp*
- Cable sin semiconductora: *11_TDR_Cable_S_Semi(P).acp*

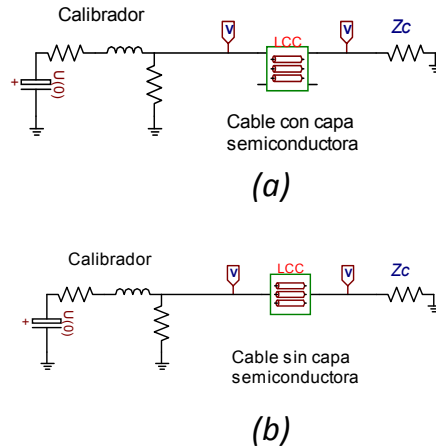


Fig. 5. 35 - Modelos TDR pulso de calibración, 50 pC
(Modelo en archivo (a): “07_TDR_Cable_C_Semi(P).acp”; (b): “11_TDR_Cable_S_Semi(P).acp”)

5.5.2.4.2.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 36 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductora.

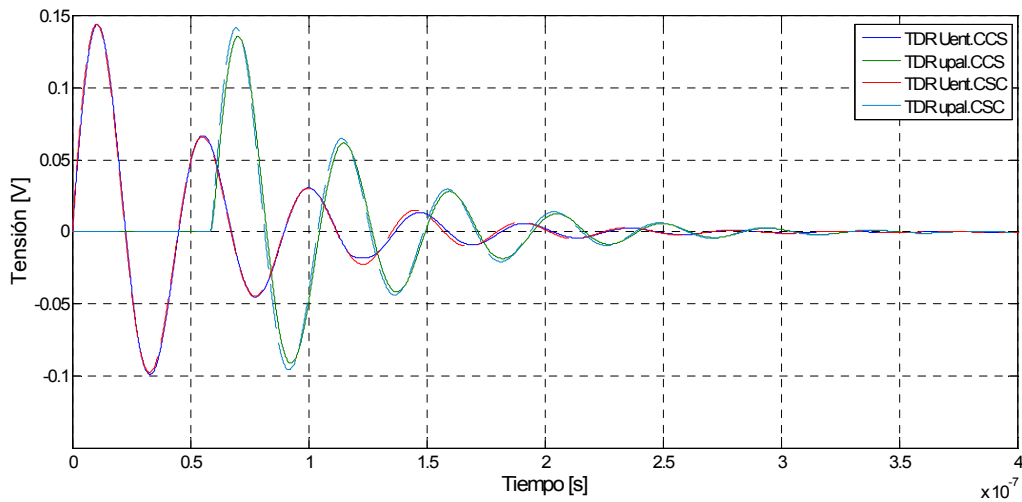


Fig. 5. 36 - TDR modelada para el pulso de calibración y cable adaptado

Los tiempos de retardo en ambos modelos son muy similares. Sin embargo, puede distinguirse que la tensión pico al cabo de td es levemente superior en el caso de CSS.

Finalmente, se comprueba que para ambos modelos el valor de Z_0 es el adecuado, ya que al cabo de $4 td$ las ondas se encuentran prácticamente atenuadas.

5.5.2.4.2.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 37 se presentan las respuestas temporales para el cable en vacío, para el modelo con y sin capa semiconductor.

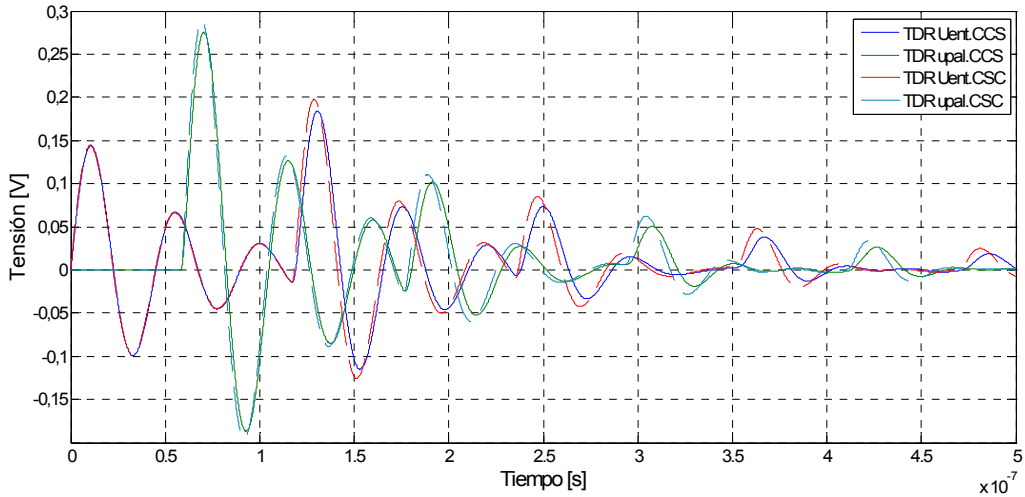


Fig. 5. 37 - TDR modelada para el pulso de calibración y cable en vacío

Para este caso, los tiempos de retardo resultan coincidentes a los demás casos. A partir de *td* comienza a apreciarse que la atenuación de la tensión en el modelo CSS es menor que en el modelo CCS.

5.5.2.4.2.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 38 se presentan las respuestas temporales para el cable en cortocircuito, para el modelo con y sin capa semiconductor.

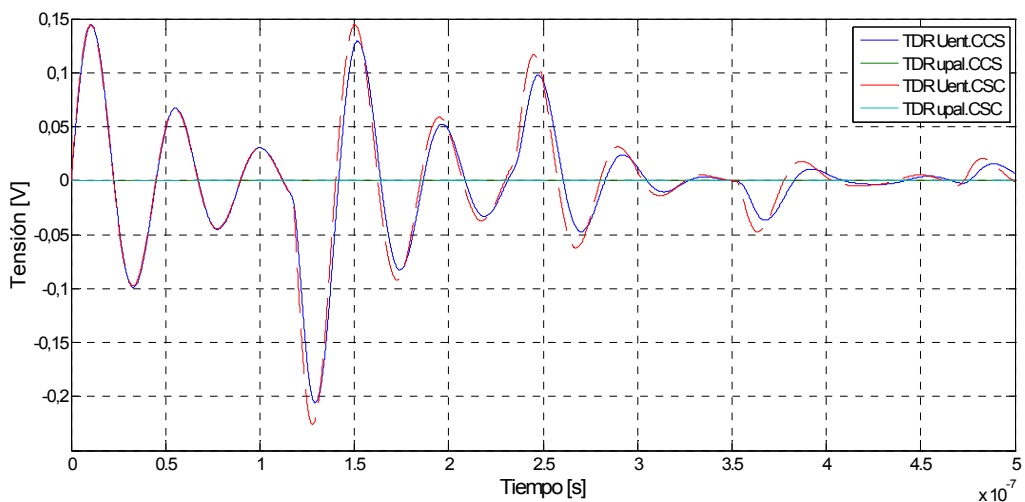


Fig. 5. 38 - TDR modelada para el pulso de calibración y cable en cortocircuito

En este último caso, se comprueba que los tiempos de retardo en ambos modelos son similares.

A pesar de la respuesta oscilatoria (en comparación a los otros casos), se observa que el modelo CSS presenta una menor atenuación que el CCS; sin embargo en ambos casos al cabo de $6 td$; los pulsos se han atenuado considerablemente.

5.5.2.5. Resumen de resultados

Para apreciar con más detalles los resultados obtenidos en cada uno de los modelos, para las diferentes excitaciones (pulsos) y estados de carga, los principales valores han sido volcados en una serie de tablas.

En la Tabla 5.2 se presentan los resultados correspondientes a los modelos del cable adaptado, en la Tabla 5.3 los de cable en vacío, y finalmente en la Tabla 5.4 los del cable cortocircuito.

En cada caso se indica como “% td ” la diferencia relativa con el tiempo de retardo medido en ensayos (58,96 ns) y como “Accs” y “Acscs” la atenuación en dB de los modelos CCS y CSS respectivamente, para un tiempo determinado: td caso adaptado y $2 td$ para los casos en vacío y en cortocircuito.

Tabla 5.2 - Resultados TDR: cable adaptado

Excitación	Tiempo de retardo td				Atenuación (td)					
	CCS [ns]	% td [%]	CSS [ns]	% td [%]	CCS			CSS		
					\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]	\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Acscs [dB]
Triangular	59,0	0,1	59,0	0,1	5,602	5,155	0,72	5,643	5,423	0,35
Cuadrada	58,0	1,6	58,0	1,6	5,666	5,454	0,33	5,643	5,560	0,13
Semi Senoidal	58,0	1,6	58,0	1,6	5,626	5,285	0,54	5,642	5,535	0,17
Pulso calibración	58,3	1,1	58,4	0,9	0,144	0,135	0,57	0,144	0,141	0,19

Tabla 5.3 - Resultados TDR: cable en vacío

Excitación	Tiempo de retardo td				Atenuación ($2 td$)					
	CCS [ns]	% td [%]	CSS [ns]	% td [%]	CCS			CSS		
					\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]	\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Acscs [dB]
Triangular	58,5	0,8	58,5	0,8	5,602	5,163	0,71	5,643	5,505	0,22
Cuadrada	58,0	1,6	58,0	1,6	5,666	5,555	0,17	5,643	5,643	0,0002
Semi Senoidal	58,0	1,6	58,0	1,6	5,626	5,350	0,44	5,642	5,617	0,04
Pulso calibración	58,3	1,1	58,4	0,9	0,144	0,138	0,41	0,144	0,144	0,04

Tabla 5.4 - Resultados TDR: cable en cortocircuito

Excitación	Tiempo de retardo t_d				Atenuación ($2 t_d$)					
	CCS [ns]	% t_d [%]	CSS [ns]	% t_d [%]	CCS			CSS		
					\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]	\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Acss [dB]
Triangular	58,5	0,8	58,5	0,8	5,602	-4,444	2,01	5,643	-4,738	1,52
Cuadrada	58,0	1,6	58,0	1,6	5,666	-4,735	1,56	5,643	-4,916	1,20
Semi Senoidal	58,5	0,8	58,5	0,8	5,626	-4,449	2,04	5,642	-4,871	1,28
Pulso calibración	58,4	0,9	58,5	0,8	0,144	-0,206	-3,10	0,144	-0,180	-1,93

Como se observa, los tiempos de retardo han sido prácticamente coincidentes en todos los casos.

También se comprueba para las diferentes excitaciones que la atenuación del cable con capa semiconductor es mayor que la atenuación del cable sin capa semiconductor. En otras palabras, para cada una de las excitaciones se cumple que:

$$Accs [dB] > Acss [dB]$$

5.5.3. Aplicación del modelo: reflectometría en el dominio del tiempo en cable largo

Los estudios realizados en el punto precedente han sido ejecutados considerando una longitud de cable corta: 11 m. Estas longitudes de cable por lo general son las que se requieren para la realización de los ensayos de tipo de laboratorio.

Como se ha comprobado; en estos casos los efectos de la atenuación han podido ser apreciados, pero no implican un problema en cuanto a la sensibilidad de detección. En otras palabras, a pesar de estar presente los efectos de la atenuación y distorsión, los pulsos (y por tanto las DDPP) podrían ser medidas sin mayores complicaciones.

Sin embargo, es de interés analizar que sucede cuando la longitud del cable se extiende a decenas o centenas de metros. Es decir, se pretende verificar que sucede con la propagación de pulsos en una bobina de cable sobre la cual se realizarán los ensayos de rutina en un laboratorio; o bien en un cable ya tendido.

En estos casos un factor que hace más sensibles estas mediciones es el ruido externo: las señales propagadas (DDPP) cada vez tienen menor intensidad, y con ello son fácilmente enmascaradas por señales de ruido externo.

Por todo ello, a continuación se presentan los resultados de un estudio similar al realizado anteriormente en el apartado 5.5.2; pero en este caso se ha considerado una longitud de cable de 100 m.

Para este caso; por tratarse de 100 m; el tiempo de retardo t_d es:

$$t_d = \frac{l_f}{v} = \frac{100 \text{ m}}{187\,229\,124 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 0,534 \mu\text{s} = 534 \text{ ns}$$

A continuación se presentan los resultados para cada caso:

5.5.3.1. Respuesta al pulso triangular

5.5.3.1.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 39 se presentan los pulsos correspondientes al caso adaptado.

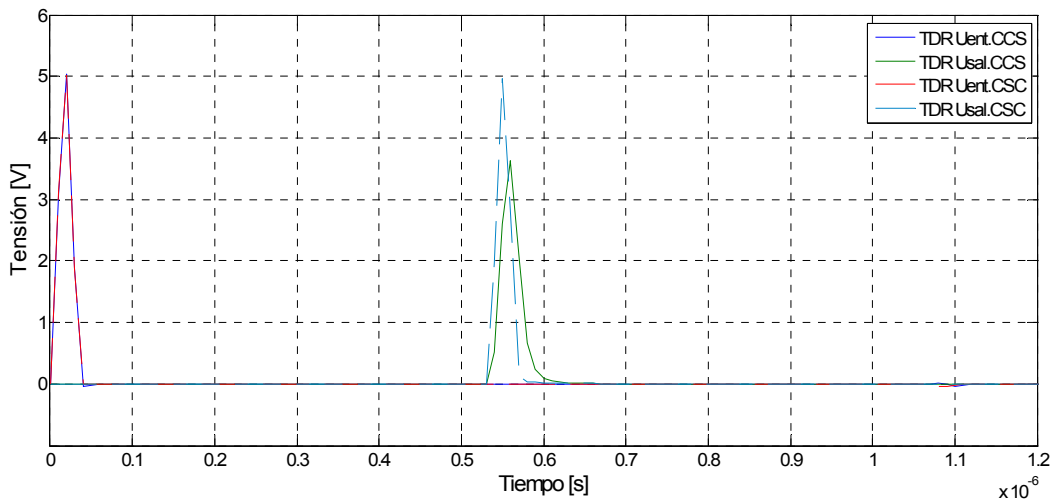


Fig. 5. 39 - TDR modelada para el pulso triangular y cable adaptado

Los tiempos de retardo en ambos modelos resultan similares. Como se puede observar en t_d la tensión del modelo CSS es sustancialmente mayor que en el caso de CCS. En otras palabras, se evidencia claramente el efecto de la atenuación que presenta la capa semiconductor.

5.5.3.1.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 39 se presentan los pulsos simulados para el caso del cable en vacío.

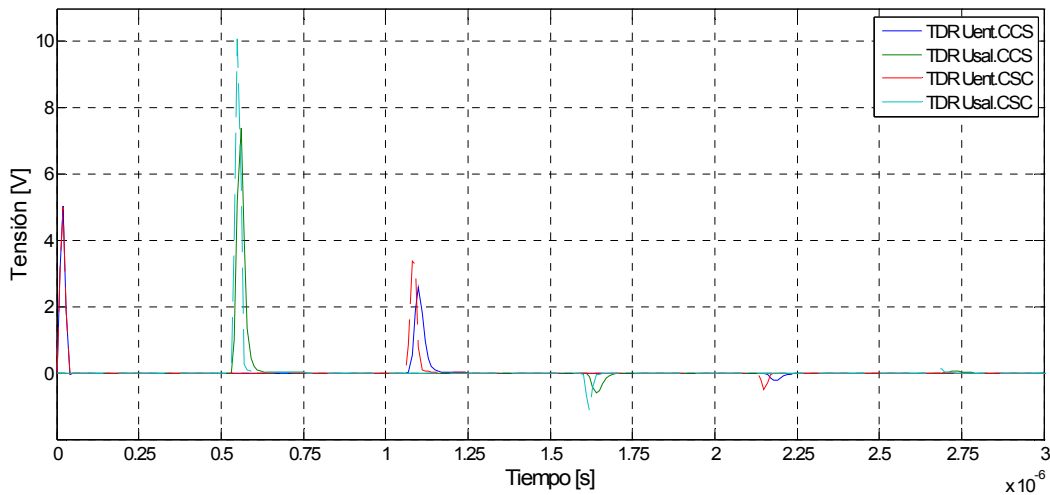


Fig. 5. 40 - TDR modelada para el pulso triangular y cable en vacío

Con el cable en vacío, nuevamente los tiempos de retardo resultan similares. El modelo CSS presenta una atenuación menor que el modelo CCS. Además, en el caso del modelo CCS, puede observarse claramente como a partir de $2 td$ se aprecia el efecto de la distorsión sobre los pulsos.

5.5.3.1.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 41 se presentan las respuestas temporales para el cable en cortocircuito, para el modelo con y sin capa semiconductor.

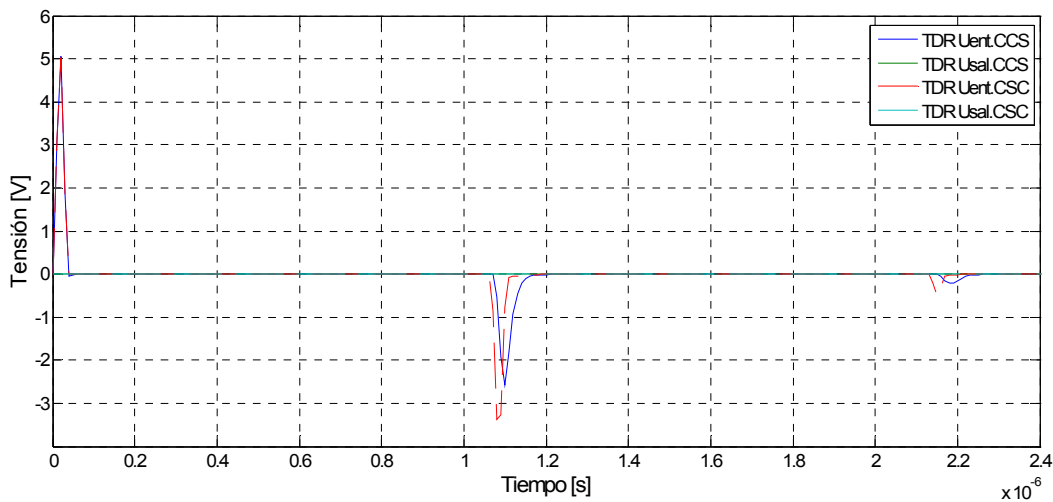


Fig. 5. 41 - TDR modelada para el pulso triangular y cable en cortocircuito

Una vez más, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares. Sin embargo, puede distinguirse que la tensión pico al cabo de $2 td$ es levemente superior en el caso de CSS. También es evidente el efecto de la distorsión en la respuesta del modelo CCS.

5.5.3.2. Respuesta al pulso cuadrado

5.5.3.2.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 42 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductora.

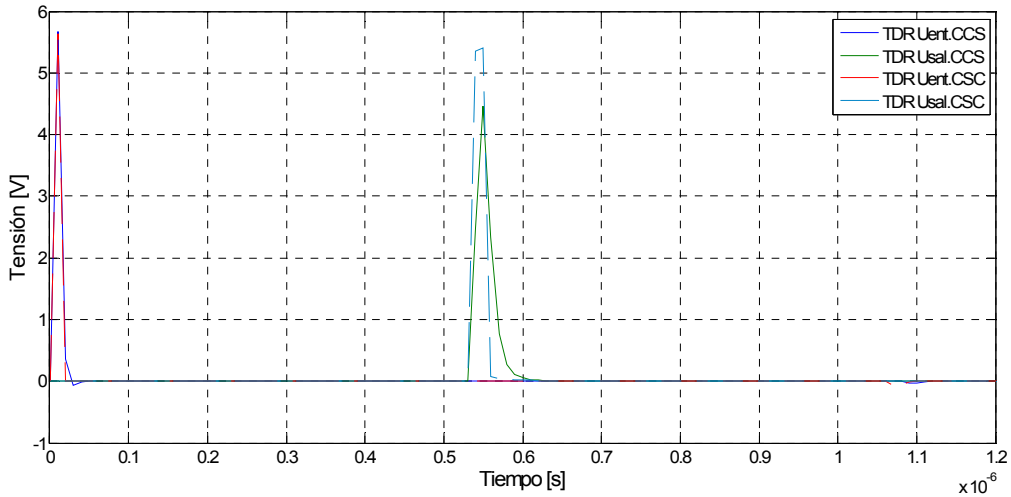


Fig. 5. 42 - TDR modelada para el pulso cuadrado y cable adaptado

Como se observa en la Fig. 5. 42, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares. En *td* puede observarse como la tensión del modelo CCS esta atenuada y distorsionada.

5.5.3.2.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 43 se presentan las respuestas temporales para el cable en vacío, para el modelo con y sin capa semiconductora.

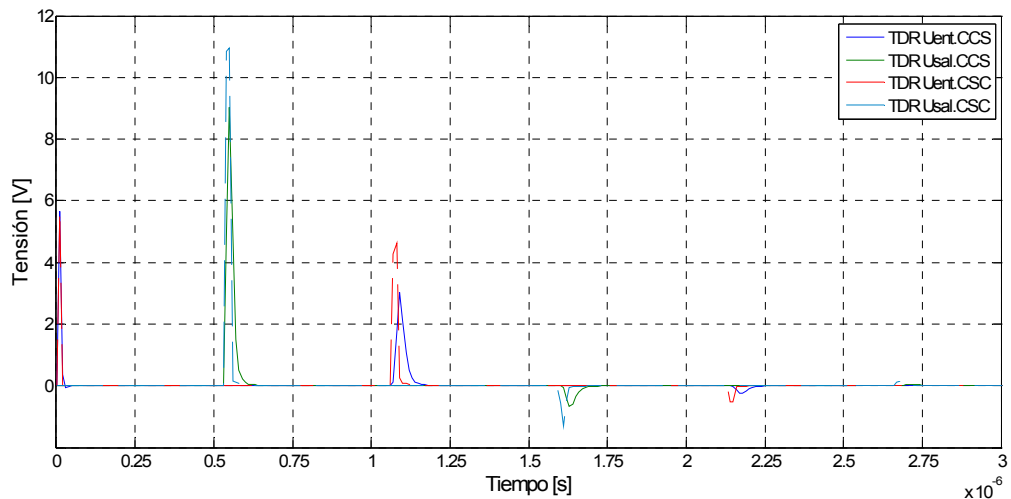


Fig. 5. 43 - TDR modelada para el pulso cuadrado y cable en vacío

Los tiempos de retardo resultan similares en ambos modelos. Los frentes de los pulsos en el modelo CCS nuevamente presentan signos de distorsión.

5.5.3.2.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 44 se presentan las respuestas temporales para el cable en cortocircuito, para el modelo con y sin capa semiconductor.

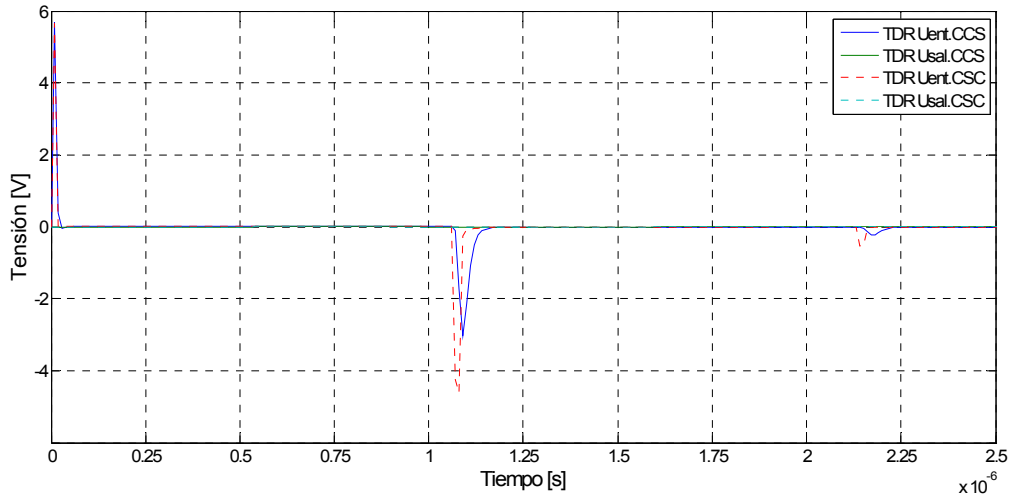


Fig. 5. 44 - TDR modelada para el pulso cuadrado y cable en cortocircuito

Una vez más, los tiempos de retardo en ambos modelos son similares. Se comprueba al en el modelo CSS presenta una menor atenuación que el CCS; sin embargo en ambos casos al cabo de 6 *td*; los pulsos se encuentran prácticamente atenuados. Como en los casos anteriores, en el modelo CCS los pulsos de las tensiones se encuentran muy distorsionados.

5.5.3.3. Respuesta al pulso semi senoide

5.5.3.3.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 45 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductor.

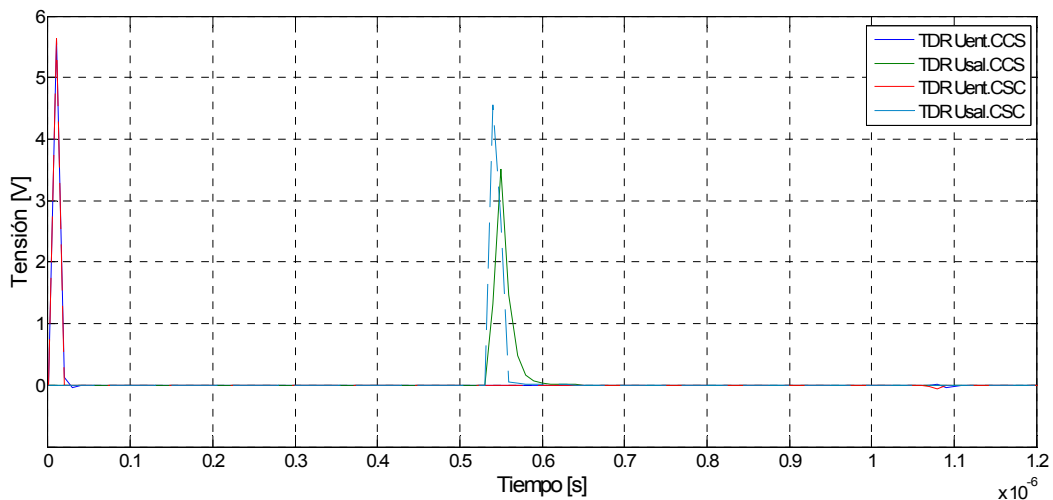


Fig. 5. 45 - TDR modelada para el pulso tipo semi senoide y cable adaptado

Los tiempos de retardo en ambos modelos son muy similares. Como puede observarse en *td* la tensión en el modelo CCS está atenuada y distorsionada respecto a la tensión en el modelo CCS.

5.5.3.3.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 46 se presentan las respuestas temporales para el cable en vacío, para el modelo con y sin capa semiconductor.

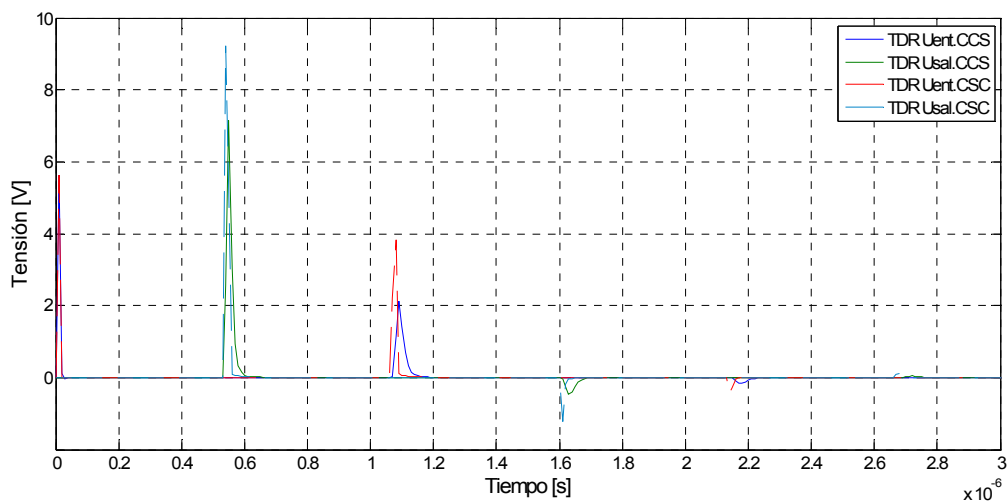


Fig. 5. 46 - TDR modelada para el pulso tipo semi senoide y cable en vacío

Con el cable en vacío, nuevamente los tiempos de retardo resultan similares. A partir de *td* comienza a notarse la atenuación y distorsión de la tensión en el modelo CCS.

5.5.3.3.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 47 se presentan las respuestas temporales para el cable en cortocircuito, para el modelo con y sin capa semiconductor.

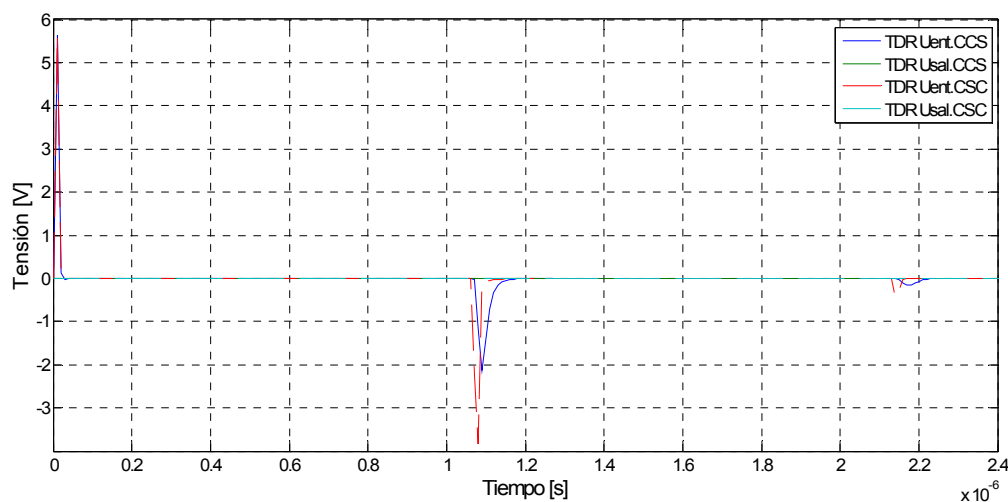


Fig. 5. 47 - TDR modelada para el pulso tipo semi senoide y cable en cortocircuito

Los tiempos de retardo en ambos modelos son similares. Son evidentes los efectos de la atenuación y distorsión en la tensión del modelo CCS. Al cabo de 6 μs ; los pulsos se encuentran prácticamente atenuados en ambos modelos.

5.5.3.4. Respuesta al pulso de calibración

5.5.3.4.1. Cable adaptado

En la Fig. 5. 48 se presentan las respuestas temporales para el cable adaptado, para el modelo con y sin capa semiconductora.

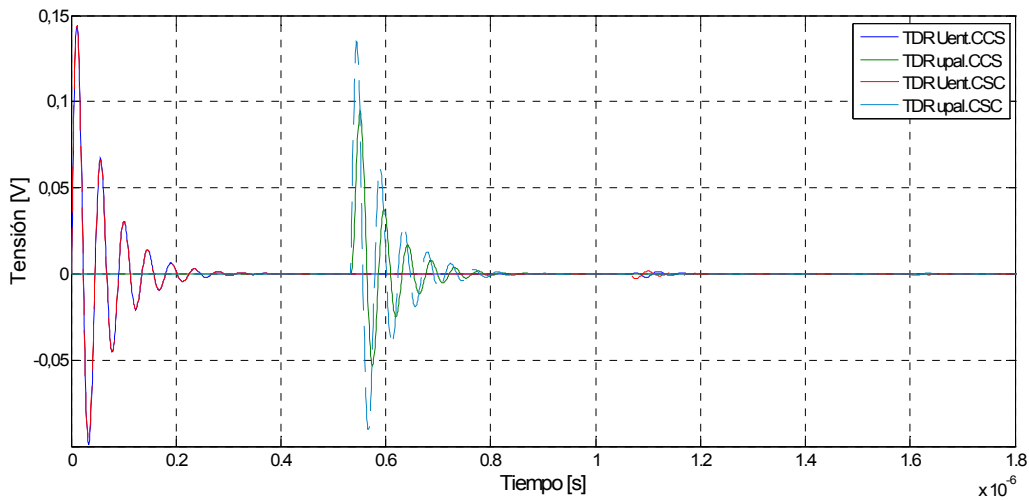


Fig. 5. 48 - TDR modelada para el pulso de calibración y cable adaptado

Los tiempos de retardo en ambos modelos son muy similares. Al igual que en las anteriores excitaciones, el modelo CCS presenta una mayor atenuación para la señal. Puede observarse también el efecto de distorsión.

5.5.3.4.2. Cable en vacío

En la Fig. 5. 49 se presentan las respuestas temporales para el cable en vacío, para el modelo con y sin capa semiconductora.

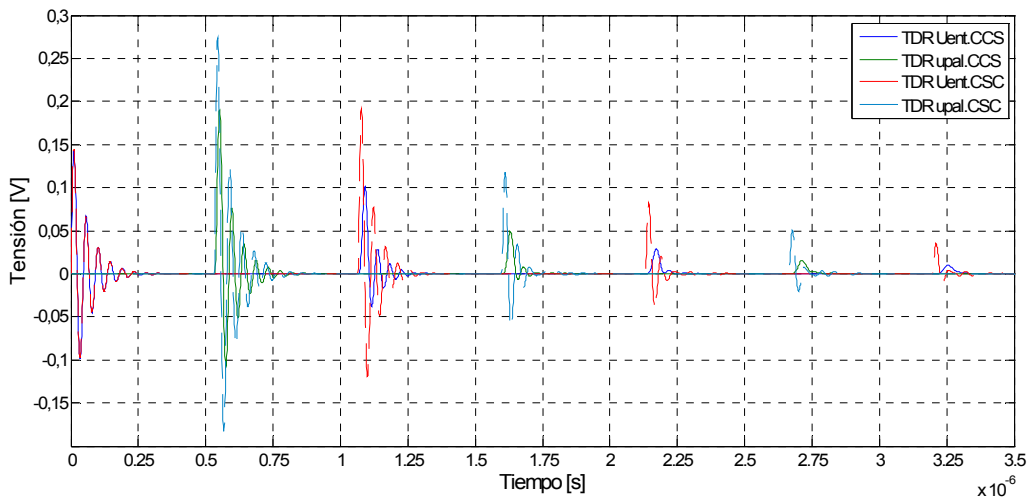


Fig. 5. 49 - TDR modelada para el pulso de calibración y cable en vacío

Los tiempos de retardo resultan coincidentes para los modelos. A partir de td comienza a apreciarse que la atenuación de la tensión en el modelo CCS es mucho mayor que la que presenta el modelo CSS. También son evidentes los efectos de la distorsión en el modelo CCS.

5.5.3.4.3. Cable en cortocircuito

En la Fig. 5. 50 se presentan las respuestas temporales para el cable en cortocircuito, para el modelo con y sin capa semiconductor.

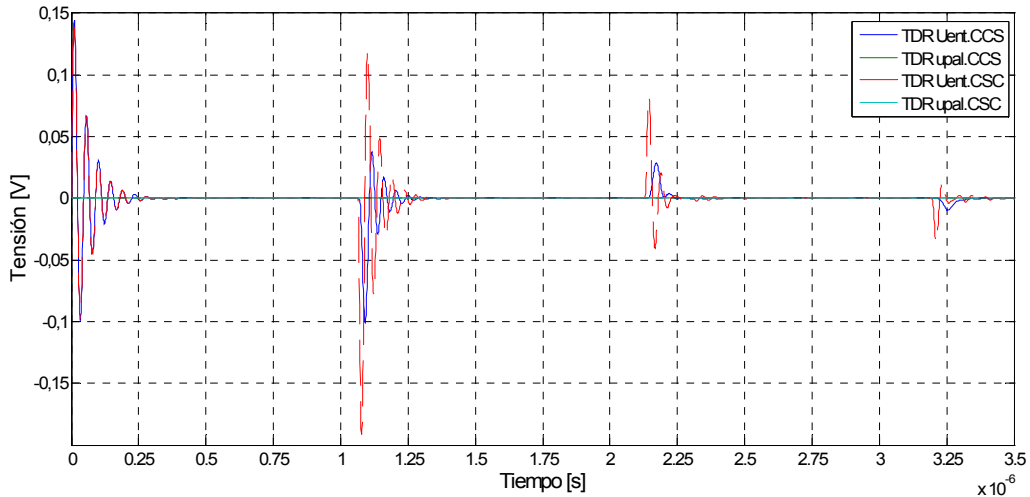


Fig. 5. 50 - TDR modelada para el pulso de calibración y cable en cortocircuito

Los tiempos de retardo resultan similares en los dos modelos. A partir de $2 td$ son evidentes los efectos de la atenuación y distorsión en la tensión del modelo CCS.

5.5.3.5. Resumen de resultados

Los principales valores característicos de los estudios han sido resumidos en tablas para apreciar las diferencias de los resultados; en particular con los obtenidos en 5.5.2 y resumidos en el apartado 5.5.2.5.

En la Tabla 5.5 se presentan los resultados correspondientes a los modelos del cable adaptado, en la Tabla 5.6 los del cable en vacío, y finalmente en la Tabla 5.7 los del cable en cortocircuito.

En cada caso se indica como “% td ” la diferencia relativa con el tiempo de retardo medido en ensayos (58,96 ns) y como “ $Accs$ ” y “ $Acss$ ” la atenuación en dB de los modelos CCS y CSS respectivamente, para un tiempo determinado: td caso adaptado y $2 td$ para los casos en vacío y en cortocircuito.

Tabla 5.5 - Resultados TDR: cable adaptado

Excitación	Tiempo de retardo t_d				Atenuación (t_d)					
	CCS [ns]	% t_d [%]	CSS [ns]	% t_d [%]	CCS			CSS		
					\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]	\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]
Triangular	535	0,2	530	0,7	5,043	3,634	2,85	5,016	4,773	0,43
Cuadrada	530	0,7	530	0,7	5,668	4,467	2,07	5,643	5,396	0,39
Semi Senoidal	530	0,7	530	0,7	5,626	3,520	4,07	5,642	4,547	1,87
Pulso calibración	533	0,2	532	0,4	0,144	0,094	3,69	0,144	0,134	0,63

Tabla 5.6 - Resultados TDR: cable en vacío

Excitación	Tiempo de retardo t_d				Atenuación ($2 t_d$)					
	CCS [ns]	% t_d [%]	CSS [ns]	% t_d [%]	CCS			CSS		
					\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]	\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]
Triangular	530	0,7	530	0,7	5,043	3,694	2,70	5,016	5,037	-0,04
Cuadrada	530	0,7	530	0,7	5,668	4,519	1,97	5,643	5,478	0,26
Semi Senoidal	530	0,7	530	0,7	5,626	3,570	3,95	5,642	4,614	1,75
Pulso calibración	533	0,2	532	0,4	0,144	0,095	3,60	0,144	0,137	0,47

Tabla 5.7 - Resultados TDR: cable en cortocircuito

Excitación	Tiempo de retardo t_d				Atenuación ($2 t_d$)					
	CCS [ns]	% t_d [%]	CSS [ns]	% t_d [%]	CCS			CSS		
					\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]	\hat{U}_1 [V]	\hat{U}_2 [V]	Accs [dB]
Triangular	535	0,2	530	0,7	5,043	-2,567	5,86	5,016	-3,375	3,44
Cuadrada	535	0,2	530	0,7	5,668	-3,034	5,43	5,643	-4,608	1,76
Semi Senoidal	535	0,2	530	0,7	5,626	-2,137	8,41	5,642	-3,846	3,33
Pulso calibración	534	0	532	0,4	0,144	-0,100	3,16	0,144	-0,191	-2,45

Nuevamente los tiempos de retardo han resultado muy similares en todos los casos, con leves desviaciones respecto al tiempo calculado a partir de la velocidad de propagación.

En los modelos que incluyen el efecto de la capa semiconductor, son evidentes los efectos de la atenuación y distorsión de las ondas; para los distintos tipos de excitaciones. Es decir, que nuevamente se cumple para cada excitación:

$$Accs [dB] > Accs [dB]$$

5.5.4. Comentarios de los resultados obtenidos

A partir del análisis de los resultados de los estudios de reflectometría, se concluye que:

- El modelo que incluye la capa semiconductor presenta una mayor atenuación que el modelo sin capa semiconductor; tanto para las longitudes cortas (11 m) como largas (100 m).
- Para cada una de las excitaciones se comprobó que al aumentar la longitud del cable con capa semiconductor, la atenuación también se incrementó. Este incremento también se da en el caso del modelo sin capa semiconductor, pero en una menor proporción.

5.6. Análisis de comportamiento en el dominio de la frecuencia

Con el fin de verificar el comportamiento de la atenuación en frecuencia, se realizó un análisis en frecuencia de las señales obtenidas para el modelo de cable corto y el de cable largo. Para ello, y al igual que en el punto 5.5.1 se ha empleado la transformada rápida de Fourier.

En cada caso, se ha considerado el estado de carga adaptado; a partir de ello se obtuvieron dos señales (tensiones): la incidente (U_1) y la de llegada a final del cable (U_2). Para el análisis espectral, se aplica la FFT a cada una de estas señales.

Para verificar la incidencia que tiene la capa semiconductor, se ha realizado el estudio en el modelo CCS y CSS.

5.6.1. Análisis espectral para el modelo de cable corto

Empleando las señales de entrada y salida para el caso adaptado de las reflectometrías modeladas en el apartado 5.5 para el caso de cable adaptado; se realizó un análisis espectral de frecuencias. La longitud de cable considerada en el modelo EMTP-ATP ha sido de 11 m; es decir la misma longitud de la muestra del cable ensayado.

5.6.1.1. Señal triangular

En la Fig. 5. 51 se presenta el espectro de las tensiones U_1 y U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5. 52 para el modelo sin semiconductor.

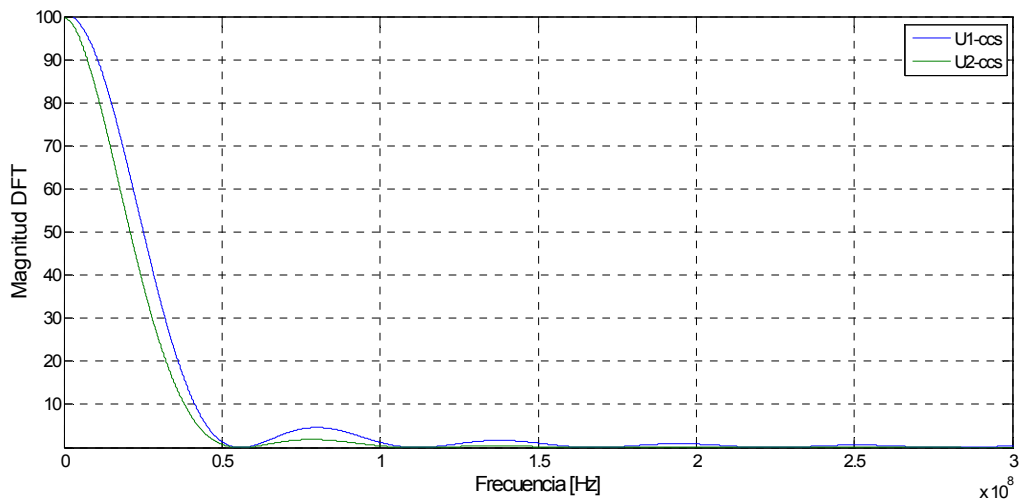


Fig. 5.51 - Espectro de frecuencia de la señal triangular incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=11\text{ m}$)

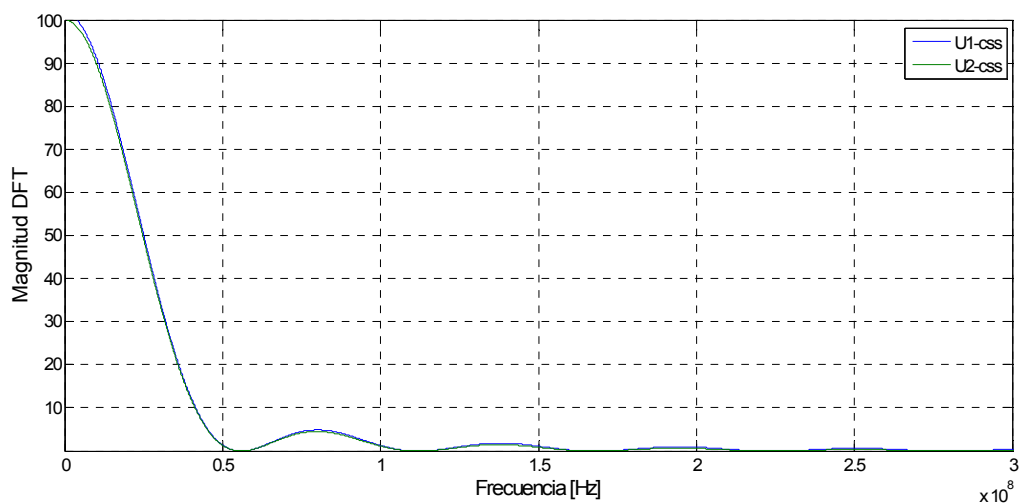


Fig. 5.52 - Espectro de frecuencia de la señal triangular incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=11\text{ m}$)

Como se observa en los espectros, en la señal de salida del modelo CCS hay una leve disminución en el contenido de frecuencias; mientras que en el modelo CSS la señal de salida tiene el mismo espectro que la señal incidente.

5.6.1.2. Señal pulso cuadrado

En la Fig. 5.53 se presenta el espectro de las tensiones U_1 y U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5.54 para el modelo sin semiconductor.

Puede observarse que en el caso CCS el espectro de la tensión de salida ha disminuido notoriamente para alta frecuencias.

Por su parte, el espectro de la tensión de salida para el modelo CSS también ha experimentado una atenuación en alta frecuencias, aunque de menor intensidad que presenta el modelo CCS.

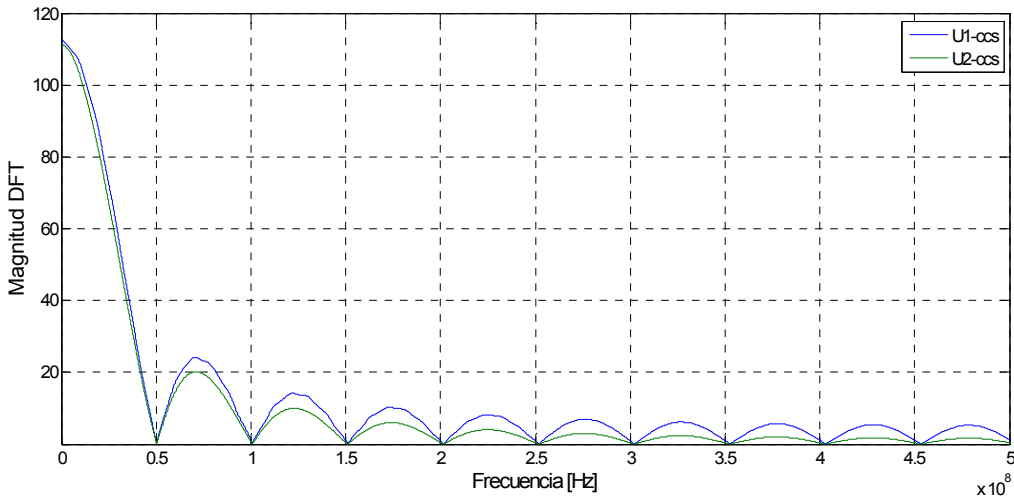


Fig. 5.53 - Espectro de frecuencia de la señal cuadrada incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=11$ m)

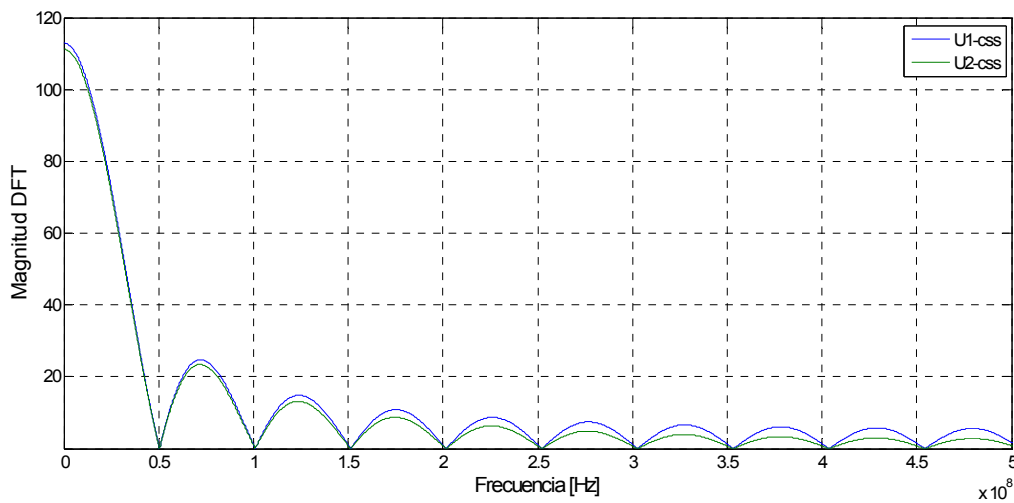


Fig. 5.54 - Espectro de frecuencia de la señal cuadrada incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=11$ m)

5.6.1.3. Señal semi senoide

En la Fig. 5.55 se presenta el espectro de las tensiones U_1 y U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5.56 para el modelo sin semiconductor.

En los espectros se puede observar que el modelo CCS presenta una atenuación en bajas y especialmente en altas frecuencias; mientras que en el modelo CSS los espectros de las señales de entrada y salida son prácticamente los mismos.

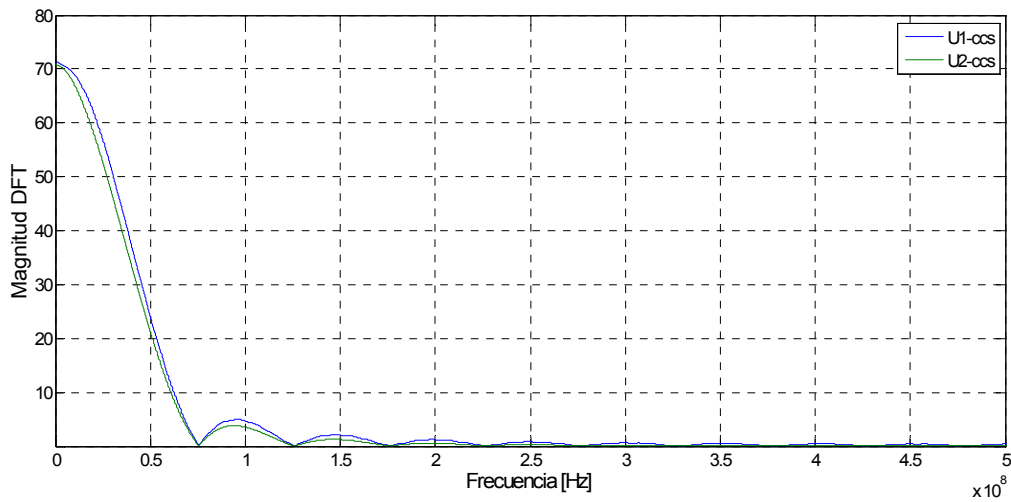


Fig. 5.55 - Espectro de frecuencia de la señal semi senoide incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=11$ m)

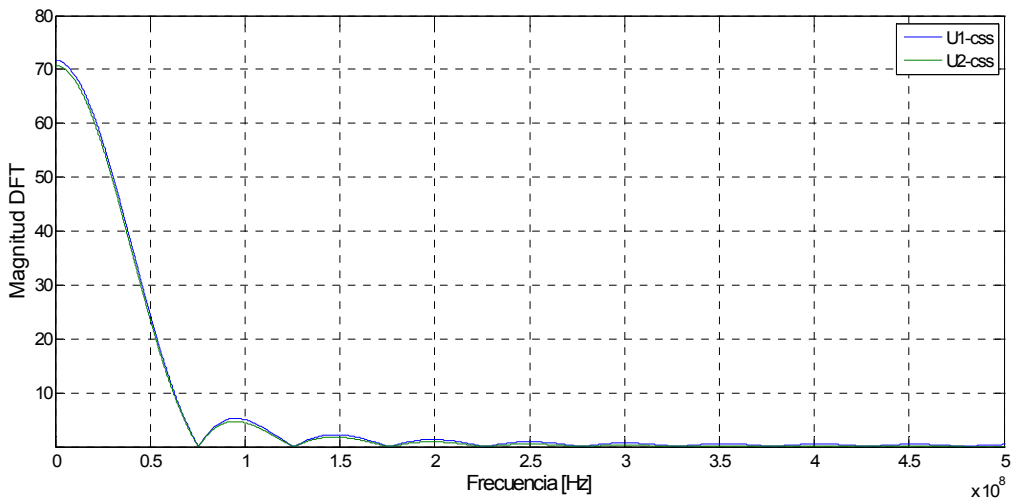


Fig. 5.56 - Espectro de frecuencia de la señal semi senoide incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=11$ m)

5.6.1.4. Señal pulso de calibración

En la Fig. 5.57 se presenta el espectro de las tensiones U_1 y U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5.58 para el modelo sin semiconductor.

En este caso se puede apreciar que la señal de salida en el modelo CCS presenta una leve atenuación sólo a bajas frecuencias, hasta los 80 MHz aproximadamente.

Por su parte, en el modelo CSS la tensión de salida U_2 prácticamente tiene el mismo espectro que la señal incidente U_1 (sólo una leve atenuación en 22 MHz).

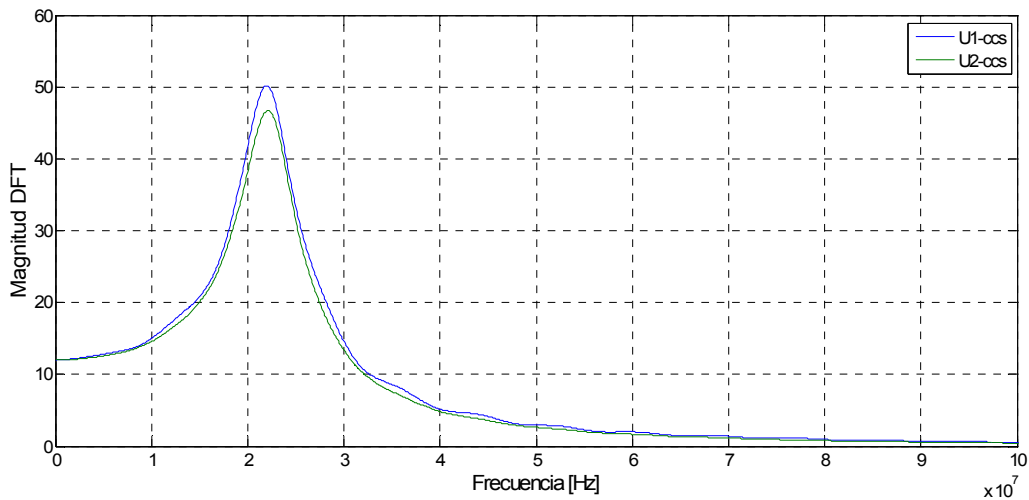


Fig. 5. 57 - Espectro de frecuencia de la señal pulso incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=11$ m)

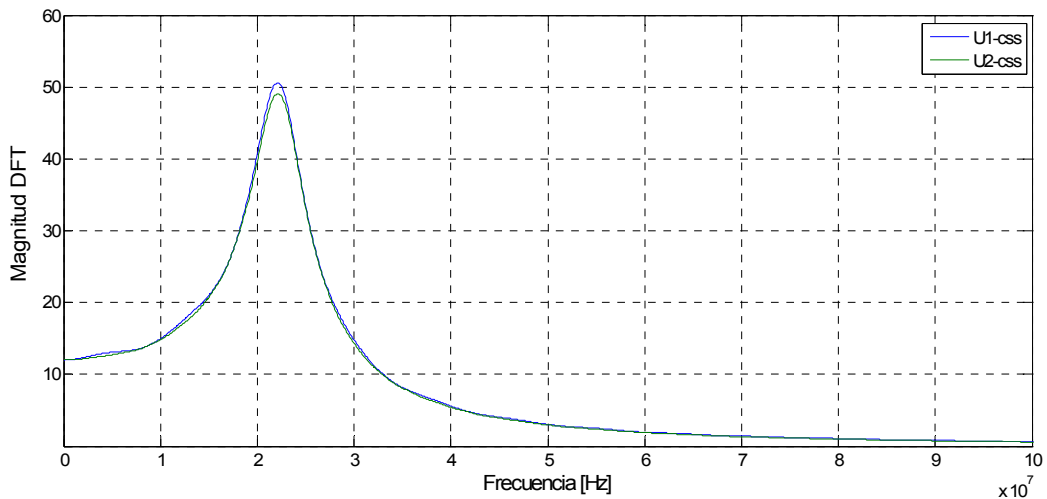


Fig. 5. 58 - Espectro de frecuencia de la señal pulso incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=11$ m)

5.6.2. Análisis espectral para el modelo de cable largo

Nuevamente haciendo uso de las señales de entrada y salida para el caso adaptado de las reflectometrías modeladas en el apartado 5.5; se realizó un análisis espectral de frecuencias. La longitud de cable considerada en el modelo EMTP-ATP ha sido de 100 m.

A continuación se presentan los resultados para cada caso.

5.6.2.1. Señal triangular

En la Fig. 5. 59 se presenta el espectro de las tensiones de entrada U_1 y salida U_2 para el modelo con capa semiconductor, CCS y en la Fig. 5. 60 para el modelo sin capa semiconductor, CSS.

Para el modelo CCS puede observarse el espectro de la señal de salida U_2 se encuentra atenuado respecto al espectro de U_1 , hasta el rango de los 250 MHz, aproximadamente.

En el caso del modelo CSS los espectros de las señales incidente y de salida son prácticamente los mismos.

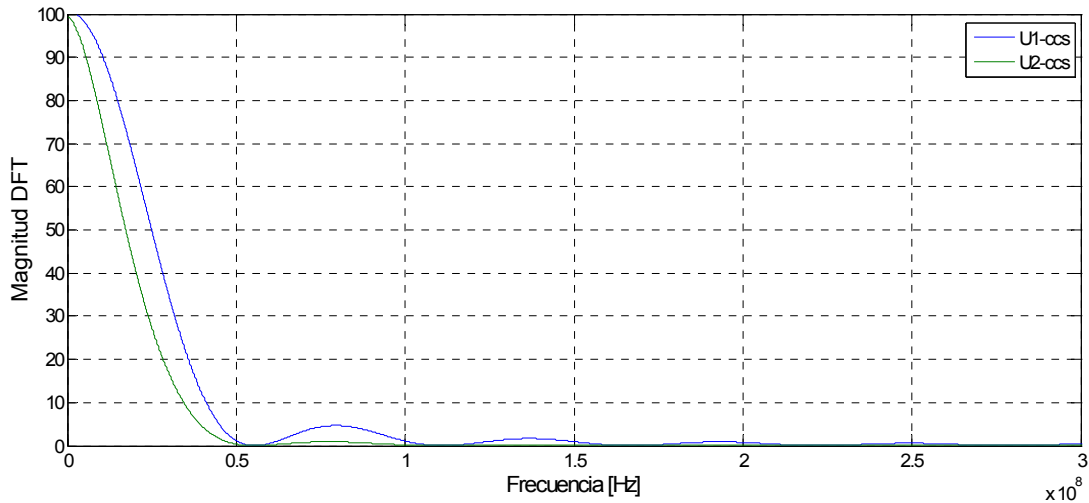


Fig. 5. 59 - Espectro de frecuencia de la señal triangular incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=100$ m)

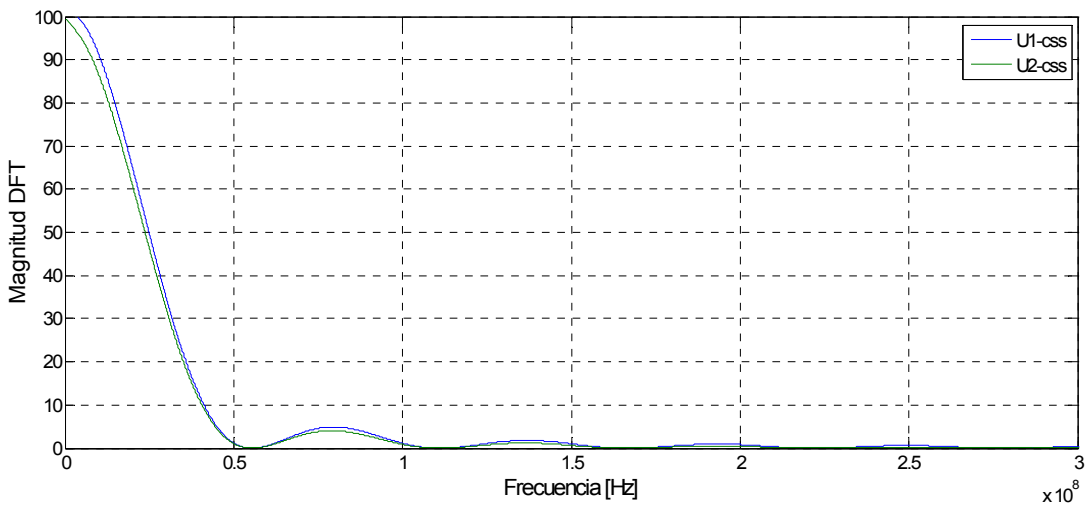


Fig. 5. 60 - Espectro de frecuencia de la señal triangular incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=100$ m)

5.6.2.2. Señal pulso cuadrado

En la Fig. 5. 61 se presenta el espectro de las tensiones de entrada U_1 y salida U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5. 62 para el modelo sin capa semiconductor.

En el modelo CCS se puede apreciar la atenuación del espectro de U_2 ; tanto en bajas como altas frecuencias.

Por su parte, en el modelo CSS a bajas frecuencias (hasta aproximadamente 50 MHz) el espectro de U_2 es muy similar al de U_1 .

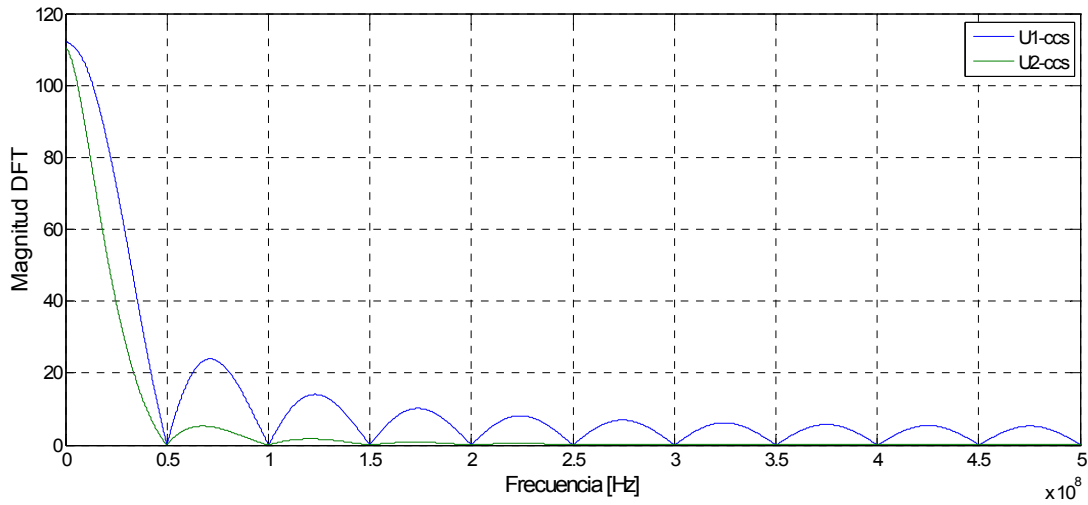


Fig. 5. 61 - Espectro de frecuencia de la señal cuadrada incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=100$ m)

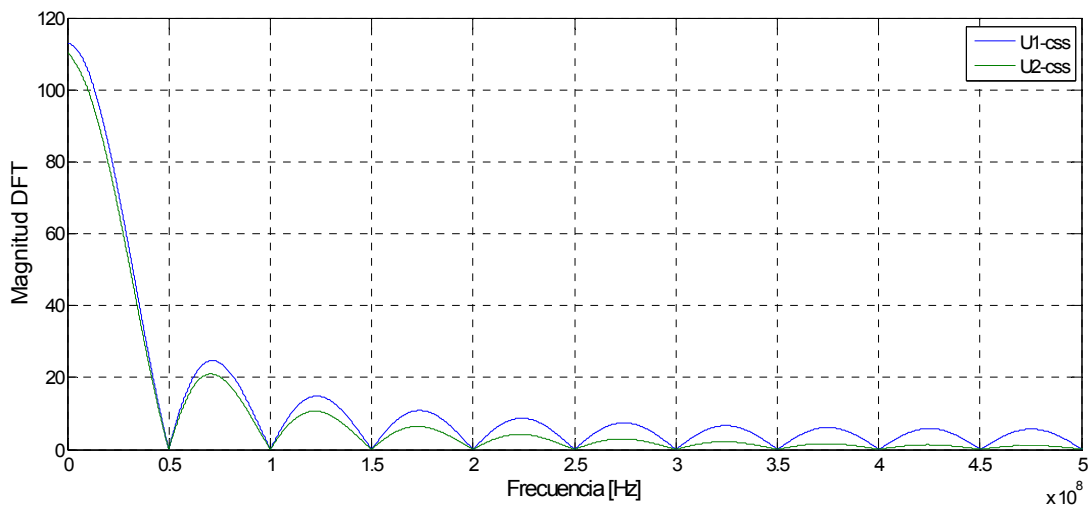


Fig. 5. 62 - Espectro de frecuencia de la señal cuadrada incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=100$ m)

5.6.2.3. Señal semi senoide

En la Fig. 5. 63 se presenta el espectro de las tensiones U_1 y U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5. 64 para el modelo sin semiconductor.

En los espectros se puede observar que el modelo CCS presenta una atenuación en bajas y altas frecuencias; mientras que en el modelo CSS los espectros de las señales de entrada y salida son prácticamente los mismos.

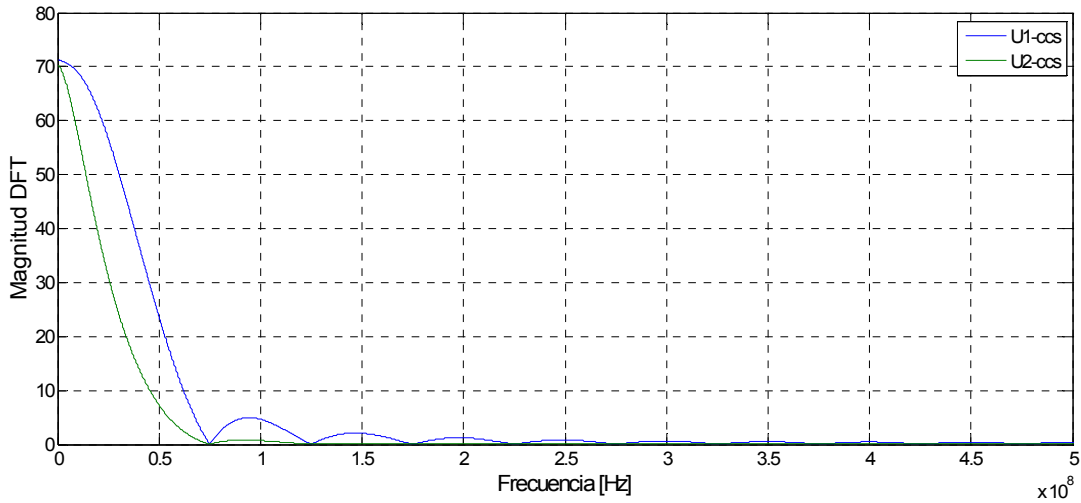


Fig. 5. 63 - Espectro de frecuencia de la señal semi senoide incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=100$ m)

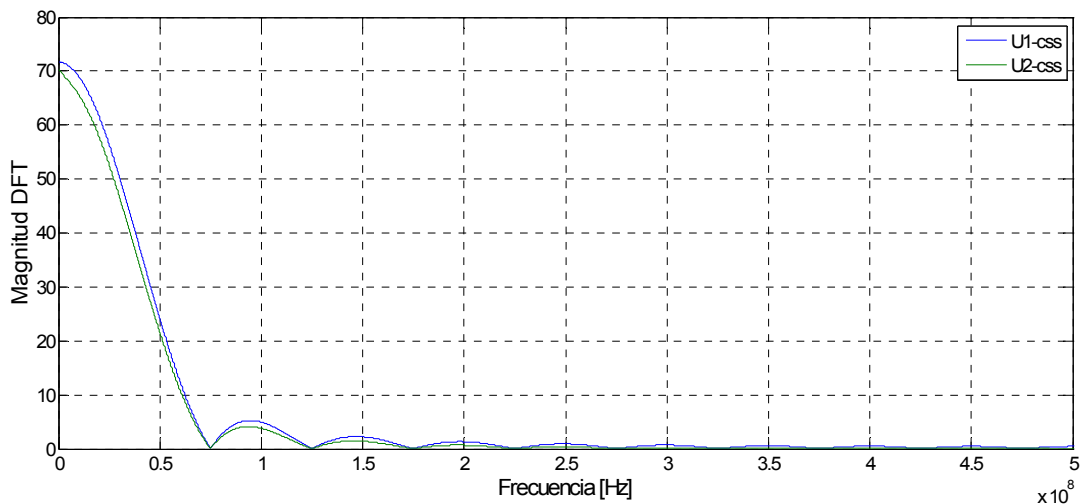


Fig. 5. 64 - Espectro de frecuencia de la señal semi senoide incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=100$ m)

5.6.2.4. Señal pulso de calibración

En la Fig. 5. 65 se presenta el espectro de las tensiones U_1 y U_2 para el modelo con capa semiconductor y en la Fig. 5. 66 para el modelo sin semiconductor.

En este caso se puede apreciar que la señal de salida en el modelo CCS presenta una atenuación prácticamente en todo el espectro de frecuencias.

En el modelo CSS la tensión de salida U_2 prácticamente tiene el mismo espectro que la señal incidente U_1 .

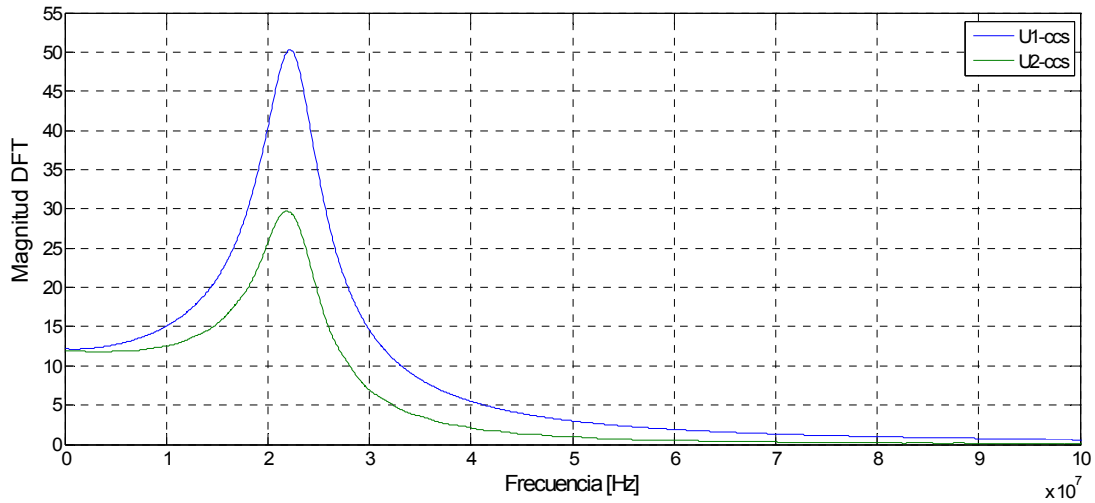


Fig. 5. 65 - Espectro de frecuencia de la señal pulso incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CCS ($L=100$ m)

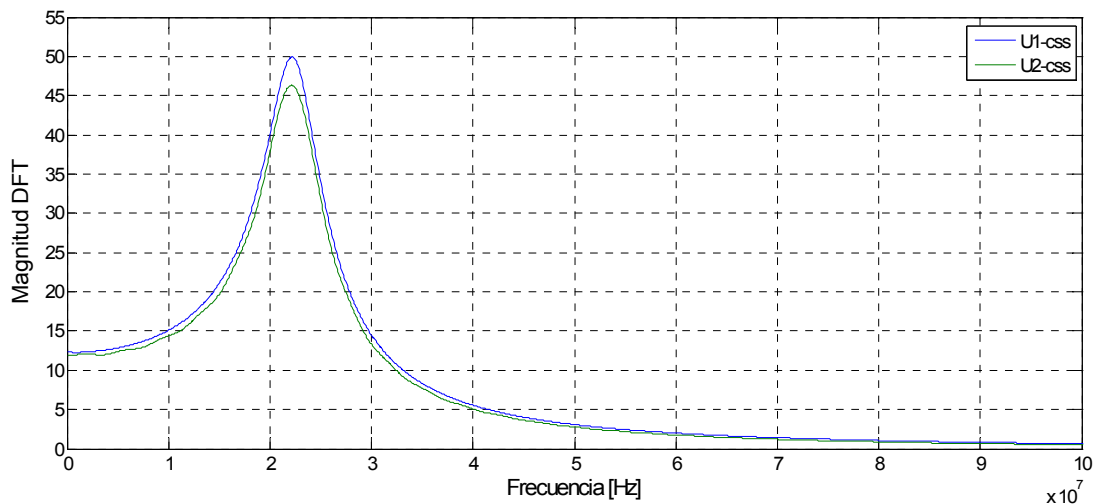


Fig. 5. 66 - Espectro de frecuencia de la señal pulso incidente (U_1) y en el extremo final (U_2) del cable CSS ($L=100$ m)

5.6.3. Comentarios de los resultados obtenidos

Como se ha podido comprobar, la capa semiconductora del cable; además de producir una atenuación del modulo de las señales que se propagan, también influye en el espectro de frecuencia resultante. Las señales incidentes que se propagan son distorsionadas en su forma, como consecuencia del “filtrado” de sus componentes de alta frecuencia.

Este efecto apenas ha sido apreciable en los modelos sin semiconductora; incluso para la señal con un espectro con mayor contenido en frecuencia (el pulso cuadrado).

Se comprobó que la longitud de cable es un factor determinante: al aumentar la longitud; el espectro de las señales de salida se apartaron aún mas respecto al espectro de las ondas incidentes; es decir, la distorsión es mayor.

Se concluye por tanto, que las señales con un amplio espectro de frecuencia que se propagan a lo largo del cable (CCS) serán distorsionadas; tanto más cuanto mayor sea su espectro y la longitud del cable.

Capítulo 6

Conclusiones

En este capítulo final del trabajo se emiten las conclusiones de los diferentes análisis desarrollados.

Se proponen además, las futuras actividades para continuar con la línea de investigación tratada en este trabajo; referidas fundamentalmente a la propagación y medida de señales de DDPP en cables.

6.1. Resumen y conclusiones

Diversas conclusiones se extraen de las tareas que han formado parte del alcance del trabajo.

En primer lugar, se ha podido comprobar en la bibliografía que el tema abordado es de actual vigencia y de gran interés, particularmente en la obtención de modelos que permitan representar el comportamiento tan particular de las señales de descargas parciales en cables de alta tensión.

El objetivo fundamental del trabajo se ha centrado en intentar determinar la incidencia que tienen las capas semiconductoras implementadas en los cables de alta tensión en la propagación de señales de diferente frecuencia (descargas parciales). Para ello se han realizado medidas de laboratorio en un cable con capas semiconductoras y se ha desarrollado un modelo digital de cable que ha sido ajustado y validado con los resultados obtenidos en las medidas.

A diferencia de otros equipos eléctricos, el cable no es “desmontable” y su aislamiento no es autoregenerable. Es por ello que las mediciones realizadas con el fin de determinar las características de propagación fueron especialmente seleccionadas: determinación del comportamiento en frecuencia y reflectometría.

Se han podido comprobar los minuciosos cuidados que deben tenerse a la hora de realizar mediciones en altas frecuencias, ya que resultan muy sensibles a diversos factores de diseño, constructivos y de perturbación externa. También se comprobó que la correcta adaptación del cable es fundamental para la obtención de resultados aceptables. Sin estos cuidados se obtendrán resultados inviables; alejados de la realidad; y con ello; modelos no representativos del comportamiento del cable.

Los adaptadores desarrollados para la inyección y medida de las señales de alta frecuencia en el cable, han tenido una respuesta aceptable, lo cual ha podido comprobarse en los resultados obtenidos al repetir las mediciones sin su utilización. También ha sido de particular interés; comprobar su diseño a partir de un modelo de ordenador que representa convenientemente su comportamiento.

Como se ha comentado, a bajas frecuencias el material semiconductor del cable no implicaría grandes cambios en las respuestas de frecuencia y temporales; es decir, su efecto no tiene gran incidencia. Sin embargo, a medida que la frecuencia aumenta, el efecto en la propagación de las señales comienza a ser afectado. En este sentido, el programa EMTP-ATP empleado para el desarrollo del modelo digital tiene ciertas limitaciones de aplicación para alta frecuencia. De hecho, ha sido desarrollado para análisis de transitorios en redes para frecuencias del orden de 1 MHz. En el caso específico del cable, el EMTP-ATP no considera como dispersivos los aislamientos que componen los modelos; es decir, no contempla el agregado de las dos capas semiconductoras que poseen la mayoría de los diseños de cables de alta tensión. Sin embargo, para el caso de modelos de cables monofásicos, esta limitación ha podido resolverse con una variante del modelo dentro de lo que permite el programa EMTP-ATP, cuya eficacia ha podido ser comprobada. Como ha sido

detallado, esta variante consistió fundamentalmente en agregar un material conductor de baja conductividad de pequeño espesor; muy próximo al conductor principal del cable.

Como consecuencia se ha podido obtener un modelo en EMTP-ATP de cable monofásico, cuyo ajuste y validación ha sido posible a partir de los ensayos y mediciones de laboratorio sobre una muestra de cable de alta tensión. Se puede concluir que:

- Se ha podido validar un modelo de cable monofásico en EMTP-ATP cuya respuesta en frecuencia es muy cercana a los valores que fueron medidos en laboratorios sobre una muestra de cable.
- La respuesta temporal del modelo en los estudios de reflectometría con diferentes condiciones de carga en el extremo final del cable, ha podido representarse con resultados prácticamente idénticos a los medidos en laboratorio sobre una muestra de cable.
- Como se mencionó, en el modelo EMTP-ATP sólo ha podido intercalarse una capa semiconductor cercana al conductor, es decir, la capa semiconductor interna. Teniendo en cuenta que con este diseño se han obtenido comportamientos (en el tiempo y en la frecuencia) comparables con los obtenidos en las mediciones de laboratorio, se infiere que la capa semiconductor interna es la que tiene mayor incidencia en la propagación.

Validado el modelo, se realizaron una serie de estudios de propagación considerando señales con diferente espectro de frecuencia, y diferentes longitudes de cable en modelos sin y con capa semiconductor. De estos estudios, se concluye que:

- Las reflectometrías han confirmado una mayor atenuación de las señales en el modelo con la capa semiconductor. A su vez, se comprobó que la atenuación es mayor en los casos de cable adaptado y de cable en cortocircuito.
- En cortas longitudes de cable, la distorsión de las señales no es significativa. Sin embargo al incrementarse la longitud, las ondas comienzan a deformarse cuando el modelo incluye la capa semiconductor. Este efecto se puso en evidencia en el análisis de espectro en frecuencia; comprobándose además, que la señales con mayor contenido de alta frecuencia son las más distorsionadas.
- Finalmente, se pudo comprobar que los modelos que no incluyen las capas semiconductor, no presentan una distorsión significativa en su espectro en frecuencia; incluso para la señal con mayor contenido de alta frecuencia (el pulso cuadrado).
- Con todo lo anterior, se puede concluir que las señales con un amplio espectro de frecuencia que se propagan a lo largo del cable serán distorsionadas; tanto más cuanto mayor sea su contenido de alta frecuencia y mayor sea la longitud del cable.

En base a lo expuesto, se concluye que a partir de mediciones de laboratorio, ha podido desarrollarse un modelo de propagación de alta frecuencia de un cable monofásico; empleando uno de los software más ampliamente difundido en el mundo en materia de

estudios de transitorios. Además del fin para el que ha sido desarrollado, este modelo podría ser utilizado en estudios transitorios de alta frecuencia en los que hubiera que representar cables monofásicos.

6.2. Futuras líneas de trabajo

Se ha considerado que la línea de trabajo planteada en este Trabajo Fin de Máster y las conclusiones encontradas conforman el punto de partida para posteriores estudios de mayor profundidad (Doctorado). En este sentido, las tareas futuras propuestas estarían orientadas a:

- Ejecutar mediciones específicas para establecer con precisión las características dieléctricas de los elementos que constituyen los cables de alta tensión más utilizados.
- Realizar nuevos ensayos de laboratorio sobre muestras de cable, de diferentes características y longitudes (ensayos en fábricas).
- Desarrollar un nuevo modelo digital representativo en el que puedan introducirse de manera sistemática las características físicas y eléctricas de un cable en particular.
- Obtenido el modelo, implementar mecanismos de defecto de descarga parciales, para diversos tipos de patrones: descargas en el aislamiento principal, en las capas semiconductoras, etc. En estos casos ajustar el modelo a partir de pruebas de laboratorio, realizadas sobre defectos en cables reales.
- Realizar un estudio de los sensores de ultra alta frecuencia, investigando las características constructivas, de respuesta en frecuencia, sensibilidad, etc., y a partir de ello, realizar análisis, estudios y diseños de sistemas de detección y medida de descargas contemplando diversos tipos de cables, de descargas, de instalaciones, y condiciones de ruido externo, etc.

Referencias

- [1] N. Hampton, R. Hartlein, H. Lennartsson, H. Orton, "Long-life XLPE Insulated Power Cable", JICABLE 2007 session, Versailles, France, 2007.
- [2] W. A. Thue, "Electrical Power Cable Engineering", Electric cables. I. Thue, William A. 11. Series. Marcel Dekker, New York - Basel, 1998.
- [3] D. Wald, A. Smedberg, "Performance of Modern Cables in Central Europe" JICABLE 2007 session, Versailles, France, 2007.
- [4] L. Bertling, R. Eriksson, R. N. Allan, L. Gustafsson, M. Ahlén, "Survey of Causes of Failures Based on Statistics and Practice for Improvements of Preventive Maintenance Plans", Session 13, Paper 2, 14th Power Systems Computation Conference, Sevilla, 24-28 June 2002.
- [5] Georg Christoph Lichtenberg "Super nova methodo naturam ac motum fluidi electrici investigandi" (Göttinger Novi Commentarii, Göttingen, 1777)
- [6] J. C. Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, Clarendon Press, Oxford, 1873.
- [7] Rudolf Hertz, "Miscellaneous Papers", 1896.
- [8] Thomas P. Hughes, "Networks of power, Electrification in Western Society 1880-1830", The Johns Hopkins University Press (March 1, 1993), London, pp 364-365.
- [9] H. Schering, "Brücke für Verlustmessungen. Tätigkeitsbericht der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt", 1919.
- [10] A. Schwaiger, "Über die Entladungsvorgänge auf Isolatoren". Rosenthal-Mitt. H. 6, 1925.
- [11] G. Mole, "Design and performance of a portable A.C discharge detector", ERA Research Report, pp 116, 1953.
- [12] C.A. Bailey, "A Study of Internal Discharges in Cable Insulation"; Electrical Insulation, IEEE Transactions, Volume EI-2, Issue 3, Dec. 1967 Page(s):155 - 159.
- [13] CIGRÉ Working Group D1.33 "Guide for partial discharge measurements in compliance to IEC 60270", December 2008.
- [14] Progress report of study committee Nº 2 (H.V cables) CIGRÉ 21.01, Appendix IV "Discharge measurements in long lengths of cable prevention of errors due to superposition of travelling waves", 1968.

- [15] Eberhard Lemke, "A new method for PD measurement on polyethylene insulated power cables." 3rd ISH Milan, 1979.
- [16] T. Tanaka, T. Okamoto, "A Minicomputer-based Partial Discharge Measurement System", IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Philadelphia, 1978, pp. 86-89.
- [17] R. T. Harrold, T. W. Dakin "The Relation Between Picocoulomb and Microvolt for Corona Measurements on HV Transformers and other Apparatus" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1973, pp. 187-198.
- [18] IEC Publication 270: "Partial discharge measurement", first edition, 1968.
- [19] IEC Publication 270: "Partial discharge measurement", second edition, 1981.
- [20] IEC Publication 60270: "High-voltage test techniques - Partial discharge measurements", third edition, 2000.
- [21] IEEE Std. 454-1973 "IEEE Recommended Practice for the Detection and Measurement of Partial Discharges (Corona) During Dielectric Tests" (Withdrawn).
- [22] IEEE Std. C57.113-1991 "IEEE Guide for Partial Discharge Measurement in Liquid-Filled Power Transformers and Shunt Reactors".
- [23] IEEE Std. 400-2001 "IEEE Guide for Field Testing and Evaluation of the Insulation of Shielded Power Cable Systems".
- [24] IEEE Std. 400-3-2006 "IEEE Guide for Partial Discharge Testing of Shielded Power Cable Systems in a Field Environment".
- [25] CIGRÉ Working Group D1.33 "Guide for Partial Discharge Measurements in Compliance to IEC 60270", December 2008.
- [26] S. Boggs; J. Densley, "Fundamentals of partial discharge in the context of field cable testing", Electrical Insulation Magazine, IEEE, Volume: 16, Issue: 5 Sept.-Oct. 2000, pp: 13-18.
- [27] M. S. Naidu; V. Kamaraju, "High Voltage Engineering", Mc Graw Hill, (1995).
- [28] F. H. Kreuger, "Discharge Detection in High Voltage Equipment", Temple Press Books Ltd, London (1964).
- [29] B. M. Weedy, "Underground Transmission of Electrical Power"; J. Wiley, New York (1980).

- [30] S. Boggs, A. Pathak, P. Walker “Partial Discharge XXII: High Frequency Attenuation in Shielded Solid Dielectric Power Cable and Implications Thereof for PD location”, IEEE Electrical Insulation Magazine Volume: 12, Issue: 1, pp 9, 16, Jan.-Feb. 1996.
- [31] Especificación Técnica Cable extruído para Alta Tensión, hasta 245 kV para instalaciones fijas: Retenax AT, Prysmian, Edición Diciembre 2008.
- [32] IEC 60502-1: Power cables with extruded insulation and their accessories for rated voltages from 1 kV ($U_m = 1,2$ kV) up to 30 kV ($U_m = 36$ kV), Edition 2.0 2004-04.
- [33] IEC 60840: Power cables with extruded insulation and their accessories for rated voltages above 30 kV ($U_m = 36$ kV) up to 150 kV ($U_m = 170$ kV) - Test methods and requirements. Edition 3.0 2004-04.
- [34] IEC 62067: Power cables with extruded insulation and their accessories for rated voltages above 150 kV ($U_m = 170$ kV) up to 500 kV ($U_m = 550$ kV) - Test methods and requirements. Edition 1.1 2006-03.
- [35] IEC 60885-2: Electrical test methods for electric cables. Part 2: Partial discharge tests. Edition 1.0 1987-03-30.
- [36] B. G. Stewart, M. D. Judd, A. J. Reid, R. A. Fouracre, “Suggestions to Augment the IEC60270 Partial Discharge Standard in Relation to Radiated Electromagnetic Energy”, Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2007.
- [37] S. Meijer, E. Gulski, P.D. Agoris, P.P. Seitz, T.J.W.H. Hermans, L. Lamballais, “Advanced Partial Discharge Measuring System for Simultaneous Testing of Cable Accessories”, 8th International Conference on Properties and applications of Dielectric Materials, 2006.
- [38] R.E. James, Q. Su, “Condition Assessment of High Voltage Insulation in Power System Equipment”; IET Power and Energy Series 53, United Kingdom (2008).
- [39] D. König, Y Rao, “Partial Discharges in Electrical Power Apparatus”; VDE-Verlag, Berlin (1993).
- [40] J. P. Steiner, P. H. Reynolds, L. Weeks, “Estimating the Location of Partial Discharges in Cables”, IEEE Transactions on Electrical Insulation Vol. 27 No. 1, pp 44, 59, February 1992.
- [41] R. W. Landee, L. J. Giacoletto, “Electronics Designers' Handbook”, McGraw-Hill, New York, 1977.
- [42] CIGRÉ TF D.1.33.03 “Guidelines for Un-conventional Partial discharge Measurements”, Draft 4.0 Version Mallorca, 2008; E. Gulsky, S. Meijer, M. Muhr, T. Strehl, S. Tenbohlen, S. Coenen, M. D. Judd, R. Bodega.

- [43] G. Mugala, R. Eriksson, U. Gäfvert, P. Pettersson, "Measurement technique for high frequency characterization of semi-conducting materials in extruded cables", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 11, pp. 471-480, June 2004.
- [44] Alternative Transient Program - Rule Book, K.U. Leuven EMTP Centre, Leuven/Belgium, 1987.
- [45] ATPDRAW Graphical Preprocessor to ATP; Version 5.5; developed by Dr. Hans Kr. Høidalen at SINTEF Energy Research/Norwegian University of Science and Technology in Norway, September 2006.
- [46] ATPDRAW version 3, User Manual, TR A4389, EFI, Norway, 1996.
- [47] M. Ceraolo, "PlotXY - A New Plotting Program for ATP", University of Pisa, Italy Department of Electrical Systems and Automation, European EMTP-ATP Users Group News, Feb-May 1998.
- [48] J. Martinez-Velasco, "Modelización de redes de distribución para el cálculo de sobretensiones", Revista Iberoamericana del ATP, Año 2, Vol.1, Número 1, Marzo de 1999.
- [49] H. W. Dommel, Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book), Prepared for Bonneville Power Administration, P.O. Box 3621, Portland, Ore., 97208, USA, 1986.
- [50] L. Martí, "Simulation of electromagnetic Transients in Underground Cables using the EMTP"; IEE 2nd International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, December 1993, Hong Kong.
- [51] J. Elwardt, "Overvoltage study on a 400 kV cable screen", EEUG Meeting, p. 13, Graz, Austria, 2003.
- [52] S. Chandrasekar, A. Cavallini, G. C. Montanari "Bandwidth and Sensitivity Issues in PD Detection in Power Cables", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 14, No. 3; pp 735-743; June 2007.

Modelos ATP Draw

Fichero	Descripción
01_FRA_Adaptador.acp	Barrido en frecuencia del conjunto adaptador
02_FRA_Cable_C_Semi.acp	Barrido en frecuencia del cable con capa semiconductora
03_FRA_Cable_S_Semi.acp	Barrido en frecuencia del cable sin capa semiconductora
04_TDR_Cable_C_Semi(T).acp	Reflectometría del cable con semiconductora, onda triangular
05_TDR_Cable_C_Semi(C).acp	Reflectometría del cable con semiconductora, onda cuadrada
06_TDR_Cable_C_Semi(S).acp	Reflectometría del cable con semiconductora, onda senoidal
07_TDR_Cable_C_Semi(P).acp	Reflectometría del cable con semiconductora, pulso 100 pC
08_TDR_Cable_S_Semi(T).acp	Reflectometría del cable sin semiconductora, onda triangular
09_TDR_Cable_S_Semi(C).acp	Reflectometría del cable sin semiconductora, onda cuadrada
10_TDR_Cable_S_Semi(S).acp	Reflectometría del cable sin semiconductora, onda senoidal
11_TDR_Cable_S_Semi(P).acp	Reflectometría del cable sin semiconductora, pulso 100 pC

Ficheros Matlab

Fichero	Descripción
ATP_FRA1.m	Representación Gráfica de FRA
TDR_ATP_11m1.m	Salidas del EMTP-ATP. L = 11,04 m
TDR_ATP_100m1.m	Salidas del EMTP-ATP. L = 100 m
FFT_senales1.m	Determinación de los espectros de frecuencia (FFT) de las señales de excitación
FFT_11m.m	Determinación de los espectros de frecuencia (FFT) de las señales incidentes y de salida para una longitud de cable de 11 m
FFT_100m.m	Determinación de los espectros de frecuencia (FFT) de las señales incidentes y de salida para una longitud de cable de 100 m