

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE MINAS Y  
ENERGÍA



**Nuevos métodos de análisis cuantitativo  
de datos de georradar mediante el  
estudio de la influencia de las  
propiedades electromagnéticas del  
medio**

**TESIS DOCTORAL**

Presentada para optar al título de Doctor por:

**David Paredes Palacios**

Máster Universitario en Geofísica y Meteorología

Madrid, 2024





UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE  
MINAS Y ENERGÍA

**Doctorado en Investigación, Modelización y Análisis del  
Riesgo en Medio Ambiente**

**Nuevos métodos de análisis cuantitativo  
de datos de georradar mediante el  
estudio de la influencia de las  
propiedades electromagnéticas del  
medio**

**TESIS DOCTORAL**

Presentada para optar al título de Doctor por:

**David Paredes Palacios**

Máster Universitario en Geofísica y Meteorología

Bajo la dirección de:

Dr. Jesús M<sup>a</sup> Díaz Curiel

Dra. Bárbara Biosca Valiente

Madrid, 2024



Título: Nuevos métodos de análisis cuantitativo de datos de georradar mediante el estudio de la influencia de las propiedades electromagnéticas del medio

Autor: David Paredes Palacios

Programa de Doctorado: Doctorado en Investigación, Modelización y Análisis del Riesgo en Medio Ambiente

Dirección de tesis:

Dr. Jesús M<sup>a</sup> Díaz Curiel, Profesor Titular de Universidad, Universidad Politécnica de Madrid (Director)

Dra. Bárbara Biosca Valiente, Profesora Contratada Doctor, Universidad Politécnica de Madrid (Codirectora)

Revisores externos:

Tribunal de tesis:

Fecha de defensa:

Este trabajo ha sido financiado en parte por el Proyecto I+D "Caracterización, Remediación, Modelización y Evaluación del Riesgo de la Contaminación de Suelos y Aguas Subterráneas - CARESOIL" perteneciente a la Convocatoria de Programas de I+D en Tecnologías 2013 (S2013/MAE-2739) y 2018 (S2018/EMT-4317).

Algunos de los datos y de los equipos utilizados para el desarrollo de esta tesis han sido cedidos por la empresa Geofísica Aplicada Consultores que ha prestado su colaboración de forma incondicional, por lo que quiero expresarles mi más sincero agradecimiento.



# *Agradecimientos*

Por fin ha llegado el día en que termino de recorrer este largo camino y me gustaría agradecer el apoyo de todas las personas que de alguna manera me han acompañado durante todos estos años dedicados a la tesis.

En primer lugar, me gustaría dar las gracias por su esfuerzo a mis directores de tesis Jesús M<sup>a</sup> Díaz Curiel y Bárbara Biosca Valiente, por todo el tiempo que me han dedicado y por todo cuanto me ha aportado su enorme experiencia, y a Lucía Arévalo Lomas, que me ha ayudado en todo momento con sus sabios consejos y su apoyo permanente, sin vosotros esta tesis no habría llegado a su final, mil gracias a los tres.

Quería agradecer el apoyo de mi compañero de fatigas en este periplo, Joaquín. Empezamos juntos el máster y nos embarcamos también juntos en estos duros años de dedicación a la tesis, muchas gracias por toda tu ayuda.

Así mismo quiero expresar mi agradecimiento a Miguel Herráiz quien me transmitió su pasión por el conocimiento, la docencia y la investigación. Gracias Michel, por tu apoyo durante todos estos años y por ser una fuente de inspiración para tantos alumnos.

Por supuesto, una parte de mis agradecimientos tiene que estar dedicada a mis compañeros de Geofísica Consultores, con quienes tan buenos ratos he pasado y con quienes tanto he aprendido, un fuerte abrazo para todos.

Gracias en especial a mi familia, que siempre ha estado a mi lado, mostrándome su apoyo y su cariño permanentemente.

Mi mayor agradecimiento, sin embargo, es para Alicia y para mis dos pequeñinas, Emma y Sara, quienes han tenido que sacrificar muchos momentos en los que no hemos podido estar juntos. Vuestro apoyo incondicional ha sido mi mayor motivación para conseguir llegar hasta el final. Gracias por todo cuanto me dais sin pedir nada a cambio.



# *Resumen*

La prospección geofísica mediante georradar permite la identificación de ciertos elementos o estructuras presentes en el subsuelo, con gran rapidez y un alto grado de resolución. Es por ello, que el objetivo general planteado en esta tesis consiste en el análisis de las propiedades electromagnéticas del medio a partir de datos de georradar, mediante el planteamiento de tres objetivos específicos orientados al análisis cuantitativo y numérico de las señales.

El primer objetivo propuesto consiste en el desarrollo de herramientas que permitan el estudio de pavimentos asfálticos mediante el análisis de la señal de georradar y más concretamente en la caracterización automática de capas y en el análisis del contenido de humedad. El segundo objetivo específico se centra en analizar los datos de georradar en el espectro de frecuencias para obtener la frecuencia dominante y el ancho de banda como índices que se pueden relacionar con la presencia de ciertos contaminantes en el medio investigado. El tercer y último de los objetivos definidos consiste en el desarrollo de un método experimental que permita obtener valores de permitividad eléctrica, por la importancia de este parámetro en la determinación de la velocidad de propagación de las señales de georradar.

Los estudios derivados del análisis de la señal de georradar para la evaluación de pavimentos asfálticos han demostrado que, a partir de la comparación de amplitudes mediante el coeficiente de correlación de Pearson, junto con otros criterios basados en la información contenida en la curva envolvente y en los datos procedentes de puntos de control, es posible obtener una caracterización automática de los reflectores de interés. Además, mediante el análisis del grado de atenuación de la señal de georradar se ha conseguido identificar en los radargramas aquellas zonas con alto contenido en humedad.

Por otro lado, la metodología propuesta para la optimización del análisis del ancho de banda y de la frecuencia dominante ha permitido delimitar las zonas contaminadas en un caso de estudio, asociándolas a aquellas en las que se produce una variación notable con respecto al espectro de frecuencias promedio de los perfiles de georradar.

En cuanto a las medidas realizadas con el analizador de impedancias, se ha conseguido cuantificar la influencia de la humedad y de la conductividad en los valores de la permitividad eléctrica del medio. Este parámetro resulta determinante para poder calcular la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas durante el proceso de atribución de profundidades en el ámbito de aplicación del georradar.

Como conclusión general se puede afirmar que la interpretación cuantitativa de los datos de georradar debería reemplazar a la tradicional interpretación visual de los radargramas. Por ello, las diferentes

metodologías propuestas en esta tesis resultan de especial interés para ciertas investigaciones, como la caracterización de zonas contaminadas o el análisis del grado de humedad.

En lo referente a la metodología propuesta en el análisis de las aplicaciones del georradar para el estudio de pavimentos asfálticos, se ha conseguido desarrollar una herramienta que permite, por un lado, la delimitación de capas del firme de una carretera de forma automática y por otro, cuantificar la presencia de humedades en el mismo por su relación con la atenuación de las señales de georradar.

En cuanto al análisis conjunto del ancho de banda y la frecuencia dominante, la metodología propuesta ha demostrado su capacidad para obtener rápidos resultados relacionados con la presencia de ciertos contaminantes en el subsuelo, que a su vez dependen directamente de la conductividad y del grado de atenuación del medio investigado.

Finalmente, en relación a la determinación de la permitividad eléctrica a partir del analizador de impedancias, se puede destacar que el método experimental desarrollado ofrece una fuerte estabilidad en las medidas realizadas para un amplio rango de frecuencias.

# *Abstract*

Geophysical prospecting by GPR (*ground penetrating radar*) allows the identification of certain elements or structures present in the subsoil, with great quickness and a high degree of resolution. Therefore, the general objective of this thesis is the analysis of the electromagnetic properties of the medium from GPR data, by means of three specific objectives oriented to the quantitative and numerical analysis of the signals.

The first proposed objective consists in the development of tools that allow the study of asphalt pavements through the analysis of the GPR signal and more specifically in the automatic characterization of the layers and in the analysis of the moisture content. The second specific goal focuses on analyzing the GPR data in the frequency spectrum to obtain the dominant frequency and bandwidth as parameters that can be related to the presence of certain contaminants in the investigated medium. The third and last of the defined aims consists of the development of an experimental method to obtain the dielectric permittivity values, due to the importance of this parameter in the determination of the propagation velocity of the GPR signals.

The studies derived from the analysis of the GPR signal for the evaluation of asphalt pavements have shown that, from the comparison of amplitudes by means of the Pearson correlation coefficient, together with other criteria based on the information contained in the envelope curve and in the data from control points, it is possible to obtain an automatic characterization of the reflectors of interest. In addition, by analyzing the degree of attenuation of the GPR signal, it has been possible to identify in the radargrams those areas with high moisture content.

On the other hand, the methodology proposed for the optimization of the bandwidth and dominant frequency analysis has allowed delimiting the contaminated zones in a case study, associating them to those in which there is a notable variation with respect to the average frequency spectrum of the GPR profiles.

Regarding the measurements made with the impedance analyzer, it has been possible to quantify the influence of moisture and conductivity on the values of the dielectric permittivity of the medium as a determining parameter to calculate the propagation velocity of electromagnetic waves during the process of depth attribution in the GPR application context.

As a general conclusion, it can be stated that the quantitative interpretation of GPR data should replace the traditional visual interpretation of radargrams. Therefore, the different methodologies proposed in this thesis are of special interest for certain subsurface investigations, such as the characterization of contaminated areas or moisture content analysis.

In relation to the proposed methodology in the analysis of ground penetrating radar applications for the study of asphalt pavements, a tool has been developed that allows both the automatic delimitation of road surface layers and the quantification of the presence of moisture in the pavement due to its relation with the attenuation of GPR signals.

Regarding the joint analysis of bandwidth and dominant frequency, the proposed methodology has demonstrated its ability to obtain fast results related to the presence of certain contaminants in the subsurface, which depend directly on the conductivity and attenuation of the medium investigated with GPR.

Finally, regarding the determination of the dielectric permittivity through of the impedance analyzer, it can be highlighted that the experimental method developed offers a strong stability in the measurements performed for a wide frequency range.

# Índice

<i>Resumen</i>	v
<i>Abstract</i>	vii
<i>Índice</i>	ix
<i>Índice de figuras</i>	xiii
<i>Índice de tablas</i>	xvii
<b>Capítulo 1 INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1 Planteamiento general.....	1
1.2 Objetivos.....	2
1.3 Contenido de la memoria.....	3
<b>Capítulo 2 TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA ASOCIADA AL     GEORRADAR</b>	<b>5</b>
2.1 Introducción.....	5
2.2 Ecuaciones de Maxwell.....	5
2.2.1 Ley de Gauss para el campo eléctrico.....	6
2.2.2 Ley de Gauss para el campo magnético.....	6
2.2.3 Ley de inducción de Faraday.....	6
2.2.4 Ley de Ampère-Maxwell.....	7
2.2.5 Ecuación de continuidad y fuerza de Lorentz.....	7
2.2.6 Casos particulares.....	8
2.2.7 Ecuaciones constitutivas.....	9



<b>Capítulo 5</b>	<b>CARACTERIZACIÓN AUTOMATIZADA DE REFLECTORES Y ESTUDIO DE LA ATENUACIÓN PARA EL ANÁLISIS DE LA HUMEDAD</b>	<b>55</b>
5.1	Introducción .....	55
5.2	Preprocesado de las señales .....	58
5.2.1	Eliminación del desplazamiento DC.....	58
5.2.2	Corrección de los efectos geométricos .....	60
5.3	Caracterización automatizada de reflectores .....	63
5.4	Análisis de la humedad .....	65
5.5	Resultados .....	68
5.5.1	Resultados de la caracterización automatizada de reflectores .....	69
5.5.2	Resultados del análisis de la humedad.....	71
5.6	Conclusiones .....	72
<b>Capítulo 6</b>	<b>OPTIMIZACIÓN DEL ANÁLISIS DEL ANCHO DE BANDA Y DE LA FRECUENCIA DOMINANTE. APLICACIÓN A UN CASO DE CONTAMINACIÓN DE SUELOS POR HIDROCARBUROS</b>	<b>75</b>
6.1	Introducción .....	75
6.2	Contaminación de suelos por hidrocarburos.....	76
6.3	Frecuencia dominante y ancho de banda .....	77
6.4	Sistema <i>step-frequency</i> .....	79
6.5	Caso de estudio .....	80
6.5.1	Adquisición de datos.....	82
6.5.2	Procesado de los datos .....	83
6.6	Análisis de los resultados.....	84
6.6.1	Correlación con los valores de resistividad .....	86
6.7	Conclusiones .....	88
<b>Capítulo 7</b>	<b>ANÁLISIS DE LA PERMITIVIDAD ELÉCTRICA MEDIANTE DATOS OBTENIDOS EN UN ANALIZADOR DE IMPEDANCIAS</b>	<b>91</b>
7.1	Introducción .....	91
7.2	Método experimental .....	93
7.2.1	Compensación y calibración.....	94
7.2.2	Selección del tipo de electrodo .....	97

7.2.3 Preparación de las muestras .....	102
7.2.4 Análisis de errores.....	104
7.3 Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad .....	106
7.4 Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad .....	110
7.5 Modelización de la parte imaginaria de la permitividad.....	114
7.6 Conclusiones .....	119
<b>Capítulo 8 CONCLUSIONES GENERALES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS</b>	<b>123</b>
8.1 Conclusiones generales.....	123
8.2 Líneas de investigación futuras.....	126
<b><i>Referencias bibliográficas</i></b>	<b>129</b>
<b><i>Anexo I. Gráficos de ancho de banda y frecuencia dominante</i></b>	<b>143</b>
<b><i>Anexo II. Resultados numéricos de permitividad eléctrica relativa</i></b>	<b>147</b>
<b><i>Anexo III. Contribuciones Científicas</i></b>	<b>159</b>

# *Índice de figuras*

Figura 2.3.1. Representación gráfica de la polarización lineal (izquierda), polarización circular (centro) y polarización elíptica (derecha). Por motivos de simplificación, únicamente aparecen representadas las proyecciones del campo eléctrico .....	15
Figura 2.3.2. Esquema representativo de las trayectorias de las ondas incidente, reflejada y transmitida, donde $\theta_i$ , $\theta_r$ y $\theta_t$ son sus ángulos respectivos, referidos a una recta perpendicular al plano de la interfase .....	16
Figura 2.3.3. Gráfico de variación de la constante dieléctrica ( $\epsilon'_r$ ) frente al coeficiente de reflexión en valor absoluto $ \Gamma $ .....	23
Figura 3.1.1. Radargrama sintético con las ondulaciones a izquierda y derecha sombreadas en diferente color .....	27
Figura 3.2.1. Esquema de los diferentes componentes de un sistema de georradar y de las ondas transmitidas y reflejadas. La antena transmisora (Tx) y la antena receptora (Rx) forman parte de una misma unidad..	29
Figura 3.2.2. Esquema de radiación de una antena de georradar, mostrando tanto el lóbulo principal como los lóbulos secundarios .....	31
Figura 3.4.1. Representación esquemática de un modelo de tres capas y las correspondientes trazas registradas con el georradar. La capa intermedia no es identificable hasta alcanzar un determinado espesor (adaptada de Lorenzo, 1994).....	36
Figura 3.4.2. Representación de un pulso ideal (izquierda) y un pulso real (derecha) en función del tiempo .....	38
Figura 3.4.3. Huella elíptica y cono de radiación de una antena de georradar (adaptada de Conyers & Goodman, 1997).....	40
Figura 3.6.1. Esquema representativo de un registro pseudo-hiperbólico generado por un objeto de dimensiones finitas enterrado en el medio investigado .....	44
Figura 4.2.1. Esquema de la influencia de la frecuencia en la permitividad compleja y los diferentes mecanismos de polarización .....	48

Figura 4.2.2. Variación, con respecto a la frecuencia, de la permitividad compleja relativa del agua a 20 °C (adaptada de Beneduci, 2008) .....	51
Figura 4.2.3. Representación esquemática de un diagrama Cole-Cole (adaptada de Martin et al., 2011)..	52
Figura 5.2.1. Representación logarítmica de los datos antes (A) y después (B) de aplicar la corrección del desplazamiento DC .....	60
Figura 5.2.2. Esquema explicativo de la divergencia esférica .....	61
Figura 5.2.3. Esquema explicativo del efecto dipolar .....	62
Figura 5.2.4. Función de propagación ajustada a una traza .....	63
Figura 5.2.5. Traza corregida por los efectos geométricos .....	63
Figura 5.3.1. Radargrama generado con las envolventes de cada traza, junto con la representación gráfica de una de las trazas en valores absolutos (azul) y su curva envolvente (rojo) .....	65
Figura 5.5.1. Antena de georradar 3D multifrecuencia montada en el vehículo de auscultación .....	69
Figura 5.5.2. Ejemplo de los resultados obtenidos mediante el algoritmo de delineación automática de reflectores .....	71
Figura 5.5.3. Muestra de los resultados obtenidos mediante el algoritmo de análisis de la atenuación de la señal de georradar .....	72
Figura 6.3.1. Diagrama esquemático de un espectro de frecuencias típico de una señal de georradar y los dos índices analizados en este capítulo .....	79
Figura 6.4.1. Esquema descriptivo del sistema <i>step-frequency</i> de barrido de frecuencias y todos sus parámetros asociados .....	80
Figura 6.5.1. Mapa Geológico Continuo Digital a escala 1:50.000, Zona Z2400 (Cuenca del Tajo-Mancha). El rectángulo rojo marca la posición de la zona de estudio y las letras indican las diferentes formaciones geológicas .....	81
Figura 6.5.2. Plano de localización de los perfiles de georradar (líneas azules) y de las medidas de resistividad (puntos rojos) que han sido realizadas en la zona de estudio.....	82
Figura 6.6.1. Ejemplos de los resultados obtenidos para una zona libre de contaminante (izquierda) y para una zona con presencia de LNAPL (derecha). Los valores obtenidos para la frecuencia dominante se muestran en rojo y los correspondientes al ancho de banda en azul .....	84
Figura 6.6.2. Mapa de distribución superficial de los resultados obtenidos para la frecuencia dominante	85
Figura 6.6.3. Mapa de distribución superficial de los resultados obtenidos para el ancho de banda .....	85

Figura 6.6.4. Mapa de distribución de los resultados obtenidos para el análisis conjunto del ancho de banda y de la frecuencia dominante. La escala de color muestra un gradiente de verde a rojo de acuerdo con los límites establecidos para los dos índices.....	86
Figura 6.6.5. Mapa de distribución de los valores de resistividad obtenidos con el conductímetro electromagnético. Los valores representados corresponden a una profundidad de 1.1 m .....	87
Figura 6.6.6. Mapa de distribución de los valores de resistividad obtenidos con el conductímetro electromagnético. Los valores representados corresponden a una profundidad de 2.1 m .....	87
Figura 6.6.7. Mapa de distribución de los valores de resistividad obtenidos con el conductímetro electromagnético. Los valores representados corresponden a una profundidad de 3.3 m .....	88
Figura 7.2.1. Equipo de medida utilizado para la adquisición de datos de permitividad eléctrica. En la imagen se puede observar el analizador de impedancias y en primer plano el accesorio utilizado como condensador de placas paralelas.....	94
Figura 7.2.2. Esquema representativo de los conceptos de impedancia residual y admitancia parásita.....	95
Figura 7.2.3. Esquema representativo la disposición de la muestra (en marrón), del electrodo protector, de los electrodos de medida y de las líneas de campo eléctrico .....	96
Figura 7.2.4. Esquema representativo (con exageración vertical) de los huecos de aire que se generan por la rugosidad de la muestra a medir.....	97
Figura 7.2.5. Gráfico explicativo de la disposición de los electrodos y de la muestra a medir (en color marrón), para las medidas de capacitancia, con la muestra y el espacio de aire ( $C_{S2}$ ) y sólo con aire ( $C_{S1}$ ) .....	98
Figura 7.2.6. Gráfico explicativo de la disposición de los electrodos, de la muestra a medir (en color marrón), y del recipiente plástico (en color azul) en cada una de las tres mediciones necesarias. Izquierda: solo con el recipiente y con el método del electrodo de contacto ( $C_p$ ). Centro: con la muestra, el recipiente y el espacio de aire ( $C_{S2}$ ). Derecha: sólo con aire ( $C_{S1}$ ) .....	100
Figura 7.2.7. Gráfico de valores de constante dieléctrica obtenidos con las diferentes metodologías descritas para una de las muestras analizadas en estado seco .....	102
Figura 7.2.8. Ejemplo de una de las muestras utilizadas en este estudio y representación gráfica de sus dimensiones.....	103
Figura 7.2.9. Representación gráfica de los valores de las constantes $\alpha_a$ y $\alpha_b$ para una separación de electrodos de entre 0,01 mm y 10 mm .....	105
Figura 7.3.1. Gráficos de variación de la constante dieléctrica en función de la frecuencia para diferentes grados de humedad. Se muestran los resultados obtenidos para cada una de las 5 muestras ensayadas ..	108

Figura 7.3.2. Gráfico de variación de la constante dieléctrica en función del grado de humedad para una frecuencia de 10 MHz .....	109
Figura 7.4.1. Gráfico de variación de la conductividad en función de la concentración de NaCl en disolución en agua destilada .....	111
Figura 7.4.2. Gráficos de variación de la constante dieléctrica en función de la conductividad de la muestra para un rango de frecuencias comprendido entre 1 MHz y 10 MHz. Se muestran los resultados obtenidos para cada una de las 5 muestras ensayadas .....	112
Figura 7.4.3. Gráficos de variación de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica ( $\epsilon_r''$ ) y del factor de pérdidas ( $\epsilon_r''/\epsilon_r'$ ) en función de la conductividad de la muestra para un rango de frecuencias comprendido entre $10^4$ Hz y 10 MHz. Se muestran los resultados obtenidos para la muestra C-002 .....	114
Figura 7.5.1. Curvas correspondientes a los valores de las medidas de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ ), junto con las curvas obtenidas mediante la expresión analítica para cada una de las conductividades analizadas .....	118
Figura 7.5.2. Curvas de variación de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica ( $\epsilon_r''$ ) en función de la conductividad, para un rango de frecuencias comprendido entre $10^4$ Hz y $10^{11}$ Hz, obtenidas mediante la expresión empírica desarrollada .....	119
Figura I.1. Resultados obtenidos para la frecuencia dominante (rojo) y el ancho de banda (azul) en los perfiles GPR3D-01 a GPR3D-06 .....	143
Figura I.2. Resultados obtenidos para la frecuencia dominante (rojo) y el ancho de banda (azul) en los perfiles GPR3D-07 a GPR3D-14 .....	144
Figura I.3. Resultados obtenidos para la frecuencia dominante (rojo) y el ancho de banda (azul) en los perfiles GPR3D-15 a GPR3D-17 .....	145

# *Índice de tablas*

Tabla 2.3.1. Coeficientes de Fresnel de reflexión y transmisión .....	17
Tabla 2.3.2. Coeficientes de Fresnel, reflectancia y transmitancia, en el caso de propagación en dirección perpendicular al plano de la interfase.....	19
Tabla 7.3.1. Valores de humedad obtenidos para cada muestra analizada en estado saturado y en los 5 pasos de secado posteriores.....	107
Tabla 7.4.1. Valores de conductividad para cada una de las disoluciones de NaCl en agua destilada, utilizadas para el ensayo.....	110
Tabla 7.4.2. Valores de humedad obtenidos para cada muestra analizada para cada una de las concentraciones de NaCl utilizadas en el ensayo.....	111
Tabla 7.5.1. Valores del coeficiente de correlación de Pearson obtenidos para las curvas de $\epsilon_r''$ , con los datos medidos y modelizados, de las diferentes conductividades analizadas .....	118
Tabla II.1. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-001 .....	147
Tabla II.2. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-002 .....	148
Tabla II.3. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-003 .....	149
Tabla II.4. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-004 .....	150
Tabla II.5. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-005 .....	151
Tabla II.6. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-001 .....	152
Tabla II.7. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-002.....	153

Tabla II.8. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-003 .....	154
Tabla II.9. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-004 .....	155
Tabla II.10. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-005 .....	156
Tabla II.11. Análisis de la parte imaginaria de permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ ) frente a variaciones de conductividad para la muestra C-002 .....	157
Tabla II.12. Análisis del factor de disipación ( $\epsilon_r''/\epsilon_r'$ ) frente a variaciones de conductividad para la muestra C-002 .....	158

# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Planteamiento general

La prospección geofísica mediante georradar es una de las técnicas más utilizadas para la investigación del subsuelo y ha experimentado, en los últimos años, un notable avance asociado tanto al desarrollo de nuevos equipos como a su aplicación en campos hasta ahora poco extendidos. Tal es el caso, por ejemplo, de la utilización del georradar para el estudio de cimentaciones armadas o para el análisis del estado de infraestructuras lineales a gran escala.

Una de las aplicaciones de mayor proyección para la técnica del georradar es, sin duda, la detección de ciertos contaminantes en el subsuelo, ya que, al modificar las propiedades electromagnéticas del medio, darán lugar a notables cambios, en ocasiones, visibles en los radargramas.

Por este motivo la prospección geofísica mediante georradar está siendo ampliamente utilizada en algunas investigaciones de zonas contaminadas por hidrocarburos, sin embargo, gran parte de los estudios previos se han basado generalmente en la interpretación gráfica o visual de horizontes de correlación en los radargramas, cuyo principal objetivo es realzar los reflectores que corresponden a diferentes interfases netas de suficiente extensión y contraste de propiedades electromagnéticas como para asignarles un cambio estructural en el subsuelo.

La interpretación visual de los registros de georradar es el método más extendido por su sencillez, pero para ciertas aplicaciones, como la identificación de zonas con diferente grado de humedad, o la presencia de contaminantes en el subsuelo, el tratamiento previo de los datos suele eliminar determinadas variaciones que se producen en el recorrido tanto directo como reflejado de las ondas de georradar, confiriendo a la interpretación visual un elevado carácter subjetivo. Ello es debido, entre otros factores, a que las propiedades petrofísicas de ciertas litologías, como los sedimentos granulares no cementados, o

simplemente suelos, como la porosidad o la gradación de los tamaños de grano, que afectan al contenido en agua, no presentan variaciones tan netas como, por ejemplo, las fracturas en las rocas.

Por lo tanto, se hacía necesario el desarrollo de ciertas herramientas que permitan realizar un tratamiento numérico de las trazas de georradar que derive en un análisis cuantitativo de las señales de cara a distinguir, en los radargramas, zonas con diferentes propiedades electromagnéticas no separadas por interfases netas y evite el problema asociado a las incertidumbres interpretativas, lo que constituye el motivo fundamental del desarrollo de esta tesis.

A grandes rasgos, la influencia de la variación de propiedades electromagnéticas en la interpretación cuantitativa de los datos de georradar, se ha abordado a través de dos actividades diferenciadas.

Por una parte, avanzando en el procesado de las amplitudes y frecuencias de las trazas de los radargramas, que permita inferir una distribución de propiedades electromagnéticas en el subsuelo y, por otra parte, en la puesta en marcha y optimización de un analizador de impedancias con el objeto de evaluar la variación de la permitividad eléctrica de suelos frente a determinados factores como la humedad o la conductividad. La combinación de ambas actividades posibilitará, en función del grado de éxito de éstas, la determinación de la presencia de contaminantes en suelos y aguas subterráneas o la utilización de las metodologías desarrolladas para su uso en otras aplicaciones de interés.

## **1.2 Objetivos**

El desarrollo de esta tesis tiene un claro objetivo general, que consiste en el análisis de las propiedades electromagnéticas del medio investigado a partir de datos obtenidos mediante la utilización de la técnica del georradar.

Para ello, se han planteado tres objetivos específicos orientados en todo momento al análisis cuantitativo y numérico de los datos de georradar, que permitan obtener resultados en base al análisis de la permitividad eléctrica y de la conductividad del medio investigado.

El primer objetivo planteado consiste en desarrollar un método que permita la evaluación de pavimentos asfálticos a partir del análisis de la señal de georradar y más concretamente mediante la caracterización automática de capas y el estudio del contenido de humedad.

Para alcanzar este primer objetivo, se ha planteado una metodología enfocada en la comparación de amplitudes mediante el coeficiente de correlación de Pearson, junto con otros criterios basados en la información contenida en la curva envolvente y en los datos procedentes de puntos de control. De esta forma, es posible obtener una caracterización automática de los reflectores de interés. Además, mediante el análisis del grado de atenuación de la señal de georradar, provocada por la influencia del medio y por los

correspondientes mecanismos asociados a la pérdida de energía, se ha conseguido identificar en los radargramas aquellas zonas con alto contenido en humedad.

Como segundo objetivo específico, se ha planteado una metodología basada en el estudio del desplazamiento espectral de las señales de georradar en el dominio de frecuencias. El contenido espectral de los pulsos de georradar está influenciado en gran medida por las propiedades electromagnéticas de los materiales presentes en el medio analizado, por lo que se observará un desplazamiento del espectro hacia frecuencias diferentes a las emitidas.

Este desplazamiento será más notable en aquellos materiales con altos índices de atenuación, por lo que, en un terreno fundamentalmente arenoso, el contenido espectral de la señal de georradar será mucho más rico que en un medio predominantemente arcilloso y del mismo modo, la humedad o la presencia de ciertos contaminantes pueden producir una fuerte atenuación de las señales, condicionando el contenido de frecuencias de la señal registrada.

El tercer y último de los objetivos específicos planteado consiste en desarrollar un método preciso para obtener valores de permitividad eléctrica por su importancia en la determinación precisa de la velocidad de propagación de las señales de georradar y en la atribución de profundidades de investigación.

Para ello se ha planteado una metodología basada en la realización de medidas en un analizador de impedancias, por lo que será necesario determinar el procedimiento experimental óptimo para poder obtener con precisión los valores de permitividad eléctrica en muestras de suelos.

Es importante destacar que esta tesis ha sido planteada con el objetivo de encontrar nuevos procedimientos para el análisis cuantitativo de datos de georradar, por lo tanto, los resultados obtenidos consisten fundamentalmente en las nuevas metodologías desarrolladas.

## 1.3 Contenido de la memoria

La presente tesis se ha estructurado en ocho capítulos y tres anexos. Los ocho capítulos pueden ser divididos en tres bloques principales: Fundamentos teóricos (Capítulos 2 a 4), Metodologías propuestas y sus resultados (Capítulos 5 a 7) y Conclusiones (Capítulo 8). En el presente Capítulo 1 se presenta la introducción, donde se detalla el planteamiento general y los objetivos principales de la tesis.

En el Capítulo 2 se presenta un resumen de la teoría electromagnética directamente relacionada con la prospección geofísica mediante georradar incidiendo especialmente en la descripción de las ecuaciones de Maxwell y en la deducción de la ecuación de ondas, así como en los fenómenos implicados en la propagación de las ondas electromagnéticas que están asociados al uso del georradar.

El Capítulo 3 recoge los fundamentos básicos de la prospección con georradar y algunos aspectos importantes relacionados con el procesado de sus señales. Se detallan los componentes que acompañan a

un equipo de georradar en términos generales y se explican algunos fenómenos importantes que deberán tenerse en cuenta en las metodologías propuestas en los siguientes capítulos.

En el Capítulo 4 se exponen algunos conceptos básicos relacionados con la medición directa de algunas propiedades electromagnéticas y los mecanismos de polarización, poniendo un especial énfasis en la permitividad eléctrica y en cómo puede obtenerse a partir de las medidas realizadas en un analizador de impedancias.

El Capítulo 5 consiste en el desarrollo de una metodología que permita el estudio de pavimentos asfálticos mediante el análisis de la señal de georradar. Este capítulo se centra en la caracterización automática de reflectores y en el análisis del contenido de humedad, como dos de los factores más determinantes en la evaluación del estado de conservación del pavimento.

En el Capítulo 6 se presenta la segunda metodología propuesta para el análisis cuantitativo de las señales de georradar que está fundamentada en el análisis de la frecuencia dominante y el ancho de banda como índices que pueden relacionarse con el grado de humedad o con la presencia de ciertos contaminantes en el subsuelo.

La tercera metodología propuesta en esta tesis queda recogida en el Capítulo 7. En él se presenta un método experimental para la obtención de la permitividad eléctrica del medio mediante medidas realizadas en un analizador de impedancias. El conocimiento de la permitividad eléctrica es fundamental en el ámbito de la prospección con georradar por su relación directa con la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas. Por otro lado, el análisis de sus variaciones puede ser utilizado como parámetro indicativo del grado de humedad o de la conductividad del medio investigado.

El Capítulo 8 recoge las principales conclusiones generales extraídas en forma global del presente trabajo y se presenta una propuesta de posibles líneas de investigación futuras.

Para completar la tesis, se han incluido tres anexos. El Anexo I recoge algunos resultados gráficos correspondientes al Capítulo 6, mientras que en el Anexo II se presentan los resultados numéricos que han sido obtenidos en el Capítulo 7. Finalmente, en el Anexo III quedan referenciadas las publicaciones científicas y las contribuciones a congresos surgidas del trabajo de esta tesis.

## Capítulo 2

# TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA ASOCIADA AL GEORRADAR

### 2.1 Introducción

En el contexto de las aplicaciones con georradar, es importante conocer la influencia de las propiedades eléctricas del medio en los procesos de propagación de las ondas electromagnéticas.

El comportamiento de los campos electromagnéticos, junto con ciertos conceptos de óptica geométrica representan las bases fundamentales de la prospección con georradar.

Los mecanismos de desplazamiento de una onda de georradar durante su propagación por el medio se fundamentan en las ecuaciones de Maxwell (1873), que relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las fuentes que los generan. Estas ecuaciones constituyen la base para determinar el comportamiento de una onda electromagnética que se propaga a través de un medio material, así como en las interfases que separan dos medios con diferentes propiedades electromagnéticas (Reitz et al., 1996).

### 2.2 Ecuaciones de Maxwell

Cualquier fenómeno observado en el ámbito del electromagnetismo se rige por las ecuaciones de Maxwell, en las que se engloban las leyes de Gauss, Ampère y Faraday, creando un marco completo para la unificación de la electricidad y el magnetismo. En esta sección se presentan las cuatro leyes como un contexto general para todas las propiedades que caracterizan los campos eléctrico y magnético describiendo el electromagnetismo como un único fenómeno físico en el que el campo eléctrico  $\vec{E}$  y el campo magnético  $\vec{B}$  tienen un origen interrelacionado.

## 2.2.1 Ley de Gauss para el campo eléctrico

La primera ley de Maxwell dice que la divergencia de un campo eléctrico  $\vec{E}$  en cualquier punto es igual a la densidad de carga en dicho punto dividida por la permitividad eléctrica del vacío:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho_q}{\epsilon_0} \quad (2.2.1)$$

donde  $\rho_q$  es la densidad de carga y  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica de vacío.

Con esta ley, el origen de las líneas de campo se relaciona, mediante la divergencia, con su causa, implícita en la densidad de carga.

## 2.2.2 Ley de Gauss para el campo magnético

La segunda ley de Maxwell establece que la divergencia de un campo magnético  $\vec{B}$  es cero en cualquier punto:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2.2)$$

Esta ley determina que las líneas de los campos magnéticos deben ser cerradas, lo que implica la inexistencia del monopolo magnético.

## 2.2.3 Ley de inducción de Faraday

La tercera ley de Maxwell, es una reformulación de la ley de inducción de Faraday y es la primera en mostrar una interrelación entre los campos eléctrico y magnético, estableciendo que el rotacional del campo eléctrico  $\vec{E}$  en un punto cualquiera es igual a la variación con respecto al tiempo del campo magnético en dicho punto, con signo contrario:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2.3)$$

Esta ley explica que un campo magnético que varía con el tiempo genera o modifica un campo eléctrico transversal en el espacio.

## 2.2.4 Ley de Ampère-Maxwell

Partiendo de la ley de Ampère-Maxwell, a través de la cuarta ley de Maxwell se relaciona el rotacional del campo magnético  $\vec{B}$  con la densidad de corriente eléctrica  $\vec{J}$  y con la variación con respecto al tiempo del campo eléctrico  $\vec{E}$ , mediante:

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \left( \vec{J} + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \quad (2.2.4)$$

donde  $\mu_0$  y  $\varepsilon_0$  son, respectivamente, la permeabilidad magnética y la permitividad eléctrica del vacío.

Esta cuarta ley indica que los campos magnéticos tienen un origen que puede estar motivado por las corrientes eléctricas o por variaciones temporales de campos eléctricos.

## 2.2.5 Ecuación de continuidad y fuerza de Lorentz

Para completar las ecuaciones que gobiernan los fenómenos relacionados con la electrodinámica, es necesario introducir otras dos relaciones.

Por un lado, la ecuación de continuidad relaciona la densidad de corriente con la derivada de la densidad de carga respecto del tiempo:

$$\nabla \cdot \vec{J} = -\frac{\partial \rho_q}{\partial t} \quad (2.2.5)$$

Es decir, sólo existirá flujo de corriente si se produce una variación de la cantidad de carga con respecto al tiempo.

Por otro lado, la fuerza que experimentaría una partícula sometida a un campo electromagnético se expresa mediante la denominada fuerza de Lorentz, que se resume como la suma algebraica de las fuerzas eléctrica y magnética:

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.2.6)$$

donde  $q$  es el valor de la carga de la partícula,  $\vec{E}$  es el vector intensidad de campo eléctrico,  $\vec{v}$  es la velocidad propia de la partícula y  $\vec{B}$  es el vector inducción magnética.

Si consideramos una distribución continua de cargas y de corriente:

$$\vec{F} = \int_V (\rho_q \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B}) dV \quad (2.2.7)$$

## 2.2.6 Casos particulares

Analizando las cuatro leyes de Maxwell en algunas situaciones particulares, se pueden deducir ciertas conclusiones notables (Reitz et al., 1996).

En primer lugar, resulta interesante analizar el caso en que los campos eléctrico y magnético son estacionarios, es decir, no varían con el tiempo. En estas condiciones, las cuatro leyes de Maxwell toman la siguiente forma:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho_q}{\epsilon_0} \quad (2.2.8)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2.9)$$

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad (2.2.10)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} \quad (2.2.11)$$

En esta situación, las únicas fuentes de generación son las cargas y las corrientes eléctricas y como se puede observar, los campos eléctrico y magnético se comportan de forma complementaria.

El rotacional del campo eléctrico ( $\nabla \times \vec{E}$ ) es siempre cero, por lo que el trabajo realizado por una carga en un circuito cerrado es cero, indicando que se trata de un campo conservativo. Por otro lado, su divergencia ( $\nabla \cdot \vec{E}$ ) es diferente de cero y presenta una dependencia tanto con la densidad de carga eléctrica como con la permitividad del medio.

El campo magnético se comporta de forma contraria, siendo la divergencia ( $\nabla \cdot \vec{B}$ ) la que, en un estado estacionario es cero (no existen cargas magnéticas). Por el contrario, el rotacional del campo magnético ( $\nabla \times \vec{B}$ ) no es cero, es decir, no es un campo conservativo.

El segundo caso interesante consiste en la ausencia de cargas y corrientes eléctricas ( $\rho_q = 0$ ;  $\vec{J} = 0$ ) en condiciones no estacionarias, por lo tanto, la única fuente de generación de los campos es la existencia de ellos mismos.

En este caso, las ecuaciones de Maxwell quedan simplificadas de la siguiente forma:

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.2.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2.13)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2.14)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.2.15)$$

Como se puede observar, en ausencia de cargas para el campo eléctrico y de corrientes para el campo magnético desaparece la principal diferencia existente entre ambos campos, es decir, la inexistencia de cargas magnéticas. Por otro lado, estas expresiones simplificadas muestran cómo las únicas fuentes de cada uno de los campos tienen su origen en las variaciones producidas en el complementario.

Además, dado que la dirección de cada uno de los campos es la misma que la del rotacional del complementario, se deduce la condición de perpendicularidad existente siempre entre la dirección de los campos eléctrico y magnético.

## 2.2.7 Ecuaciones constitutivas

Las denominadas ecuaciones constitutivas proporcionan una descripción macroscópica de la respuesta de los materiales a la aplicación de un campo electromagnético (Mohr & Taylor, 2002).

Para medios cuyas propiedades electromagnéticas no dependen de la dirección de propagación (medios isotrópos), son las mismas en cualquier punto del medio (medios homogéneos) y dependen linealmente de los campos eléctrico y magnético (medios lineales), estas ecuaciones se expresan mediante las siguientes relaciones:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.2.16)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.2.17)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.2.18)$$

donde  $\vec{E}$  es la intensidad del campo eléctrico ( $V \cdot m^{-1}$ ),  $\vec{H}$  representa la intensidad del campo magnético ( $A \cdot m^{-1}$ ),  $\vec{D}$  es el vector desplazamiento eléctrico ( $C \cdot m^{-2}$ ),  $\vec{B}$  denota la inducción magnética ( $T$  ó  $Wb \cdot m^{-2}$ ),  $\vec{J}$  es la densidad de corriente ( $A \cdot m^{-2}$ ) y  $\sigma$ ,  $\epsilon$  y  $\mu$  son, respectivamente, la conductividad eléctrica, la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética.

Es necesario remarcar que, en general,  $\sigma$ ,  $\epsilon$  y  $\mu$  son magnitudes tensoriales, aunque para las aplicaciones prácticas del georradar se puede asumir como válida la premisa inicial (medios isotrópos) y considerar dichos tensores como magnitudes escalares complejas (Carcione, 1996).

Por otro lado, estos tres parámetros del medio, con respecto a la propagación de campos electromagnéticos, pueden descomponerse en dos direcciones perpendiculares en relación a la dirección del campo al que se oponen. Esa descomposición surge del hecho de que los sistemas de medición de los campos son generalmente unidireccionales (líneas conductoras y bobinas). Así, la respuesta en la misma dirección del campo, esto es, la componente en fase, se denomina convencionalmente componente real y la respuesta para un desfase de  $\pi/2$  respecto al campo se denomina convencionalmente componente imaginaria.

La ecuación (2.2.16) representa la Ley de Ohm, en la que  $\sigma$  denota la conductividad eléctrica del medio ( $S \cdot m^{-1}$ ). Describe el movimiento de cargas libres en presencia de un campo eléctrico, generando una corriente eléctrica y las pérdidas de energía asociadas a la resistencia al flujo de dichas cargas.

En algunos ámbitos de la geofísica es habitual la utilización de la inversa de la conductividad, que es la resistividad eléctrica  $\rho$  ( $\Omega \cdot m$ ), como la característica de dicho medio que determina su oposición al paso de corriente eléctrica.

Para los medios geológicos, la conductividad puede ser de origen metálico o iónico. A bajas frecuencias, la conductividad iónica (debida al desplazamiento de iones en el fluido de la formación) es el mecanismo más generalizado, siendo su efecto inversamente proporcional a la frecuencia. La conductividad metálica se caracteriza por realizarse el transporte de electrones en la matriz misma de la roca, siendo este caso poco común en medios geológicos, aunque puede producirse en ciertos yacimientos masivos de minerales metálicos o de esquistos grafitosos.

En general, en los ambientes geológicos, la fase sólida es muy resistiva, por lo que su resistividad depende fundamentalmente de la conductividad y tipo del fluido que rellena sus poros, siendo decreciente con la porosidad total y con la conductividad del fluido de la formación, aunque también depende de la distribución y forma de los poros y fisuras (Díaz-Curiel, 2000).

La relación entre la resistividad total de una formación geológica y la del fluido que rellena sus poros se conoce como factor de formación ( $F$ ):

$$F = \frac{\rho}{\rho_w} \quad (2.2.19)$$

donde  $\rho$  es la resistividad eléctrica del medio y  $\rho_w$  es la resistividad eléctrica del fluido que rellena los poros.

La permitividad eléctrica  $\epsilon$  ( $F \cdot m^{-1}$ ) caracteriza el almacenamiento de energía a través de la polarización dieléctrica del medio. Este fenómeno se produce cuando la presencia de un campo eléctrico externo induce la orientación de las partículas que componen el material, generando dipolos y alejando las cargas ligadas de signos opuestos. Se genera por lo tanto un campo eléctrico interno que contrarresta el campo exterior. El desplazamiento de cargas resulta en un almacenamiento de energía en el material y unas pérdidas

asociadas al desplazamiento y orientación de las cargas. Esto queda reflejado en la forma compleja de la permitividad eléctrica (Sutinen, 1992):

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'') \quad (2.2.20)$$

donde  $\varepsilon_0$  es la permitividad del vacío ( $\varepsilon_0 = 8.854187817 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ ) y  $\varepsilon_r$  es la permitividad relativa o constante dieléctrica ( $\varepsilon_r = k = \varepsilon \cdot \varepsilon_0^{-1}$ ).

La parte real ( $\varepsilon'$ ) representa la capacidad de almacenamiento en un material, de energía de un campo eléctrico externo, mientras que su parte imaginaria ( $\varepsilon''$ ) denota las pérdidas y es una medida de cómo es de disipativo un material ante un campo eléctrico externo. La parte imaginaria de la permitividad ( $\varepsilon''$ ) es siempre mayor o igual a cero y generalmente es mucho menor que la parte real ( $\varepsilon'$ ).

Podemos definir la relación entre la permitividad imaginaria y la real a través de la tangente del ángulo que forman y que se conoce como ángulo de pérdidas eléctricas:

$$\text{tg}(\delta_e) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (2.2.21)$$

donde  $\delta_e$  denota el ángulo de pérdidas del medio.

La tangente del ángulo de pérdidas ( $\delta_e$ ) o factor de disipación ( $Df$ ) constituye por lo tanto una forma de medir la relación entre la energía perdida y la energía almacenada. También se puede emplear el inverso del factor de disipación que se conoce como factor de calidad ( $Q$ ).

En general, las pérdidas estarán condicionadas tanto por el factor de pérdidas dieléctricas ( $\varepsilon_{rd}''$ ), que responde a los efectos de polarización del medio, como por la conductividad ( $\sigma$ ):

$$\varepsilon_r'' = \varepsilon_{rd}'' + \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (2.2.22)$$

A bajas frecuencias, en materiales con alto contenido en humedad, la conductividad iónica es predominante y es inversamente proporcional a la frecuencia.

Se puede realizar un análisis similar con respecto a la permeabilidad magnética  $\mu$  ( $\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$ ) que describe cómo los momentos magnéticos propios de las partículas responden ante la presencia de un campo magnético. En este caso, dado que no existen cargas magnéticas, los efectos producidos en el material por el campo magnético están provocados por el espín de los electrones.

Del mismo modo que con la permitividad, cuando el medio es isótropo, lineal y homogéneo, la permeabilidad magnética se puede considerar como un escalar complejo:

$$\mu = \mu' - j\mu'' = \mu_0(\mu_r' - j\mu_r'') \quad (2.2.23)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$ ) y  $\mu_r$  es la permeabilidad magnética relativa ( $\mu_r = \mu \cdot \mu_0^{-1}$ ).

En el ámbito de aplicación del georradar, se suele considerar que los materiales estudiados son paramagnéticos y, por lo tanto, su permeabilidad magnética relativa es muy cercana a la del espacio libre ( $\mu_r \approx 1$ ).

## 2.2.8 Deducción de las ecuaciones de onda a partir de las ecuaciones de Maxwell

Se va a considerar ahora el caso particular de propagación en ausencia de carga eléctrica ( $\rho_q = 0$ ) y corriente eléctrica ( $\vec{J} = 0$ ) (Lorenzo, 1994).

Partiendo de las ecuaciones tercera y cuarta de Maxwell y aplicando el rotacional a ambos lados:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \nabla \times \left( -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) \rightarrow \nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \vec{B}) \quad (2.2.24)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{B}) = \nabla \times \left( \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \rightarrow \nabla \times (\nabla \times \vec{B}) = \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \vec{E}) \quad (2.2.25)$$

Aplicando en (2.2.24) la cuarta ley de Maxwell y en (2.2.25) la tercera ley:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t} \left( \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \rightarrow \nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.2.26)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{B}) = \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left( -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) \rightarrow \nabla \times (\nabla \times \vec{B}) = -\varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (2.2.27)$$

Utilizando la identidad vectorial para el rotacional del rotacional:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla \cdot (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} \quad (2.2.28)$$

Y recordando que de acuerdo con las condiciones iniciales:

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \text{ y } \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2.29)$$

Se obtienen las ecuaciones de onda de los campos eléctrico y magnético:

$$0 - \nabla^2 \vec{E} = -\varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \rightarrow \boxed{\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \nabla^2 \vec{E} = 0} \quad (2.2.30)$$

$$0 - \nabla^2 \vec{B} = -\varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \rightarrow \boxed{\frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} - \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \nabla^2 \vec{B} = 0} \quad (2.2.31)$$

## 2.3 Propagación de ondas electromagnéticas

En este apartado se resumen los principios básicos y el tratamiento matemático que gobiernan los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas.

Las ondas electromagnéticas se pueden definir como un flujo de energía que se intercambia entre los campos eléctrico y magnético y que se desplaza a través de un medio o del vacío. Este flujo de energía entre los campos eléctrico y magnético se puede medir mediante el denominado vector de Poynting  $\vec{S}$ . Se trata de una magnitud que cuantifica el flujo de energía electromagnética:

$$\vec{S} = \frac{1}{\mu} \vec{E} \times \vec{B} \quad (2.3.1)$$

donde  $\vec{E}$  es el campo eléctrico,  $\vec{B}$  es el campo magnético y  $\mu$  es la permeabilidad magnética del medio (Sadiku, 1994).

Del producto vectorial del vector de Poynting se deduce que las ondas electromagnéticas se comportan como una onda transversal, es decir, tanto el campo eléctrico  $\vec{E}$  como el campo magnético  $\vec{B}$  tendrán siempre una dirección perpendicular al eje de propagación y siempre serán perpendiculares entre sí. Su expresión matemática, derivada de la ecuación de ondas, es la siguiente:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{i(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} \quad (2.3.2)$$

$$\vec{B} = \vec{B}_0 e^{i(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} \quad (2.3.3)$$

donde  $\vec{E}_0$  y  $\vec{B}_0$  denotan los valores máximos para las amplitudes de oscilación, mientras que el término  $e^{i(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)}$  recibe el nombre de fasor e indica la diferencia de fase de la onda en un instante determinado;  $\vec{k}$

es el vector de onda, su dirección será igual a la de propagación de la onda y su módulo (conocido como número de onda), la variación del desfase en función del espacio ( $k = 2\pi/\lambda$ ) y  $\omega$  es la frecuencia angular ( $\omega = 2\pi \cdot f$ ). La longitud de onda ( $\lambda$ ) y la frecuencia ( $f$ ) se pueden relacionar con la velocidad de propagación de la onda electromagnética de la siguiente forma:

$$v = \lambda \cdot f = \frac{\omega}{k} \quad (2.3.4)$$

### 2.3.1 Polarización

Existen infinitas disposiciones del campo eléctrico con respecto al campo magnético que satisfacen las condiciones de perpendicularidad mencionadas anteriormente. Estas disposiciones reciben el nombre de polarización y determinan, en ciertos aspectos, la manera en que se comportan las ondas electromagnéticas en una interfase de cambio de medio (Dios et al., 2004).

Podemos hablar de polarización lineal cuando los campos eléctrico y magnético mantienen constante su dirección de oscilación durante la propagación de la onda. Esto se traduce en que, para una onda que se propaga en la dirección  $z$ , las componentes de los campos eléctrico y magnético en las direcciones  $x$  e  $y$  presentan un desfase igual a cero:

$$\vec{E} = (E_x \vec{i} + E_y \vec{j}) e^{i(kz - \omega t)} \quad (2.3.5)$$

$$\vec{B} = (B_x \vec{i} + B_y \vec{j}) e^{i(kz - \omega t)} \quad (2.3.6)$$

donde  $\vec{i}$  y  $\vec{j}$  son los vectores unitarios en las direcciones  $x$  e  $y$  respectivamente.

Cuando la dirección de oscilación de los campos eléctrico y magnético no se mantiene constante, se hablará de las polarizaciones circular y elíptica (Figura 2.3.1).

Una onda electromagnética que se propaga en la dirección  $z$  presentará polarización circular cuando las componentes de los campos eléctrico y magnético en las direcciones  $x$  e  $y$  se encuentren desfasadas en un ángulo  $\varphi = \pi/2$ :

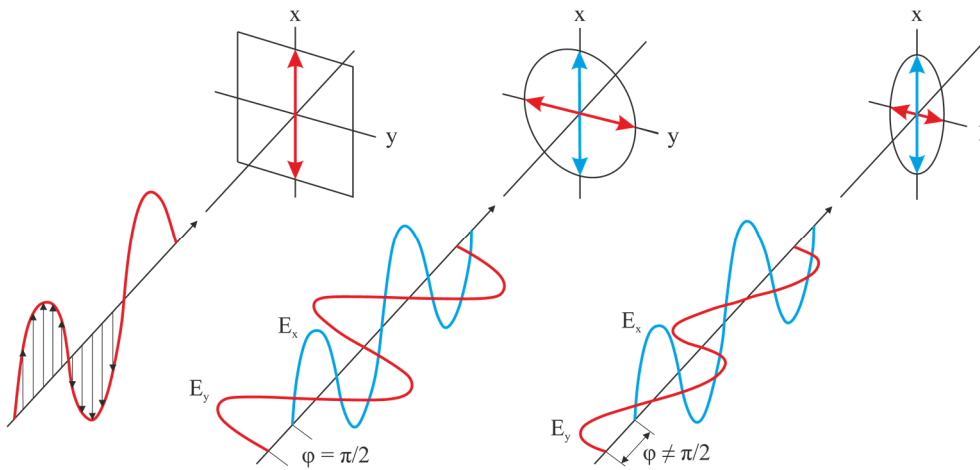
$$\vec{E} = E_x \vec{i} e^{i(kz - \omega t)} + E_y \vec{j} e^{i(kz - \omega t + \pi/2)} \quad (2.3.7)$$

$$\vec{B} = B_x \vec{i} e^{i(kz - \omega t)} + B_y \vec{j} e^{i(kz - \omega t + \pi/2)} \quad (2.3.8)$$

La polarización elíptica consiste en un caso general que combina la polarización lineal y la circular.

En general, la polarización de las ondas electromagnéticas no se corresponde exactamente con ninguno de los casos anteriores ya que son el resultado de la superposición de muchas ondas. Esto significa que estarán polarizadas en muchas direcciones, por lo que se habla de ondas no polarizadas.

Por otro lado, cuando las ondas electromagnéticas inciden sobre un plano de cambio de fase entre dos medios, la onda reflejada estará parcial o totalmente polarizada de forma lineal, por lo que se simplifica notablemente su tratamiento.



**Figura 2.3.1.** Representación gráfica de la polarización lineal (izquierda), polarización circular (centro) y polarización elíptica (derecha). Por motivos de simplificación, únicamente aparecen representadas las proyecciones del campo eléctrico.

## 2.3.2 Fenómenos de reflexión y transmisión

En las zonas de separación de dos medios con diferentes propiedades electromagnéticas se producen algunos fenómenos de cambios de trayectoria que son interesantes desde el punto de vista del análisis de señales de georradar.

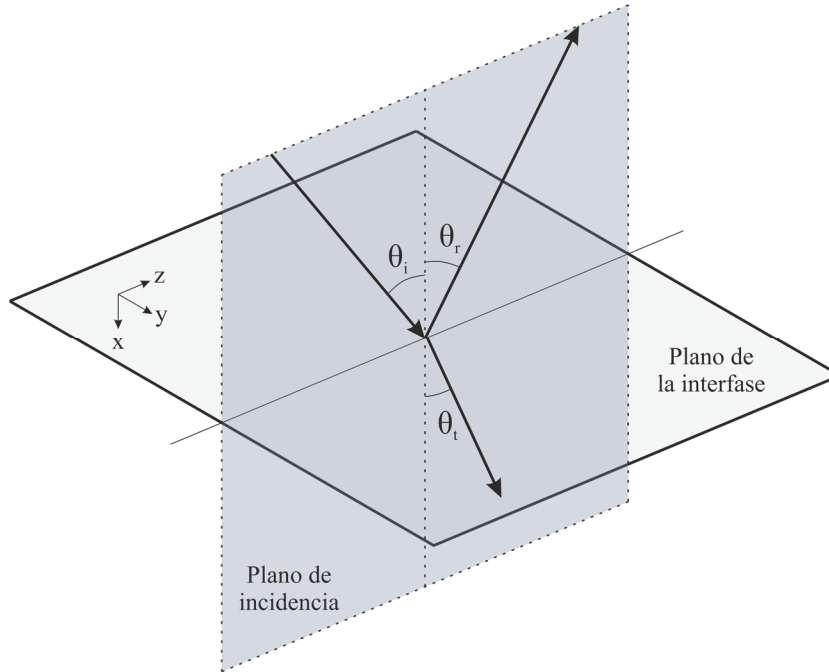
Las ondas electromagnéticas, al incidir en una interfase de cambio de medio, dividen su energía en una parte reflejada y otra transmitida al segundo medio (Figura 2.3.2). Las expresiones para el campo eléctrico de las ondas incidente, reflejada y transmitida serán las siguientes:

$$\vec{E}_i = \vec{E}_{0i} e^{j(\vec{k}_i \cdot \vec{r} - \omega_i t)} \quad (2.3.9)$$

$$\vec{E}_r = \vec{E}_{0r} e^{j(\vec{k}_r \cdot \vec{r} - \omega_r t)} \quad (2.3.10)$$

$$\vec{E}_t = \vec{E}_{0t} e^{j(\vec{k}_t \cdot \vec{r} - \omega_t t)} \quad (2.3.11)$$

donde  $\vec{k}$  es el vector de onda y  $\omega$  es la frecuencia angular de las ondas incidente, reflejada y transmitida respectivamente (Lorenzo, 1994).



**Figura 2.3.2.** Esquema representativo de las trayectorias de las ondas incidente, reflejada y transmitida, donde  $\theta_i$ ,  $\theta_r$  y  $\theta_t$  son sus ángulos respectivos, referidos a una recta perpendicular al plano de la interfase.

En cualquier punto de la interfase de cambio de medio se deben satisfacer las leyes de reflexión y refracción para una onda electromagnética. Por lo tanto, tendremos que:

- a) Las frecuencias son iguales para las ondas incidente y reflejada.
- b) Las ondas incidente, reflejada y transmitida están contenidas en un plano perpendicular al plano de la interfase, conocido como plano de incidencia.
- c) El ángulo de incidencia y el ángulo de reflexión deben ser iguales. Ley de la reflexión:

$$k_{iz} \text{ sen } \theta_i = k_{rz} \text{ sen } \theta_r \quad (2.3.12)$$

$$k = \frac{\omega}{v}; n = \frac{c}{v}; k = \frac{\omega}{c} n \quad (2.3.13)$$

$$\frac{\omega}{c} n_1 z \text{ sen } \theta_i = \frac{\omega}{c} n_1 z \text{ sen } \theta_r \quad (2.3.14)$$

$$\text{sen } \theta_i = \text{sen } \theta_r \quad (2.3.15)$$

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.3.16)$$

donde  $n_1$  representa el índice de refracción del primer medio (ver Apartado 2.3.3).

d) Los ángulos de incidencia y de transmisión se relacionan por medio de la Ley de Snell:

$$k_{iz} \sin \theta_i = k_{tz} \sin \theta_t \quad (2.3.17)$$

$$\frac{\omega}{c} n_1 z \sin \theta_i = \frac{\omega}{c} n_2 z \sin \theta_t \quad (2.3.18)$$

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (2.3.19)$$

donde  $n_2$  representa el índice de refracción del segundo medio.

En función de la orientación de los campos eléctrico y magnético (polarización), el comportamiento de una onda en la zona de interfase será diferente.

Una onda que se propaga con polarización lineal puede ser analizada descomponiéndola en dos direcciones que facilitan mucho los cálculos:

- a) Campo eléctrico perpendicular al plano de incidencia.
- b) Campo eléctrico paralelo al plano de incidencia.

Las relaciones entre las amplitudes de las ondas reflejada, incidente y transmitida se conocen como coeficientes de Fresnel de reflexión y transmisión (Corraliza, 2006). Para el cálculo de dichos coeficientes, se pueden utilizar las expresiones que aparecen resumidas en la siguiente Tabla 2.3.1:

**Tabla 2.3.1.** Coeficientes de Fresnel de reflexión y transmisión.

	Campo eléctrico perpendicular al plano de incidencia	Campo eléctrico paralelo al plano de incidencia
Coefficiente de Fresnel de reflexión (r)	$r_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t}$	$r_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{-n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t}$
Coefficiente de Fresnel de transmisión (t)	$t_{\perp} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t}$	$t_{\parallel} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t}$

Dado que el valor de la intensidad de una onda electromagnética es directamente proporcional al cuadrado de su amplitud, se pueden definir unos nuevos coeficientes que relacionan las intensidades de las ondas incidente, reflejada y transmitida (Dios et al., 2004). Dichos coeficientes se conocen como reflectancia ( $R$ ) y transmitancia ( $T$ ).

La relación entre las reflectancias y los coeficientes de Fresnel se determina de la siguiente forma:

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \frac{E_r^2}{E_i^2} \quad (2.3.20)$$

$$R_{\perp} = r_{\perp}^2; R_{\parallel} = r_{\parallel}^2 \quad (2.3.21)$$

Para obtener las relaciones correspondientes a las transmitancias se debe aplicar el principio de conservación de la energía para la onda incidente, que se distribuye entre la onda reflejada y la onda transmitida:

$$R + T = 1 \quad (2.3.22)$$

$$T_{\perp} = 1 - R_{\perp} = 1 - r_{\perp}^2 \quad (2.3.23)$$

$$T_{\perp} = 1 - \left( \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (2.3.24)$$

$$T_{\perp} = \frac{n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i} \left( \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (2.3.25)$$

$$T_{\perp} = \frac{n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i} t_{\perp}^2 \quad (2.3.26)$$

$$T_{\parallel} = 1 - R_{\parallel} = 1 - r_{\parallel}^2 \quad (2.3.27)$$

$$T_{\parallel} = 1 - \left( \frac{-n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (2.3.28)$$

$$T_{\parallel} = \frac{n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i} \left( \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (2.3.29)$$

$$T_{\parallel} = \frac{n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i} t_{\parallel}^2 \quad (2.3.30)$$

El caso particular de propagación en dirección perpendicular al plano de la interfase, es decir, incidencia normal, es especialmente interesante por tratarse de una aproximación válida en muchos ámbitos del tratamiento de datos de georradar. En este caso, los ángulos de incidencia, reflexión y transmisión son cero y las expresiones de los coeficientes de Fresnel, así como de la reflectancia y de la transmitancia se simplifican notablemente, pasando a depender únicamente de los índices de refracción de cada medio (ver Tabla 2.3.2).

**Tabla 2.3.2.** Coeficientes de Fresnel, reflectancia y transmitancia, en el caso de propagación en dirección perpendicular al plano de la interfase.

Coeficiente de Fresnel de reflexión (r)	$r_n = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2}$
Coeficiente de Fresnel de transmisión (t)	$t_n = \frac{2n_1}{n_1 + n_2}$
Reflectancia (R)	$R_n = \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2}\right)^2$
Transmitancia (T)	$T_n = \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{2n_1}{n_1 + n_2}\right)^2$

Existen unos ángulos característicos que se corresponden con situaciones límites en el comportamiento de una onda. El primero de ellos es el ángulo de Brewster, el cual puede definirse como el ángulo de incidencia para el cual, el haz transmitido y el reflejado son perpendiculares. El segundo ángulo, que se conoce como ángulo crítico, corresponde al caso en que no hay onda transmitida y la reflexión es completa.

En el análisis del ángulo de Brewster se estudia el caso particular en que la onda alcanza un medio con mayor índice de refracción, es decir,  $n_1 < n_2$  (por ejemplo, el cambio de fase entre el aire y el agua). En este supuesto existe una dependencia con respecto a la polarización (Dios et al., 2004).

El valor mínimo de la reflectancia con polarización perpendicular ( $R_{\perp}$ ) corresponde a ángulos cercanos a cero (incidencia perpendicular), pero la reflectancia no alcanzará nunca el valor cero y la transmisión nunca será completa.

Para el caso de polarización paralela ( $R_{\parallel}$ ) la reflectancia se hace cero para un ángulo diferente de  $\theta = 0^\circ$  y que se conoce como ángulo de Brewster. Este ángulo se puede obtener, por lo tanto, a partir de la expresión de la reflectancia para el caso específico de polarización con el campo eléctrico paralelo al plano de incidencia:

$$R_{\parallel} = \left(\frac{-n_2 \cos\theta_i + n_1 \cos\theta_t}{n_2 \cos\theta_i + n_1 \cos\theta_t}\right)^2 \quad (2.3.31)$$

$$R_{\parallel} = 0 = n_1 \cos\theta_t - n_2 \cos\theta_i \quad (2.3.32)$$

$$n_1 \cos\theta_t = n_2 \cos\theta_i \quad (2.3.33)$$

Utilizando la ley de Snell:

$$n_1 \operatorname{sen} \theta_i = n_2 \operatorname{sen} \theta_t \quad (2.3.34)$$

$$n_1 = \frac{n_2 \operatorname{sen} \theta_t}{\operatorname{sen} \theta_i} \quad (2.3.35)$$

Operando:

$$\operatorname{sen} \theta_i \cos \theta_i = \operatorname{sen} \theta_t \cos \theta_t \quad (2.3.36)$$

$$\operatorname{sen} 2\theta_i = \operatorname{sen} 2\theta_t \quad (2.3.37)$$

Cuya solución es:

$$\theta_i + \theta_t = \frac{\pi}{2} \quad (2.3.38)$$

Es decir, que la reflectancia en el caso de polarización paralela ( $R_{\parallel}$ ) se hace cero cuando los ángulos de las ondas incidente y transmitida son perpendiculares. A partir de esta condición, podemos obtener la expresión del ángulo de incidencia igual al ángulo de Brewster ( $\theta_i = \theta_B$ ) que se conoce como ley de Brewster:

$$\theta_t = \frac{\pi}{2} - \theta_B \quad (2.3.39)$$

$$n_1 \operatorname{sen} \theta_B = n_2 \operatorname{sen} \theta_t = n_2 \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{2} - \theta_B \right) = n_2 \cos \theta_B \quad (2.3.40)$$

$$\operatorname{tg} \theta_B = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.3.41)$$

Para el ángulo de Brewster, la parte de la reflectancia correspondiente a la polarización paralela se anula y por lo tanto la onda reflejada estará siempre polarizada perpendicularmente. Una onda con polarización paralela al plano de incidencia que incide en una interfase de cambio de medio con un ángulo igual al de Brewster tendrá una reflectancia igual a cero y sólo habrá onda transmitida.

Para estudiar el segundo ángulo mencionado anteriormente, ángulo crítico, se analiza el caso contrario, es decir, la onda alcanza un medio con menor índice de refracción ( $n_1 > n_2$ ). Para este caso, también existirá el ángulo de Brewster, pero lo más relevante es que existe un ángulo a partir del cual no existe onda transmitida y toda la energía se refleja. Es el denominado ángulo de reflexión total o ángulo crítico.

Reflexión total implica que  $R_{\parallel} = 1$  o bien  $R_{\perp} = 1$ . Operando se obtiene que:

$$\text{sen } \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.3.42)$$

El ángulo de reflexión total sólo aparece cuando la onda alcanza un medio con un índice de refracción menor ( $n_1 > n_2$ ).

### 2.3.3 Índice de refracción

La velocidad de propagación ( $v$ ) o velocidad de fase de una onda electromagnética se puede determinar mediante los valores de la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética absolutas del medio:

$$v = \sqrt{\frac{1}{\epsilon\mu}} \quad (2.3.43)$$

Podemos definir el índice de refracción ( $n$ ) de un medio como una medida relativa de la velocidad de una onda electromagnética con respecto a la que tendría en el vacío ( $c = 2.998 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ ):

$$n = \frac{c}{v} \quad (2.3.44)$$

$$n = \frac{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_0\mu_0}}}{\sqrt{\frac{1}{\epsilon\mu}}} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \frac{\mu}{\mu_0}} = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2.3.45)$$

En realidad, el índice de refracción debe ser definido como un número complejo, cuya parte imaginaria se conoce como coeficiente de extinción y representa la disminución en el valor de la amplitud de la onda a medida que atraviesa un medio, es decir, la atenuación de la onda (Davis & Annan, 1989).

### 2.3.4 Impedancia

La impedancia de propagación para una onda electromagnética se puede definir como la resistencia a la transmisión de una onda a través de un medio. Es un parámetro que depende del medio de propagación y representa un mecanismo de disipación de energía.

La descomposición en una onda reflejada y otra transmitida, que se produce cuando una onda electromagnética incide sobre una interfase entre dos medios de propiedades distintas, puede estudiarse mediante el análisis de la impedancia de cada medio.

Si consideramos que el cambio de medio se produce entre el aire (o el vacío) y el material analizado, la impedancia ( $Z$ ) de la onda en el material es menor que la impedancia intrínseca del vacío ( $Z_0$ ). Este desajuste en los valores de impedancia da lugar a la generación de la onda reflejada (Pérez, 2001).

Parte de la energía penetrará en el medio disminuyendo la velocidad de propagación de la onda electromagnética, reduciéndose su longitud de onda y atenuándose en función de las propiedades electromagnéticas del medio.

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r'}} \quad (2.3.46)$$

$$Z_0 = \frac{E_0}{H_0} = \mu_0 c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \frac{1}{\epsilon_0 c} \sim 120\pi \Omega \quad (2.3.47)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r'}} \quad (2.3.48)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r'}} \quad (2.3.49)$$

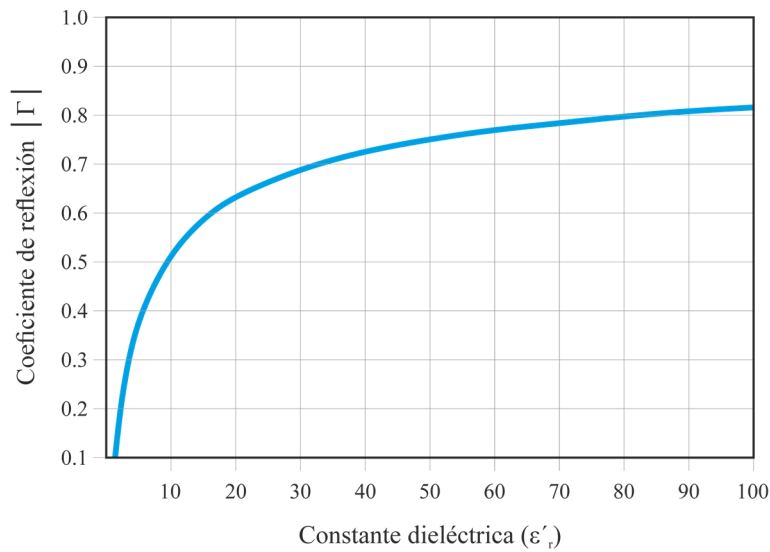
donde la longitud de onda  $\lambda$  es menor que la longitud de onda en el vacío  $\lambda_0$ .

Considerando un semiespacio infinito (no se consideran las reflexiones en la parte posterior de la capa), se puede definir el coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ) como la siguiente relación entre impedancias:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.3.50)$$

Representando gráficamente la relación entre la parte real de la constante dieléctrica del medio y el coeficiente de reflexión en valor absoluto (Figura 2.3.3), se puede observar que, para valores pequeños de la constante dieléctrica, el coeficiente de reflexión varía notablemente frente a pequeños cambios de  $\epsilon_r'$ .

Se puede concluir, por lo tanto, que para valores de  $\epsilon_r'$  menores de 20 aproximadamente, las medidas de la constante dieléctrica utilizando el coeficiente de reflexión son más sensibles y, por lo tanto, más precisas. Por el contrario, para valores altos de  $\epsilon_r'$ , pequeños cambios en el coeficiente de reflexión provocarán grandes variaciones en la constante dieléctrica y la medición tendrá más incertidumbre.



**Figura 2.3.3.** Gráfico de variación de la constante dieléctrica ( $\epsilon'_r$ ) frente al coeficiente de reflexión en valor absoluto  $|\Gamma|$ .

### 2.3.5 Atenuación

Cuando el medio por el que se transmite la onda electromagnética no es un dieléctrico perfecto ( $\sigma \neq 0$ ) se produce el fenómeno de la atenuación en la amplitud de oscilación de la onda.

En aquellos casos en que la conductividad es diferente de cero, se produce una interacción entre el medio material y la onda electromagnética, que pierde parte de su energía, disminuyendo su intensidad  $I$ :

$$I = I_0 e^{-\alpha z} \tag{2.3.51}$$

donde  $I_0$  es la intensidad inicial,  $\alpha$  es el coeficiente de atenuación del medio y  $z$  es la distancia recorrida por la onda a través de dicho medio (Dios et al., 2004).

El coeficiente de atenuación ( $\alpha$ ) es un valor característico de cada medio. Cuanto mayor es su valor más rápidamente disminuye la intensidad de la onda electromagnética que se propaga por dicho medio. El valor inverso del coeficiente de atenuación es un parámetro denominado profundidad nominal de penetración o profundidad *skin* ( $Z_s$ ) y corresponde al valor de  $z$  para el que la intensidad de la señal disminuye a  $1/e$  veces el valor inicial. Este parámetro proporciona una profundidad para comparar la penetración en distintos casos, pero no significa que la señal sea despreciable por debajo de esa penetración. Su valor depende tanto de las propiedades de la onda electromagnética como de las características del medio:

$$Z_s = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \tag{2.3.52}$$

donde  $\sigma$  es la conductividad del medio,  $\mu$  es la permeabilidad magnética y  $f$  es la frecuencia de la onda electromagnética.

De esta última expresión se deduce que, para el caso de propagación a través de un dieléctrico perfecto, así como en el vacío ( $\sigma = 0$ ), la profundidad de penetración ( $Z_s$ ) sería infinita.

En lo que se refiere a la permeabilidad magnética del medio, es importante destacar que si bien, para los materiales ferromagnéticos este valor será muy elevado, reduciendo notablemente la profundidad de penetración, lo más habitual en el ámbito del georradar es considerar que el terreno se comporta como un medio paramagnético con valores de permeabilidad relativa próximos a 1 ( $\mu_r \approx 1$ ).

Por otro lado, la frecuencia de la onda electromagnética es un parámetro de especial importancia para el ámbito del georradar, dentro de su rango de aplicación que generalmente varía entre 10 MHz y 3 GHz. Cuanto menor sea la frecuencia, menor será la atenuación, por lo que se conseguirá una mayor profundidad de penetración. No obstante, es importante destacar que la utilización de señales de baja frecuencia reduce notablemente la resolución vertical de la señal de georradar obtenida.

## **Capítulo 3**

# **FUNDAMENTOS DE LA PROSPECCIÓN CON GEORRADAR**

### **3.1 Introducción**

En este capítulo se describen brevemente algunos de los conceptos más importantes asociados al georradar y al procesado de sus señales. No obstante, no se trata de una revisión exhaustiva de la metodología, pero sí se incluyen aquellos apartados que se consideran de mayor importancia por su relación con el contenido de la tesis.

Los inicios en la utilización del radar se remontan a la Segunda Guerra Mundial, empleándose para la localización de aviones o barcos. Se basa fundamentalmente en la emisión de ondas electromagnéticas a determinadas frecuencias para detectar las reflexiones que puedan producirse en algunos objetivos de interés (Lorenzo, 1994).

El notable desarrollo del georradar en las tres últimas décadas, debido en gran medida a los buenos resultados conseguidos, lo ha convertido en una herramienta de gran utilidad en ciertos ámbitos de aplicación de esta metodología tales como los estudios medioambientales, investigaciones del terreno y la resolución de problemas en ingeniería.

Se trata de un método de fácil implementación y no intrusivo, ya que no requiere un contacto físico invasivo con el suelo, al contrario que con otros métodos geofísicos que precisan introducir en el terreno elementos como geófonos o electrodos. Esta es una de las principales características de la prospección con georradar, que al ser un método rápido y no destructivo lo convierten en una alternativa inmejorable en algunos entornos protegidos como es el caso ciertos elementos de patrimonio arquitectónico o en investigaciones arqueológicas.

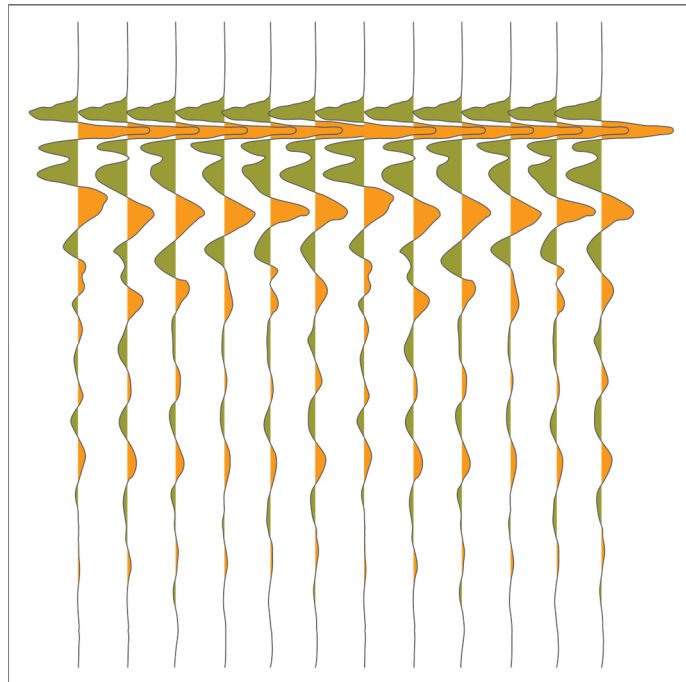
El georradar o GPR (*ground penetrating radar*) es una técnica geofísica de alta resolución, basada en la emisión, propagación, reflexión y recepción de ondas electromagnéticas, con frecuencias comprendidas generalmente entre 10 MHz y 3 GHz, para obtener imágenes del subsuelo y de las posibles estructuras presentes en él. El rango de frecuencias utilizadas permite una resolución elevada para estudios superficiales de un medio (Stewart et al., 1994).

Las diferencias en las propiedades electromagnéticas del medio investigado (permitividad eléctrica, conductividad eléctrica y permeabilidad magnética) darán lugar a fenómenos de reflexión, refracción y difracción, de los pulsos emitidos desde la superficie y que pueden ser detectados por un receptor tras su propagación por el medio. Los parámetros asociados a las propiedades electromagnéticas de los materiales investigados, junto con las características de la onda emitida condicionarán los mecanismos de propagación de la energía.

La forma convencional de operar en campo consiste en registrar la onda reflejada resultante (denominada traza) para los pulsos emitidos en las distintas posiciones según se desplaza la antena a lo largo de un perfil. Para cada posición se realiza un proceso denominado apilamiento, que consiste en registrar y promediar varias trazas acumuladas en dicha posición, con lo que se consigue mejorar sustancialmente la relación señal/ruido. Todo este proceso puede ser estático, pero más comúnmente se realiza de forma dinámica desplazando la antena a velocidades que pueden variar desde fracciones de metros por segundo hasta alcanzar varios kilómetros por hora.

Las trazas así registradas se representan situando en ordenadas el eje de tiempos (incrementado en profundidad) y en abscisas las amplitudes de las reflexiones resultantes. Concatenando todas las trazas correspondientes a un perfil se obtiene un gráfico denominado radargrama, en el que sombreando las ondulaciones a izquierda y derecha con distinto color se resaltan los horizontes de reflexión (Figura 3.1.1).

Los radargramas deberán ser procesados, bien para que dichos horizontes reflejen lo más posible las interfases de reflexión, permitiendo una interpretación de forma visual (identificando capas, estructuras o anomalías) o bien mediante análisis de amplitudes y frecuencias de la señal que permitan inferir una distribución de propiedades electromagnéticas en el subsuelo.



**Figura 3.1.1.** Radargrama sintético con las ondulaciones a izquierda y derecha sombreadas en diferente color.

Dentro de la fase de tratamiento e interpretación de la señal se pueden diferenciar básicamente tres tipos de procesos: análisis y filtrado de las trazas, determinación de la velocidad del medio y estimación de las dimensiones de los reflectores y anomalías. Conociendo las litologías presentes en la zona de estudio, se puede atribuir un valor característico para la velocidad de propagación, lo que permite asignar una escala vertical de profundidades. Otro de los métodos más extendidos para la determinación de la velocidad promedio de propagación de las ondas electromagnéticas se basa en la morfología de las hipérbolas de reflexión producidas por ciertos elementos enterrados, la cual depende exclusivamente de la profundidad y dimensiones del objeto y de la velocidad característica del medio. El análisis de velocidades será desarrollado con más detalle en el Apartado 3.6.

La metodología asociada a la prospección con georradar presenta algunas similitudes con la sísmica de reflexión superficial, siendo comunes en muchos casos ciertos conceptos relacionados con las técnicas de adquisición de datos.

Los fenómenos asociados a la propagación de la energía son similares para ambos métodos y algunas técnicas de procesamiento de datos son fundamentalmente iguales, pudiendo llegar a utilizarse los mismos programas tanto para el tratamiento de señales de georradar como para los datos de sísmica de reflexión.

No obstante, existen diferencias notables. En primer lugar, la sísmica de reflexión se basa en la utilización de ondas mecánicas, mientras que el georradar emplea ondas electromagnéticas de alta frecuencia, lo que limita el ámbito de aplicación de cada uno de los métodos. Las reflexiones se producirán por contraste en las propiedades mecánicas de los diferentes materiales para la sísmica de reflexión, mientras que para el

georradar dicho contraste se dará para las propiedades electromagnéticas del medio. Además, teniendo en cuenta las características de polarización de las ondas electromagnéticas, existirá una mayor analogía con las ondas S que con las ondas P (Pérez, 2001).

El rango de frecuencias utilizado por cada método también es notablemente diferente, como se mencionó anteriormente. El georradar emplea generalmente frecuencias comprendidas entre 10 MHz y 3 GHz, mientras que el rango de frecuencias utilizado en prospección sísmica oscila entre 4.5 Hz y 1000 Hz.

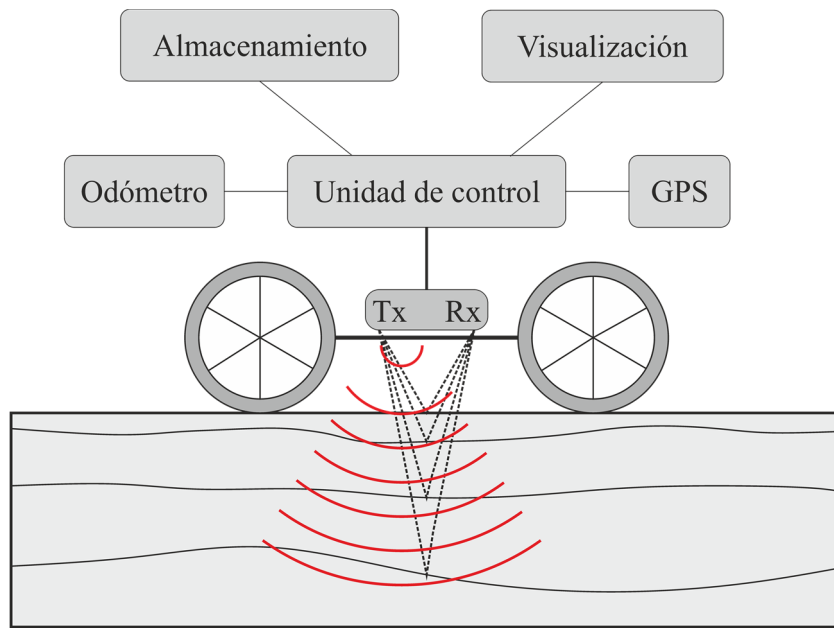
Con respecto a las propiedades electromagnéticas del medio investigado, es importante destacar que la mayoría de los materiales existentes en los estudios con georradar (a excepción de los materiales ferromagnéticos) tienen una permeabilidad magnética relativa muy próxima a 1 y con muy pequeñas variaciones, por lo que las anomalías identificadas corresponderán a variaciones fundamentalmente en la permitividad eléctrica y en la resistividad.

Otro aspecto relevante es que el método de prospección geofísica con georradar ofrece los mejores resultados en medios de baja atenuación de la señal, que presentan elevados valores de resistividad (baja conductividad eléctrica), lo que permite alcanzar altas profundidades de investigación.

Los medios más propicios para la prospección con georradar son el hielo, la arena seca, sustratos rocosos, agua dulce, etc. Por el contrario, su aplicación puede ser crítica en aquellos medios muy conductores que atenúan rápidamente la energía de las ondas electromagnéticas, limitando la profundidad de investigación. Ejemplos de este último tipo son los suelos arcillosos con gran contenido de humedad en sus poros y zonas de intrusión marina (Arévalo-Lomas, 2013).

## **3.2 Instrumentación y componentes de un georradar**

En términos generales, un equipo de georradar estará compuesto por una antena emisora y otra receptora, un dispositivo de control emisor-receptor y un sistema de almacenamiento y visualización de los datos registrados. Los equipos actuales engloban varios de estos elementos en un mismo dispositivo como, por ejemplo, los sistemas de control y almacenamiento. Las antenas emisora y receptora también pueden estar integradas en un único dispositivo (antenas monoestáticas) e incluso algunos equipos multicanal presentan varios dipolos emisores y receptores combinados. En la Figura 3.2.1 se muestra un diagrama esquemático de los diferentes componentes (Grigoriev & Zelenkov, 2004) y el mecanismo de emisión-recepción de pulsos electromagnéticos.



**Figura 3.2.1.** Esquema de los diferentes componentes de un sistema de georradar y de las ondas transmitidas y reflejadas. La antena transmisora (Tx) y la antena receptora (Rx) forman parte de una misma unidad.

La unidad de control o unidad central tiene como función realizar la coordinación del funcionamiento de las antenas emisora y receptora. También controla el proceso de almacenamiento que puede estar integrado en la misma unidad. En algunos equipos, todas estas funciones se realizan desde un ordenador que actúa como unidad de control, almacenamiento y visualización de datos.

Mediante un reloj interno, la unidad central comunica a la antena correspondiente la emisión de pulsos, generalmente de entre 1 y 10 ns de duración y con una frecuencia que dependerá del equipo utilizado (Lorenzo, 1994). Cuando no se emiten pulsos, la unidad central recibe las señales procedentes de los distintos reflectores presentes en el medio investigado. La señal recogida por el receptor es sometida a un proceso de reconstrucción, empleándose la misma frecuencia de muestreo que la empleada para la emisión.

Todo el proceso de configuración de los parámetros necesarios para la adquisición de datos se llevará a cabo a través de la unidad de control (ventana de tiempo de registro, número de datos por traza, etc.) y en la mayoría de los equipos permite realizar un procesado básico de las señales en tiempo real por lo que será posible visualizar los datos obtenidos durante la toma de medidas (Brunzell, 1998; Roth et al., 2003).

Por último, la unidad de control será también la encargada de comunicar el propio equipo de georradar con algunos elementos complementarios, como pueden ser la rueda odométrica o el sistema de posicionamiento GPS.

La rueda odométrica es un elemento fundamental para la mayoría de los estudios de georradar. Tiene como función realizar la medida de la distancia recorrida en cada perfil y además es la encargada de medir el

intervalo entre trazas, comunicando a la unidad de control el momento exacto de emisión de cada pulso por parte de la antena emisora.

El sistema de posicionamiento GPS es otro de los elementos complementarios que favorecen tanto la rapidez en la adquisición de los datos como la precisión en los resultados finales. Los equipos actuales suelen llevar implementado un sistema GPS, generalmente de baja resolución, pero también permiten la comunicación con un sistema GPS externo a través de la unidad de control.

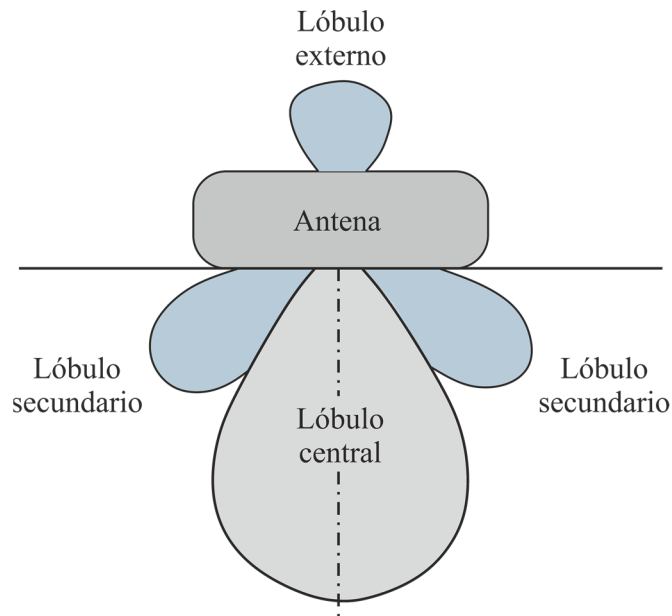
### 3.2.1 Antenas

Dado que las antenas constituyen el elemento fundamental del equipo de georradar, serán tratadas detalladamente en este subapartado.

Como se ha dicho anteriormente, las antenas son los elementos encargados de dos funciones fundamentales: deben emitir la señal al medio, con la direccionalidad y las características apropiadas, y deben recibir la energía reflejada a la superficie (Berkowitz, 1965).

Un aspecto importante a tener en cuenta es la importancia de focalizar, en la medida de lo posible, la energía radiada hacia una única dirección, para mejorar la relación señal/ruido, evitando las reflexiones sobre objetos superficiales (Cardama et al., 1998). Es por ello que habitualmente se emplean antenas direccionales y apantalladas, de forma que las reflexiones procedentes de elementos externos al medio investigado sufren una fuerte atenuación cuando alcanzan las superficies apantalladas y no son registradas en la traza final.

Generalmente, las antenas de georradar suelen estar constituidas por espiras que funcionan como dipolos y la longitud de estas espiras condicionará la frecuencia central propia de la antena. Este tipo de antenas emiten un lóbulo principal, en el eje vertical, que forma un campo aproximadamente cilíndrico hacia el interior del medio estudiado, pero debido al fuerte contraste en el contacto aire-suelo, se genera también un lóbulo secundario de menor entidad (Conyers & Goodman, 1997). En dirección opuesta y hacia el interior del subsuelo, alrededor del lóbulo principal se generan otros dos pequeños lóbulos secundarios (Figura 3.2.2). La existencia de estos lóbulos secundarios provoca que puedan existir reflexiones en elementos externos al medio investigado, especialmente cuando son metálicos (Pérez, 2001).



**Figura 3.2.2.** Esquema de radiación de una antena de georradar, mostrando tanto el lóbulo principal como los lóbulos secundarios.

Uno de los criterios más comunes de clasificación de los diferentes tipos de antenas es el que hace referencia a la frecuencia central de emisión ya que su valor condiciona directamente la profundidad de investigación y el rango de resolución posible (González & Marcello, 2002). De esta forma, antenas con alta frecuencia de emisión generan señales que se atenúan rápidamente, pero su pequeña longitud de onda proporciona una mayor resolución. Las antenas utilizadas en prospección con georradar trabajan, en general, en frecuencias situadas entre 10 MHz y 3 GHz, es decir, en bandas desde radiofrecuencia hasta microondas.

Otra característica importante a tener en cuenta es el ancho de banda de emisión de las antenas, centrado en la frecuencia característica del equipo. La atenuación de la señal, para una misma frecuencia, será mayor cuanto mayor sea el rango de frecuencias de la banda de emisión (Pérez, 2001). Una solución a este problema se obtiene al utilizar antenas multifrecuencia, que emiten múltiples pulsos a diferentes frecuencias, con un ancho de banda de escasa entidad, aunque el ancho de banda total emitido sea mayor. Este aspecto será tratado en detalle en el Capítulo 6.

### 3.3 Perturbación de la señal de georradar y pérdidas de energía

En términos generales, la perturbación de la señal tiene su origen en los cambios de las propiedades electromagnéticas del medio. Esto es lo que se conoce como impedancia intrínseca y es el fundamento básico de la prospección con georradar.

En un medio isótropo, homogéneo y lineal, la onda emitida se propagará hasta encontrar una discontinuidad. No obstante, en una situación real, las variaciones pueden aparecer de forma progresiva y los objetivos de interés quizá no presenten una discontinuidad neta en la impedancia intrínseca (Lapazaran, 2004).

Debido a los diferentes procesos que tienen lugar a lo largo de su recorrido a través del medio, desde que las ondas electromagnéticas son generadas en el dipolo emisor de la antena de georradar hasta que la energía procedente del reflector es registrada por la antena receptora, se producen una serie de pérdidas que se ven reflejadas en la amplitud de la señal resultante (Benson, 1995).

Son muchos los autores que han analizado y estudiado los muy diversos orígenes de estas pérdidas (Annan, 1996; Bano, 1996; Schoolmeesters & Slob, 1996; Xu & McMechan, 1997; Pérez, 2001; Neto & Medeiros, 2006) que engloban desde las generadas en la propia antena, las producidas en la transición existente entre el aire y el medio de estudio, las pérdidas derivadas de la divergencia esférica del frente de ondas, la atenuación debida a las propiedades electromagnéticas del medio, la dispersión y difracción en pequeñas heterogeneidades del medio (dispersión o *Scattering*) o la atenuación debida a la reflexión en discontinuidades con dimensiones comparables a la longitud de onda de la señal.

Por lo tanto, la disminución de las amplitudes registradas, provocada fundamentalmente por las propias características del medio, condicionará la máxima profundidad de investigación teórica en cada caso. La energía realmente recibida será incluso menor que la teóricamente esperada ya que existen otros muchos factores que condicionarán los valores de las amplitudes finales en los radargramas. Entre ellos cabe destacar un valor bajo en la relación señal/ruido, defectos en los equipos o un procesado de datos incorrecto.

En función de la disminución registrada en las amplitudes, los distintos materiales presentes en el medio a investigar pueden ser clasificados en dos tipos. Por un lado, se engloban aquellos materiales que presentan un bajo coeficiente de pérdidas (transparentes a las ondas electromagnéticas dentro del espectro empleado por el georradar). En este tipo de materiales la energía se propaga sin sufrir una excesiva pérdida en sus amplitudes. Algunos ejemplos pueden ser el aire y el hielo de los glaciares, donde las ondas electromagnéticas tardarán mucho en sufrir una atenuación completa. El otro tipo de materiales serán aquellos que tengan un elevado coeficiente de pérdidas, como, por ejemplo, el agua de mar, las arcillas con alto grado de humedad o los metales. Estos últimos poseen un coeficiente de reflexión próximo a la unidad y son por lo tanto opacos a las ondas electromagnéticas.

Por lo tanto, a excepción de la atenuación geométrica (o divergencia esférica) que tiene lugar en todos los tipos de medios, el resto de los orígenes de las pérdidas dependerán de las características del medio siendo, en general, más importantes para materiales con alta conductividad y con mayor contenido en humedad.

### 3.3.1 Atenuación geométrica

La atenuación por divergencia esférica del frente de ondas, junto con los fenómenos de absorción constituyen las causas más importantes asociadas a las pérdidas de energía.

La emisión de energía desde la antena de georradar genera un haz aproximadamente cónico, con sección elíptica y se expande de forma similar a la divergencia esférica que sufre el sonido. El semieje mayor de la sección elíptica suele corresponder con la dirección de avance de la antena y la mayor parte de la energía queda dentro de la zona definida por un ángulo de emisión de  $45^\circ$ , que es el más habitual para las antenas existentes en la actualidad (Pérez, 2001).

La sección del cono aumenta con la distancia al foco emisor, disminuyendo la amplitud de la señal de forma directamente proporcional al cuadrado de la distancia, de acuerdo con la ley de conservación del flujo de energía de una onda.

Se trata por lo tanto de un decaimiento de la señal que está directamente relacionado con la distancia al foco emisor, no obstante, en algunos trabajos, como los de Cai y McMechan (1995), se modeliza la atenuación geométrica considerando las variaciones en la permitividad eléctrica del medio y las consiguientes variaciones espaciales en la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas. En estas simulaciones, se calcula la atenuación geométrica del frente de ondas para cada punto a lo largo de la trayectoria de propagación.

### 3.3.2 Absorción

El fenómeno de absorción se puede definir como una disminución de la energía que se propaga a través del medio, como consecuencia de la polarización de las moléculas de agua presentes en él. Los diferentes mecanismos de polarización serán analizados con detalle más adelante (ver Apartado 4.2), pero para el objeto de este apartado, bastará con mencionar que para la banda de frecuencias en las que opera el georradar el tipo de polarización de mayor importancia es la denominada polarización por orientación molecular (Ulriksen, 1982).

La polarización por orientación molecular está basada en el efecto de giro que sobre las moléculas polares ejerce un campo eléctrico existente. Las moléculas se orientarán en la dirección del campo hacia posiciones de mínima energía.

Cualquier fenómeno de polarización se caracteriza por una disminución del valor de la parte real de la permitividad eléctrica compleja (que representa el almacenamiento de energía) y un aumento de la parte imaginaria (que representa las pérdidas), produciéndose un incremento de la tangente de pérdidas dieléctricas (factor de disipación), que se define como el cociente entre permitividad eléctrica imaginaria y la real (Cabrera et al., 1993; Sutinen, 1992).

Por lo tanto, la constante dieléctrica determina la capacidad de almacenamiento de energía (o capacidad de polarización) de un material por el efecto de la separación, a una cierta distancia, de cargas opuestas dentro del mismo.

En términos generales, la parte sólida de los medios estudiados con georradar presentan una mínima capacidad de polarización, pero con el agua presente en sus poros sucede lo contrario, por lo que el grado de humedad determina notablemente las pérdidas de energía por absorción.

En base a esto último, un medio con alto contenido en humedad presentará una fuerte atenuación en la propagación de las ondas electromagnéticas siendo este efecto de gran importancia dentro del rango de frecuencias de operación del georradar.

### **3.3.3 Dispersión (*Scattering*)**

Cuando las ondas electromagnéticas inciden en posibles objetos con dimensiones del mismo orden o inferior a la longitud de onda se produce el fenómeno conocido como dispersión o *scattering* (Born & Wolf, 2002). Toda partícula polarizada actuará como un nuevo frente de ondas (principio de Huygens) y el campo en cada instante resultará de la combinación de todas las ondas recibidas en dicho punto. La reemisión suele producirse en una frecuencia similar a la de la onda incidente y si dicha frecuencia se aproxima a la de resonancia del material, se originará un notable efecto de absorción (Lapazaran, 2004).

Se genera entonces una distribución de la energía incidente de forma aleatoria, dando como resultado una disminución de las amplitudes, así como un ruido aleatorio en los datos registrados debido a las reflexiones en las partículas que dan lugar a la generación de pequeñas ondas propagándose en cualquier dirección (Corraliza, 2006).

Las consecuencias de estos efectos se magnifican cuando el tamaño de las heterogeneidades es del mismo orden de magnitud que la longitud de onda y por lo tanto son mucho más notables cuando se utilizan antenas de alta frecuencia con longitudes de onda centimétricas (Lorenzo, 1994; Pérez, 2001).

La longitud de onda utilizada en el estudio dependerá tanto de la frecuencia de la antena de georradar como de la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el medio. Si la onda alcanza un elemento de grandes dimensiones en relación a la longitud de onda, las propiedades electromagnéticas pueden sufrir un cambio brusco y se produce el fenómeno conocido como difracción. Este efecto es muy habitual cuando las ondas inciden en tuberías o en esquinas y bordes de cimentaciones o zanjas, entre otros.

### 3.3.4 Difusión (*Spreading*)

En términos generales, el pulso electromagnético generado por una antena de georradar estará constituido por una banda de frecuencias (suma de componentes sinusoidales) centrada aproximadamente en el valor de la frecuencia de emisión de la antena seleccionada.

Dado que las propiedades electromagnéticas son dependientes de la frecuencia (y en particular la constante dieléctrica), cada componente de la señal sufrirá diferentes mecanismos de propagación dando lugar a variaciones en la amplitud y fase del pulso resultante después de propagarse a través del medio de estudio (Lorenzo, 1994; Reitz et al., 1996). Este es el fenómeno denominado dispersión cromática, difusión o *spreading*.

En aquellos medios en que la dependencia de la permitividad eléctrica con la frecuencia es suave, la velocidad de fase y la velocidad de grupo serán coincidentes. Para el resto de casos, a partir de la velocidad de fase, se puede calcular la velocidad de grupo, mediante la siguiente expresión:

$$v_g = v_f - \lambda \frac{\partial v_f}{\partial \lambda} \quad (3.3.1)$$

donde  $v_g$  es la velocidad de grupo,  $\lambda$  es la longitud de onda y  $v_f$  representa a la velocidad de fase. El segundo término se conoce como dispersión cromática (Cabrera et al., 1993).

Cuando no es posible determinar la velocidad de grupo se puede utilizar el concepto de velocidad media del transporte de energía, que se define como el cociente entre el valor promedio del vector de Poynting y la densidad de energía (Corson & Lorrain, 1972).

Finalmente, si la frecuencia tiende a valores altos y, además, la conductividad del medio es baja, el cálculo de la velocidad puede simplificarse y se determina como:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3.2)$$

donde  $c$  es la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el vacío y  $\epsilon_r$  es la permitividad eléctrica relativa.

## 3.4 Resolución efectiva del georradar

En el ámbito de la geofísica, se define el concepto de resolución como la capacidad de un método para identificar y definir anomalías y capas a partir de una determinada dimensión. Por lo tanto, un valor elevado de resolución permitirá investigar con mayor definición y alcanzar objetivos de menor tamaño.

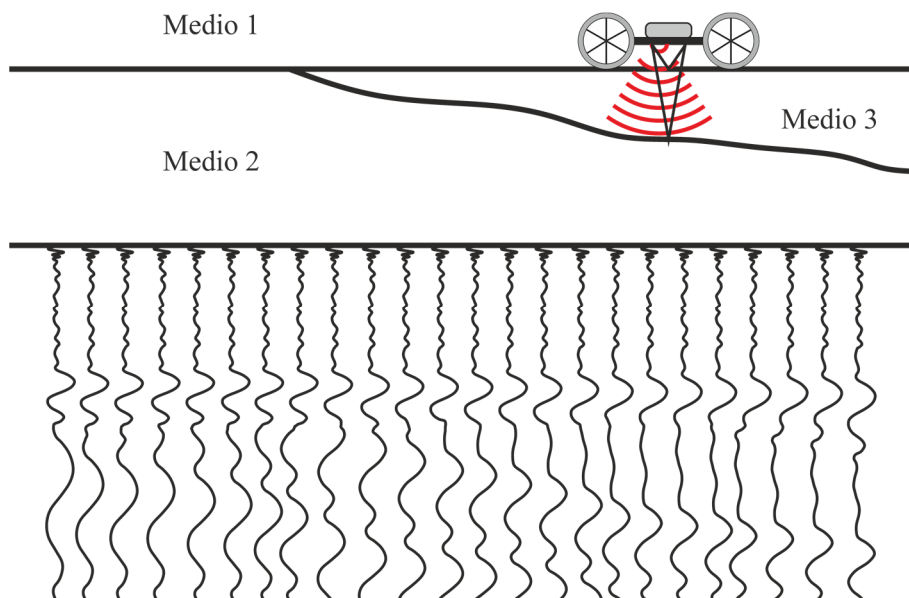
En términos generales, la resolución de un equipo de georradar se define como su capacidad para identificar elementos en el medio investigado, tanto en la dirección vertical como en la horizontal. Esta capacidad está influenciada por varios factores como las especificaciones propias del equipo utilizado, las propiedades electromagnéticas del medio o el procesado posterior de las señales (Pérez, 2001).

Para un equipo de georradar, la resolución vertical se refiere a la mínima separación detectable en profundidad entre dos reflectores, mientras que la resolución lateral u horizontal está relacionada con las dimensiones horizontales del reflector (Parasnis, 1962).

### 3.4.1 Resolución vertical

Conociendo la resolución vertical o sensibilidad del equipo de georradar en el medio estudiado, se puede determinar la mínima distancia que deberá existir entre dos reflectores para que puedan ser claramente identificados.

Como se puede observar en la Figura 3.4.1, en un medio en el que existe una capa de espesor variable, un equipo con una sensibilidad determinada para las propiedades electromagnéticas del medio, podrá identificar dos reflectores diferentes a partir de un cierto espesor (Lorenzo, 1994).



**Figura 3.4.1.** Representación esquemática de un modelo de tres capas y las correspondientes trazas registradas con el georradar. La capa intermedia no es identificable hasta alcanzar un determinado espesor (adaptada de Lorenzo, 1994).

La resolución vertical del equipo estará en función, fundamentalmente, de la frecuencia utilizada por la antena y de la duración del pulso.

Podemos definir algunas relaciones entre los parámetros implicados. En primer lugar, la anchura de banda ( $\Delta f$  en Hz) es el inverso de la duración del pulso ( $\Delta t$  en ns), mientras que la longitud equivalente del pulso ( $\Delta x$  en m) es igual al producto entre la velocidad de propagación de la onda electromagnética en el medio por la duración del pulso ( $\Delta x = v \cdot \Delta t$ ). Esta longitud equivalente ( $\Delta x$ ) es determinante para la resolución vertical ya que a menor longitud del pulso mayor será la resolución vertical esperable ( $R_v$ ).

Por lo tanto, la diferenciación entre dos capas sin que se produzca solape entre ellas será posible si la separación entre ambas es superior a la resolución vertical del equipo en el medio, pudiéndose determinar a partir de la siguiente expresión (Lorenzo, 1994):

$$R_v = \frac{v\Delta t}{2} \quad (3.4.1)$$

donde  $v$  es la velocidad de propagación de las ondas en el medio y  $\Delta t$  representa la duración del pulso (dos veces el periodo de la señal).

Bajo ciertas condiciones se puede llegar a diferenciar entre dos reflexiones superpuestas, incluso si su distancia es menor que  $R_v$ , siempre que la segunda reflexión sea de una intensidad bastante mayor que la primera (por ejemplo, cuando se trata de un elemento metálico).

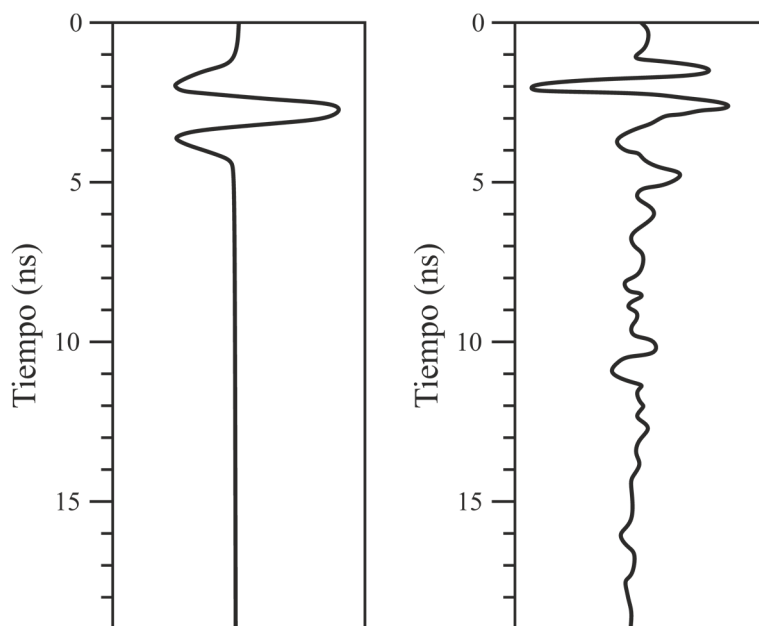
En otras ocasiones, puede ser posible diferenciar dos señales superpuestas si la forma de la señal emitida es conocida y si la superposición tiene lugar tras el primer cuarto de ciclo de la primera señal reflejada (Lorenzo, 1994). En este tipo de casos, se puede obtener una estimación de la amplitud de la reflexión de la primera capa, efectuar un procesado para eliminarla del radargrama y obtener un segundo registro en el que solo aparezca la segunda reflexión. De esta forma, a partir de los tiempos correspondientes a cada una de las reflexiones se puede determinar el espesor de la capa.

En general, la resolución vertical mejora cuando se utilizan altas frecuencias o bien, cuando disminuye la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas a través del medio. Un ejemplo de ello se produce cuando los poros de suelos o rocas están rellenos de agua en lugar de aire, ya que la onda se propaga a menor velocidad.

La resolución vertical de un equipo se puede mejorar también diseñando antenas que generen pulsos más cortos, no obstante, un pulso de menor duración conlleva un aumento del ancho de banda en igual proporción ( $\Delta t = \Delta f^{-1}$ ). Dado que el valor central de las frecuencias de la banda utilizada es aproximadamente igual a la frecuencia del pulso durante su propagación a través del medio, un incremento del centro de frecuencias de emisión limitará la profundidad de investigación.

En términos generales, la onda reflejada tendrá una complejidad igual o superior a la de la onda incidente y su duración será mayor. Este incremento en la duración del pulso se produce por el efecto de atenuación propio de cualquier medio dando lugar a la pérdida progresiva de las altas frecuencias en función de la profundidad de investigación.

Por lo tanto, debido a los posibles cambios de forma de la onda y a la distorsión de los pulsos (Figura 3.4.2), la resolución vertical real será algo inferior a la calculada teóricamente (González & Marcello, 2002).



**Figura 3.4.2.** Representación de un pulso ideal (izquierda) y un pulso real (derecha) en función del tiempo.

### 3.4.2 Resolución horizontal

La resolución horizontal puede definirse como la mínima distancia necesaria entre dos reflectores contiguos para que el equipo pueda diferenciarlos claramente. Se trata por lo tanto de la sensibilidad de un equipo para definir una anomalía y su geometría.

Este parámetro depende de diversos factores tales como la velocidad de arrastre de la antena, el número de pulsos emitidos por segundo, la geometría del cono de emisión, la sección del reflector y la profundidad del mismo.

De estos factores, la velocidad de la antena y el número de pulsos por segundo se pueden configurar en el proceso de adquisición de datos. Por el contrario, la geometría del cono de emisión depende de las propiedades electromagnéticas del medio y de las características de la antena utilizada.

Podemos definir el cono de emisión como un cono de energía que atraviesa la superficie del reflector, delimitando un área iluminada que se conoce como huella de la antena. El espacio comprendido entre el emisor y el receptor donde el desfase de las ondas no supera los  $180^\circ$  se conoce como primera zona de

Fresnel y determina el área mínima detectable. Cuanto mayor sea la primera zona de Fresnel, peor será la resolución horizontal; por el contrario, un cono estrecho aumenta considerablemente la resolución.

Por lo tanto, la energía que alcanza el receptor de la antena de georradar no proviene de un único punto de reflexión, sino de un área de dimensiones finitas.

Existen diferentes criterios que pueden considerarse para definir la resolución horizontal.

Lorenzo (1994) determina el siguiente método para obtener la resolución horizontal, considerando que un elemento queda completamente definido cuando lo alcanza un número de trazas suficiente. Si el número de trazas afectadas por el elemento es insuficiente aparecerán en el radargrama como ruido carente de información. Por lo tanto, el mínimo valor del número de trazas que permite definir el objeto en el radargrama representa la resolución horizontal. La determinación del número mínimo de trazas puede calcularse mediante la siguiente expresión:

$$nt = (tr/s) \frac{2z}{v} \quad (3.4.2)$$

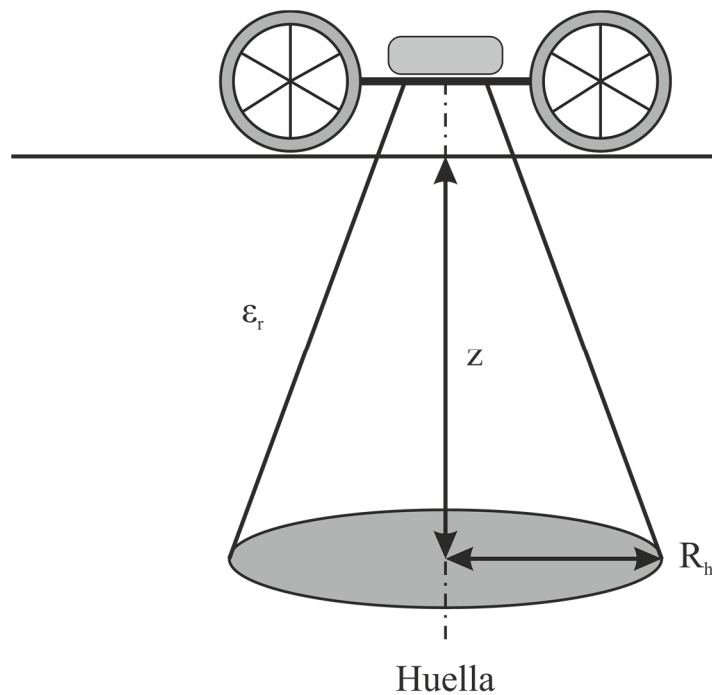
donde  $nt$  es el número mínimo de trazas,  $(tr \cdot s^{-1})$  es el número de trazas registradas por segundo,  $z$  es la profundidad del elemento y  $v$  es la velocidad de desplazamiento de la antena.

Lorenzo (1994) también recoge otra propuesta simplificada de varios autores según la cual, un elemento queda definido cuando su presencia afecta a más de 20 trazas.

Otro criterio para definir la resolución horizontal es el enunciado por Conyers y Goodman (1997), que utilizan el área iluminada por la antena o huella de la antena (Figura 3.4.3), a la que se le asigna un radio,  $R_h$ , que puede ser calculado como:

$$R_h = \frac{\lambda}{4} + \frac{z}{\sqrt{1 + \epsilon_r}} \quad (3.4.3)$$

donde  $R_h$  representa el radio de la huella,  $\lambda$  es la longitud de la onda emitida,  $z$  es la profundidad del reflector y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa promedio de los materiales presentes en el subsuelo a lo largo de la profundidad  $z$ .



**Figura 3.4.3.** Huella elíptica y cono de radiación de una antena de georradar (adaptada de Conyers & Goodman, 1997).

Según el criterio utilizado por algunos autores (Daniels et al., 1988; Reynolds, 1997), la resolución horizontal también es inversamente proporcional  $\alpha^{1/2}$ , donde  $\alpha$  es el factor de atenuación. Por lo tanto, para medios de alta atenuación, la resolución horizontal será mayor.

Por último, es importante incidir en el hecho de que ciertos parámetros correspondientes tanto a la configuración de la adquisición de datos como a su posterior procesado pueden afectar a la resolución. Un ejemplo de ello es el apilamiento o *stacking* de trazas que se realiza para mejorar la relación señal/ruido, pero tiene efectos negativos sobre la resolución horizontal.

### 3.5 Ecuación de propagación y ecuación del radar

La potencia emitida por la antena de un equipo de georradar resulta determinante para conocer el valor mínimo de la señal que podrá ser detectado en la antena receptora. Esta relación queda englobada en la denominada ecuación de propagación mediante el balance de potencias (o energético) existente entre la potencia emitida y recibida por la antena de georradar (Pérez, 2001).

Para una antena isotrópica (que emite por igual en cualquier dirección), en un medio homogéneo y sin atenuación, como es el caso ideal del espacio libre, la densidad de energía se puede determinar mediante la siguiente expresión (Cardama et al., 1998):

$$\delta P(r, \theta, \varphi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} \quad (3.5.1)$$

donde  $\delta P(r, \theta, \varphi)$  es la densidad de potencia a una distancia  $r$  a la antena emisora, en una dirección determinada por  $\theta$  y  $\varphi$  (ángulos cenital y acimutal) y  $P_e$  es la potencia emitida por la antena.

Si la antena no es isotrópica, como es el caso de las antenas de georradar, concentran la energía en una dirección preferente. La anterior expresión se puede modificar considerando la directividad ( $D$ ) de la antena, que se determina como sigue:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\delta P(r, \theta, \varphi)}{\frac{P_e}{4\pi r^2}} \quad (3.5.2)$$

Por lo que la densidad de potencia queda definida de la siguiente forma:

$$\delta P(r, \theta, \varphi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} D(\theta, \varphi) \quad (3.5.3)$$

Se puede reescribir esta última expresión en función de la ganancia:

$$\delta P(r, \theta, \varphi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} \frac{G_a(\theta, \varphi)}{\eta_e} \quad (3.5.4)$$

donde  $G_a$  y  $\eta_e$  representan la ganancia y la eficiencia del emisor respectivamente.

Otro factor importante a destacar es que la antena receptora presentará un área efectiva en la dirección del reflector. Esta área efectiva,  $A_{efr}$ , representa el tamaño de la superficie de captación de energía reflejada que alcanza al receptor de la antena de georradar y queda determinada de la siguiente forma (Cardama et al., 1998):

$$A_{efr} = D_r \frac{\lambda^2}{4\pi} = D_r L_0 \quad (3.5.5)$$

donde  $D_r$  es la directividad de la antena receptora y  $\lambda$  es la longitud de onda. El factor  $L_0$  se denomina pérdida en el espacio libre ( $L_0 = \lambda^2/4\pi$ ) y representa la pérdida de potencia generada entre la transmisión y la recepción considerando el caso de antenas isotrópicas.

Teniendo en cuenta todo lo anterior, la potencia recibida,  $P_r$ , por una antena de georradar queda definida a partir de la siguiente expresión:

$$P_r = \frac{P_e}{4\pi r^2} D_e A_{efr} \quad (3.5.6)$$

donde  $P_e$  es la potencia emitida,  $D_e$  es la directividad de la antena emisora y  $A_{efr}$  es el área efectiva de la antena receptora.

Finalmente, se puede analizar la relación entre las potencias emitida  $P_e$  y recibida  $P_r$  mediante su cociente:

$$\frac{P_r}{P_e} = D_e D_r \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (3.5.7)$$

Esta última expresión se conoce como ecuación de propagación y relaciona las potencias emitida y recibida por una antena de georradar con la densidad de potencia a una distancia  $r$  de la antena emisora. Representa por lo tanto un balance energético que a veces se denomina sensibilidad del radar (Ulriksen, 1982) y suele expresarse en decibelios.

Un caso particular de la ecuación de propagación es la denominada ecuación del radar, que relaciona las potencias emitida y recibida por una antena de georradar con las características propias de la antena y con las propiedades del medio:

$$P_r = \frac{P_e G_a^2 \theta}{\omega^2 r^4 (4\pi)^3} \quad (3.5.8)$$

donde  $P_r$  es la potencia recibida en la antena receptora tras ser reflejada en un objeto,  $P_e$  es la potencia del pulso emitido,  $G_a$  es la ganancia de la antena,  $\theta$  es el tamaño angular del reflector,  $\omega$  la frecuencia angular del pulso emitido y  $r$  la distancia entre la antena y el reflector, suponiendo que la única atenuación de la señal es la producida por dispersión geométrica.

Para un medio no ideal, será necesario considerar además el término de la atenuación de la señal al propagarse a través de dicho medio, por lo que se deberá añadir un factor más a la anterior expresión:

$$A(r, \alpha) = e^{-2\alpha r} \quad (3.5.9)$$

donde  $A(r, \alpha)$  representa la atenuación de la amplitud de la señal después de haber recorrido la distancia  $r$ . El coeficiente de atenuación,  $\alpha$ , es un valor característico de cada medio y el coeficiente 2 que aparece junto a él se deriva del trayecto de ida y vuelta recorrido por la onda electromagnética.

Por lo tanto, conociendo la potencia máxima que puede emitir una antena, el coeficiente de atenuación del medio, la frecuencia central del pulso y la potencia mínima que deberá tener la señal recibida para que pueda ser diferenciada del ruido, será posible realizar una estimación de la máxima profundidad de investigación alcanzable.

## 3.6 Análisis de velocidad

Los datos registrados en la prospección geofísica mediante georradar muestran, para cada traza, los valores de amplitud de la señal reflejada en abscisas y en ordenadas los tiempos dobles de recorrido, es decir, el

tiempo de ida y retorno de las ondas electromagnéticas, desde la antena emisora hasta el reflector y desde el reflector hasta la antena receptora.

Para poder transformar dichos tiempos dobles a profundidades será necesario disponer del valor de la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas a través del medio estudiado o bien conocer el valor efectivo de su permitividad eléctrica (Conyers & Goodman, 1997).

Existen varios métodos para poder estimar con mayor o menor precisión el valor de la velocidad de propagación o las permitividades del medio. Algunos de ellos precisan de la realización de medidas o ensayos directos, pero otros se basan en el análisis de medias indirectas. En los siguientes apartados se realiza una breve descripción de algunos de los procedimientos más comúnmente utilizados.

### 3.6.1 Métodos de onda reflejada

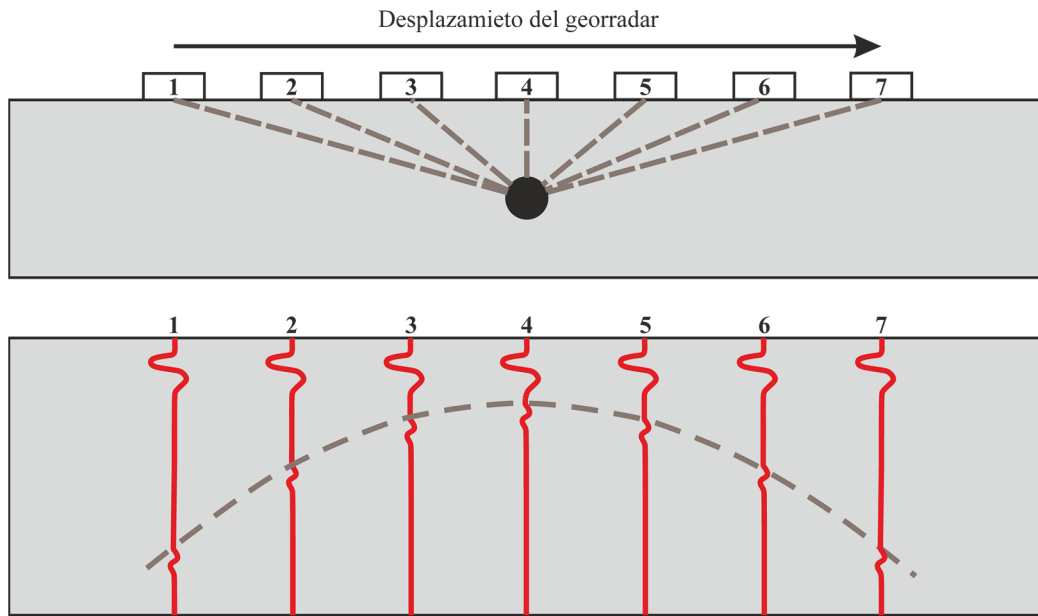
Este primer tipo de métodos consisten en analizar los radargramas obtenidos para identificar en los mismos aquellos horizontes, objetos o anomalías cuya profundidad sea conocida y poder determinar de forma directa la velocidad de propagación en la zona comprendida desde la superficie hasta dicha profundidad.

Conyers y Goodman (1997) describen varias técnicas que se pueden utilizar como métodos de onda reflejada:

- Test del cilindro. Este método consiste en introducir un cilindro metálico por el lateral de una excavación, a una profundidad determinada, para su posterior identificación en el radargrama.
- Test del muro. Se trata de un método similar al anterior, pero en este caso se utiliza un muro, una cimentación o cualquier otro elemento enterrado del cual se conoce su profundidad.
- Correlación estratigráfica. Este método utiliza la información obtenida a partir de los dos métodos anteriores, así como la derivada de catas y sondeos para identificar en los radargramas las reflexiones generadas por horizontes y objetos de profundidad conocida.

### 3.6.2 Hipérbolas de reflexión

Cando la energía emitida por una antena de georradar alcanza un elemento de dimensiones finitas, enterrado a una cierta profundidad,  $z$ , este comienza a ser observable antes de que la antena se encuentre sobre su vertical (ver Figura 3.6.1). En estos casos, se obtienen unos registros pseudo-hiperbólicos que permiten estimar de forma indirecta la velocidad de propagación (Pérez, 2001).



**Figura 3.6.1.** Esquema representativo de un registro pseudo-hiperbólico generado por un objeto de dimensiones finitas enterrado en el medio investigado.

El desarrollo matemático del método es el siguiente. Dado que el tiempo registrado en los radargramas,  $t(x, z, v)$ , es el tiempo doble de propagación (*two-way travel time*), tendremos que el tiempo de propagación  $t_{1/2}(x, z, v)$  para una distancia  $r$  será:

$$t_{1/2}(x, z, v) = \frac{t(x, z, v)}{2} = \frac{r}{v} \quad (3.6.1)$$

donde  $r$  es la distancia desde la antena de georradar al elemento generador de la hipérbola,  $z$  es la profundidad a la que se localiza el objeto,  $x$  es la distancia medida sobre la horizontal y  $v$  es la velocidad de propagación en el medio comprendido a lo largo de  $r$ .

Por lo tanto, operando queda la siguiente expresión:

$$t(x, z, v) = \frac{2}{v} \sqrt{x^2 + z^2} \quad (3.6.2)$$

Si denominamos  $t_0$  al tiempo doble de propagación en el momento en que la antena se encuentra sobre la vertical del elemento:

$$t_0 = \frac{2z}{v} \quad (3.6.3)$$

Operando para reescribir la ecuación (3.5.2) en función de los parámetros que pueden ser medidos sobre el radargrama se llega a la siguiente expresión:

$$t(x, v, t_0) = \sqrt{\frac{4x^2}{v^2} + t_0^2} \quad (3.6.4)$$

Por lo que, despejando, se puede obtener la expresión final que permite determinar la velocidad de propagación en función de  $x$  y de  $t$ :

$$v = \frac{2x}{\sqrt{t^2 - t_0^2}} \quad (3.6.5)$$

De esta forma, midiendo en los radargramas varios pares de puntos  $(x, t)$  se puede calcular la velocidad de propagación en el medio para la zona comprendida entre la superficie y la anomalía que ha generado la hipérbola.

### 3.6.3 Métodos de onda directa

Este tipo de métodos ofrecen una notable menor precisión frente a los métodos de onda reflejada, no obstante, constituyen buenos métodos adicionales para poder determinar la velocidad de propagación de forma indirecta.

Dentro de este grupo de procedimientos existen básicamente dos métodos (Conyers & Goodman, 1997): transiluminación y punto medio común (*Common Midpoint*, CMP). Para la aplicación de ambos métodos es necesario utilizar antenas biestáticas, en las que el emisor y el receptor son elementos independientes que pueden ser separados. Conociendo la distancia existente entre las dos antenas y midiendo el tiempo de trayecto de las ondas desde la antena emisora hasta la receptora se puede calcular fácilmente la velocidad. A continuación, se explica resumidamente la forma de proceder para cada uno de estos dos métodos.

El método de la transiluminación sólo es aplicable en aquellos casos en que existen dos superficies paralelas por las que poder desplazar las antenas (por ejemplo, muros, columnas, estudios de calidad en roca ornamental, redes de galerías y túneles, etc.). Las dos antenas (emisora y receptora) se colocan en superficies opuestas y se desplaza una de ellas mientras la otra permanece fija. Teniendo definida la posición de cada una de las antenas y la distancia entre ambas en cada momento se puede determinar la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas para cada una de las posiciones ensayadas (Corraliza, 2006).

En el método del punto medio común (*Common Midpoint*, CMP), las antenas emisora y receptora se sitúan en la misma superficie y se separan progresivamente en sentidos opuestos (o bien se desplaza una de las antenas mientras que la otra permanece fija).

La representación gráfica de los datos así adquiridos consiste en una gráfica de tiempos dobles de propagación frente a la distancia de ambas antenas al punto central. La onda directa aparecerá como una línea recta, mientras que cada una de las diferentes reflexiones en cada capa presente en el medio producirá una hipérbola cuya excentricidad dependerá de la velocidad de propagación y cuyo vértice se localizará a la profundidad a la que se encuentra el contacto (Pérez, 2001). A partir de la ecuación de estas hipérbolas será posible determinar el valor de la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas para cada uno de los horizontes existentes. Por lo tanto, aunque este método se clasifica dentro de los de onda directa, implica también el análisis de la onda reflejada y de las hipérbolas de reflexión.

### 3.6.4 Ensayos de laboratorio

Aunque estos métodos serán objeto de un desarrollo extendido en posteriores apartados, aquí se resumirá el fundamento básico de los mismos.

Se trata de realizar medidas directas sobre muestras obtenidas en catas o sondeos para obtener de forma experimental los valores de la permitividad eléctrica, de la permeabilidad magnética o de la conductividad eléctrica y de forma indirecta poder estimar el valor de la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas a través del medio.

Uno de los métodos de laboratorio más utilizados consiste en medir la capacitancia en un condensador de placas paralelas en el que se intercala una muestra del material a analizar. Realizando medidas a diferentes frecuencias se puede obtener el valor de la permitividad eléctrica relativa mediante la siguiente expresión (Knoll & Knight, 1994):

$$\varepsilon_r = \frac{C_p t}{A \varepsilon_0} \quad (3.6.6)$$

donde  $\varepsilon_r$  es la permitividad relativa de la muestra,  $C_p$  es la capacitancia medida,  $t$  y  $A$  son el espesor y el área de la muestra respectivamente y  $\varepsilon_0$  es la permitividad eléctrica del vacío.

## Capítulo 4

# MEDIDAS DIRECTAS DE PROPIEDADES ELECTROMAGNÉTICAS. ANALIZADOR DE IMPEDANCIAS

### 4.1 Introducción

Las propiedades electromagnéticas del medio condicionan sustancialmente la propagación de las ondas asociadas al georradar, por lo que a partir de su análisis se pueden determinar parámetros fundamentales en el estudio de un medio natural, como el grado de humedad, el contenido en materia orgánica o la presencia de ciertos contaminantes.

Los materiales geológicos, suelos y rocas se pueden caracterizar por sus propiedades electromagnéticas intrínsecas. En una elevada proporción, estos materiales pueden clasificarse como dieléctricos, es decir, son altamente resistivos y su comportamiento está influenciado por su constante dieléctrica o su permitividad. Cabe destacar que todos los materiales poseen un valor específico de permitividad, aunque en los dieléctricos esta propiedad es especialmente relevante.

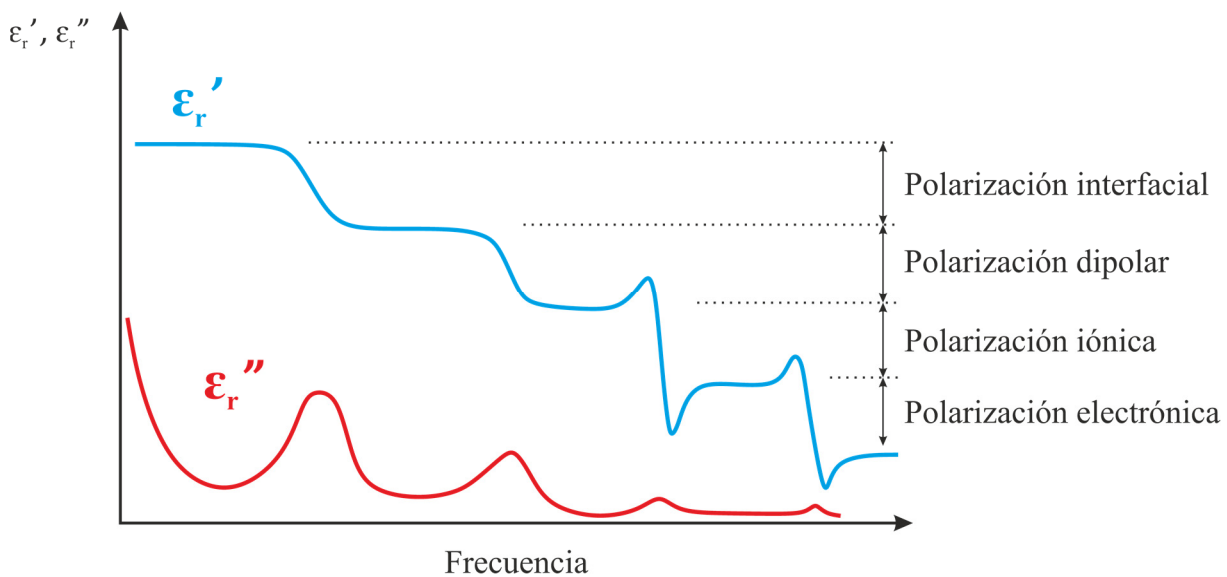
Las propiedades dieléctricas están influenciadas por los mecanismos de polarización. Por ejemplo, cuando un campo eléctrico es aplicado a una muestra de suelo o roca, los dipolos moleculares en el material se alinean con el campo, lo que afecta a su constante dieléctrica. En el caso de los iones disueltos en el agua higroscópica o molecular, su movimiento bajo la influencia del campo eléctrico puede contribuir a la conductividad eléctrica del material. La conductividad y la permitividad están fuertemente condicionadas por el tipo de ion o molécula, por su libertad de movimiento y por el grado de humedad.

## 4.2 Mecanismos de polarización

Para poder analizar ciertas propiedades físicas de los materiales, basadas en sus propiedades electromagnéticas, es necesario comprender los diferentes mecanismos de polarización de sus constituyentes.

En los materiales dieléctricos, la disposición de los portadores de carga se ve alterada en presencia de un campo eléctrico, de forma que las cargas positivas y negativas se desplazan en direcciones opuestas polarizándose para compensar dicho campo eléctrico.

Existen varios mecanismos de polarización, a nivel microscópico, que contribuyen a la permitividad global del material. Todos ellos presentan una fuerte dependencia con la frecuencia utilizada en los procesos de medida (Quan et al., 2017). De este modo, a bajas frecuencias predominan los efectos de ciertos mecanismos, como la orientación dipolar, que al incrementar la frecuencia desaparecen al no ser capaces, los dipolos, de seguir los cambios en el campo eléctrico (Figura 4.2.1). Como resultado, la parte real de la permitividad compleja ( $\epsilon'$ ) se desactiva y la parte imaginaria o el factor de pérdidas ( $\epsilon''$ ) muestra un pico en cada frecuencia crítica, asociado a cada mecanismo de polarización (Dakin, 2006).



**Figura 4.2.1.** Esquema de la influencia de la frecuencia en la permitividad compleja y los diferentes mecanismos de polarización.

Por lo tanto, si se realizan medidas de las propiedades dieléctricas de una muestra en un rango de frecuencias apropiado, será posible encontrar ciertas características distintivas que correspondan con algunas propiedades físicas.

Además de los mecanismos de polarización, otros factores como la humedad y la presencia de sales o iones en los materiales también afectan significativamente a sus propiedades electromagnéticas. La humedad contenida en los materiales incrementa la permitividad, lo que influye en la capacidad del material para

almacenar energía eléctrica. Por otro lado, el contenido en sales u otros iones no solo contribuye al aumento de la permitividad, sino que también incrementa la conductividad del material.

La magnitud y la frecuencia crítica de cada mecanismo de polarización son únicas para cada material. Así, por ejemplo, para las moléculas de agua, la polarización molecular presenta una caída para una frecuencia próxima a 22 GHz (Içier & Baysal, 2004). Sin embargo, la frecuencia disminuye para el agua ligada a los granos por efecto de la adsorción química, un proceso mediante el cual las moléculas se adhieren a la superficie de un sólido. Esto es debido a que, si la superficie del grano está cargada eléctricamente, las moléculas de agua estarán fuertemente unidas a su superficie, lo que dificulta su polarización (Peplinski et al., 1995).

Por lo tanto, dado que la frecuencia crítica del agua ligada es menor que la del agua libre, será posible realizar un análisis por separado entre ambas si se realizan medidas utilizando un amplio rango de frecuencias.

En términos generales, se puede decir que la permitividad compleja está relacionada con la composición del material y su frecuencia característica es un factor clave en la determinación del grado de humedad, o del contenido en sales disueltas y en materia orgánica (Peplinski et al., 1995).

La polarización de un material dieléctrico tiene lugar, en presencia de un campo eléctrico externo, por cuatro mecanismos diferentes: electrónico, atómico o iónico, molecular y por cargas espaciales. Los dos primeros se clasifican como mecanismos de resonancia y los dos últimos como mecanismos de relajación (Dakin, 2006).

Los mecanismos de polarización atómicos y electrónicos son relativamente débiles y suelen ser constantes en la región de las microondas, mientras que la orientación dipolar y la conducción iónica interactúan fuertemente en esas mismas frecuencias. A continuación, se describe cada uno de estos mecanismos en orden de mayor a menor frecuencia a la que se presentan.

### **4.2.1 Polarización electrónica y atómica**

La polarización electrónica tiene lugar en átomos neutros cuando al aplicar un campo eléctrico, el átomo se distorsiona y los electrones se desplazan al lado opuesto al núcleo.

Por otro lado, el mecanismo de polarización atómica o iónica se presenta cuando al aplicar un campo eléctrico los iones positivos y negativos adyacentes se deforman elásticamente redistribuyéndose la carga dentro del material.

En general, para muchos sólidos con bajo contenido en humedad, estos son los mecanismos de polarización dominantes en las frecuencias de microondas, aunque la resonancia real se produce a una frecuencia mayor.

Para frecuencias superiores a la de resonancia, la contribución de los mecanismos electrónicos y atómicos desaparece (Hotta et al., 2011).

## 4.2.2 Polarización molecular

En una molécula, los átomos se combinan compartiendo uno o más de sus electrones. Esto puede dar lugar a un desequilibrio en la distribución de la carga, generando un momento dipolar permanente.

Estos dipolos, que en principio estarán orientados de manera aleatoria, pueden girar para alinearse con un campo eléctrico externo, dando lugar a una polarización molecular.

La fricción que se opone a la orientación de los dipolos contribuye a las pérdidas dieléctricas. Las variaciones que provoca esta orientación tanto en la parte real como en la parte imaginaria de la permitividad relativa tienen lugar en la denominada frecuencia de relajación, que normalmente se localiza en el espectro de las microondas.

Este mecanismo de polarización está notablemente influenciado por la temperatura y por las características químicas del medio, siendo las disoluciones salinas en agua y algunas moléculas orgánicas buenos ejemplos de sustancias que exhiben una fuerte polarización molecular (Quan et al., 2017).

En algunos materiales, los dipolos se mantienen alineados al desaparecer el campo eléctrico dando lugar a una polarización permanente (materiales ferroeléctricos).

## 4.2.3 Polarización por cargas espaciales o polarización interfacial

Además de las cargas unidas localmente a átomos y moléculas, también existen portadores de carga que pueden desplazarse una cierta distancia a través del material, ante la aplicación de un campo eléctrico de baja frecuencia. La polarización por cargas espaciales o polarización interfacial ocurre cuando se bloquea el movimiento de estas cargas migratorias, quedando atrapadas en zonas interfaciales de un material. La variación del campo generada por la acumulación de estas cargas produce un incremento de la capacitancia del material, lo que se traduce en un aumento del valor de  $\epsilon_r'$ .

Algunos materiales dieléctricamente heterogéneos, con regiones eléctricamente conductoras que no están en contacto entre sí (separadas por regiones no conductoras) exhiben el efecto Maxwell-Wagner-Sillars a bajas frecuencias (Samet et al., 2015).

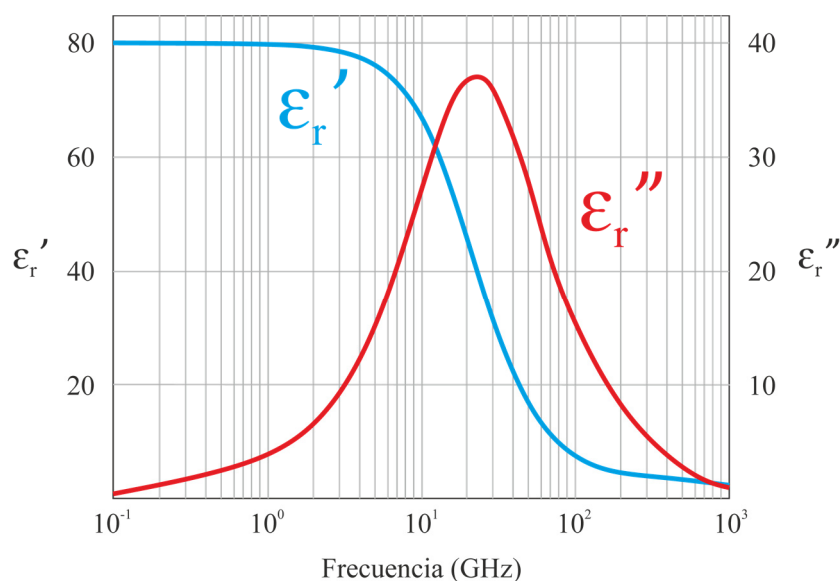
Este efecto ocurre cuando se aplica un campo eléctrico alterno y las diferencias en las propiedades dieléctricas y las conductividades de las diferentes capas provocan una acumulación de carga en las interfases entre los materiales. A bajas frecuencias las cargas tienen tiempo para acumularse en los límites de las regiones conductoras, incrementando el valor de  $\epsilon_r'$ . A medida que aumenta la frecuencia,  $\epsilon_r'$  disminuye hasta que la polarización desaparece (Xu et al., 2008).

## 4.2.4 Tiempo de relajación y relación de Debye

El tiempo de relajación ( $\tau$ ) se define como el tiempo necesario para que los dipolos alineados con un campo eléctrico externo retornen a un valor de  $1/e$  de su equilibrio aleatorio. Constituye una medida de la movilidad que presentan los dipolos de un material.

En los estados líquido y sólido, las moléculas tienen una libertad limitada para moverse bajo los efectos de un campo eléctrico externo y se aproximan exponencialmente al estado final de orientación. Cuando el campo eléctrico desaparece, la secuencia se invierte y se restaura la distribución aleatoria con la misma constante de tiempo (Beneduci, 2008). La frecuencia de relajación  $\omega_r$  ( $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ), será la inversa del tiempo de relajación (con la frecuencia en Hz).

Por debajo de la frecuencia de relajación, el campo eléctrico alterno es lo suficientemente lento para que los dipolos puedan orientarse con las variaciones del campo. A medida que aumenta la frecuencia,  $\epsilon_r''$  aumenta proporcionalmente, mientras que  $\epsilon_r'$  comienza a disminuir debido al retraso entre el tiempo necesario para la alineación de los dipolos y la variación del campo eléctrico (Figura 4.2.2). Por encima de la frecuencia de relajación, tanto  $\epsilon_r'$  como  $\epsilon_r''$  caen ya que el campo eléctrico es demasiado rápido para influir en la rotación del dipolo y la polarización desaparece (Quan et al., 2017).



**Figura 4.2.2.** Variación, con respecto a la frecuencia, de la permitividad compleja relativa del agua a 20 °C (adaptada de Beneduci, 2008)

Para materiales con un único tiempo de relajación ( $\tau$ ) la relación de Debye representa la respuesta característica de la permitividad en función de la frecuencia (Jiang et al., 2016):

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}}{1 + j\omega\tau} \quad (4.2.1)$$

donde  $\varepsilon_s$  representa el valor estático (corriente continua) de la constante dieléctrica, es decir  $\varepsilon(0) = \varepsilon_s$ , mientras que  $\varepsilon_{\infty}$  corresponde al valor de la permitividad cuando la frecuencia tiende a infinito (régimen de altas frecuencias).

La permitividad compleja se puede analizar gráficamente en los denominados diagramas Cole-Cole (Figura 4.2.3), donde la parte imaginaria ( $\varepsilon_r''$ ) se representa en el eje vertical y en el eje horizontal se representa la parte real ( $\varepsilon_r'$ ) con la frecuencia como parámetro independiente (Jiang et al., 2016). La frecuencia aumenta en sentido antihorario y el máximo de la parte imaginaria ( $\varepsilon_r''_{max}$ ) será igual al radio del semicírculo (Martin et al., 2011).

Un material con una única frecuencia de relajación aparecerá como un semicírculo con su centro situado en el eje horizontal ( $\varepsilon_r'' = 0$ ) y con el pico del factor de pérdidas en  $1/\tau$ . Cuando la frecuencia de relajación no es única, el centro quedará localizado por debajo del eje horizontal.

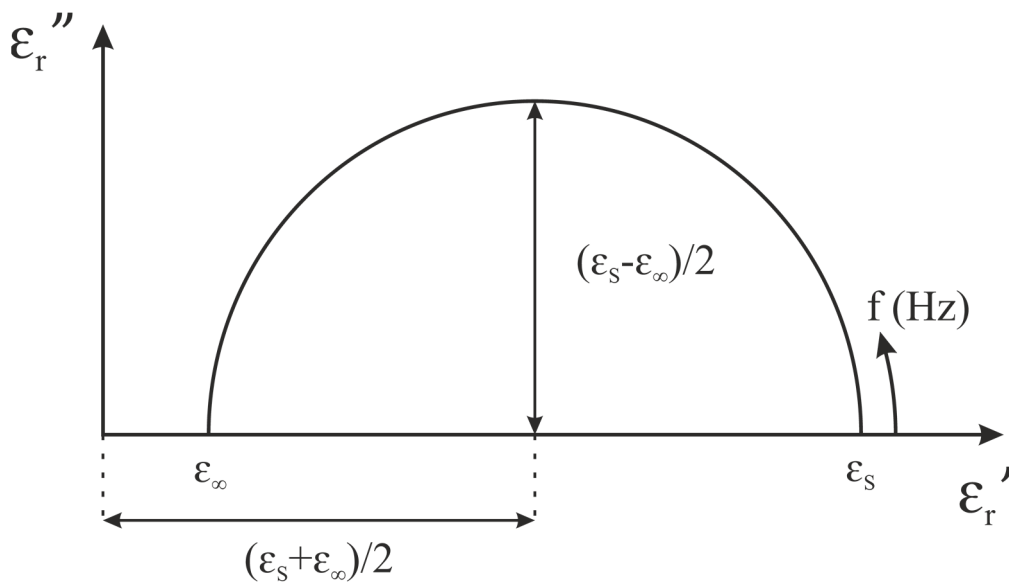


Figura 4.2.3. Representación esquemática de un diagrama Cole-Cole (adaptada de Martin et al., 2011).

### 4.3 Analizador de impedancias: condensador de placas paralelas

Para realizar medidas directas de las propiedades electromagnéticas de un material a frecuencias bajas (hasta 100 MHz) se puede utilizar un analizador de impedancias.

Se estimula una muestra del material mediante una fuente de corriente alterna y se determinan sus propiedades electromagnéticas conociendo el voltaje aplicado y las dimensiones de la muestra, midiendo su capacitancia y el factor de disipación.

Una de las metodologías más ampliamente utilizadas, en muestras de suelos o rocas, para determinar la permitividad compleja a partir de la impedancia está basada en el condensador de placas paralelas (Agilent, 2009). Básicamente, consiste en preparar una muestra discoidal o rectangular con superficies pulidas y colocarla entre dos electrodos, conformando un condensador.

Si se aplica una fuente de corriente continua, se inician los procesos de polarización descritos en el Apartado 4.2, provocando una mayor capacidad de almacenamiento que en ausencia del material dieléctrico (vacío). La presencia del material dieléctrico provoca un aumento en la capacidad de almacenamiento del condensador debido al efecto de neutralizar las cargas en los electrodos, que normalmente contribuirían al campo externo.

La capacitancia del condensador está relacionada con la constante dieléctrica del material:

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{A}{t} \quad (4.3.1)$$

$$k' = \epsilon'_r = \frac{C}{C_0} \quad (4.3.2)$$

donde  $C$  y  $C_0$  denotan la capacitancia del condensador con y sin material dieléctrico respectivamente,  $A$  es el área de los electrodos,  $t$  es la distancia que los separa y  $k' = \epsilon'_r$  es la constante dieléctrica real o permitividad eléctrica relativa real (Raymond et al., 2013).

Si se emplea una fuente de corriente alterna sinusoidal se obtendrá una corriente resultante formada por una corriente de carga  $I_c$  y una corriente de pérdidas  $I_p$ . A partir de un circuito equivalente (Agilent, 2014), se pueden representar las pérdidas mediante una conductancia ( $G$ ) en paralelo con un condensador ( $C$ ).

$$I = I_c + I_p = V(j\omega C_0 \epsilon'_r + G) \quad (4.3.3)$$

$$G = \omega C_0 \epsilon''_r \quad (4.3.4)$$

$$I = V(j\omega C_0)(\epsilon_r' - j\epsilon_r'') = V(j\omega C_0)\epsilon_r \quad (4.3.5)$$

El analizador de impedancias medirá la capacitancia ( $C$ ) y la conductancia ( $G$ ) y se podrá determinar el valor de la permitividad y la tangente de pérdidas:

$$Y = G + j\omega C = j\omega C_0 \left( \frac{C}{C_0} - j \frac{G}{\omega C_0} \right) \quad (4.3.6)$$

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} - j \frac{G}{\omega C_0} \quad (4.3.7)$$

$$\epsilon_r' = \frac{t \cdot C}{A \cdot \epsilon_0} \quad (4.3.8)$$

$$\epsilon_r'' = \frac{t}{\omega \cdot R \cdot A \cdot \epsilon_0} \quad (4.3.9)$$

donde  $Y$  denota la admitancia y  $R$  la resistencia.

## **Capítulo 5**

# **CARACTERIZACIÓN AUTOMATIZADA DE REFLECTORES Y ESTUDIO DE LA ATENUACIÓN PARA EL ANÁLISIS DE LA HUMEDAD**

### **5.1 Introducción**

La gestión de carreteras de cualquier país representa un coste económico elevado, por lo que el desarrollo de herramientas para la evaluación del pavimento se ha convertido en un campo de investigación fundamental. La utilización de métodos no destructivos y el análisis de ciertas propiedades físicas pueden ser determinantes para la identificación temprana de patologías, lo que repercutirá tanto en la reducción de costes de mantenimiento como en un incremento sustancial de la vida útil de la infraestructura (Gagliardi et al., 2023).

En lo que se refiere a los factores determinantes del estado de conservación del pavimento, dos de los más importantes son sin duda el espesor de las diferentes capas y la presencia de zonas con elevado contenido en humedad. El espesor de las distintas capas es un factor básico que define la calidad del firme. El estudio de espesores aporta información vital sobre el desgaste de la vía, la localización de hundimientos o pérdida de uniformidad. Por otro lado, el análisis del contenido de humedad resulta fundamental para la identificación de problemas de drenaje que pueden derivar en patologías asociadas a degradación, hundimientos o descalce del firme (Kakar et al., 2015).

Tradicionalmente, el análisis de estos factores ha sido abordado mediante métodos invasivos tales como la perforación y la extracción de testigos. No obstante, esta forma de proceder conlleva ciertos problemas

(Dong et al., 2016), como los daños que provoca en la infraestructura, su elevado coste y fundamentalmente la naturaleza discreta de la información que proporcionan.

También han sido ampliamente utilizados otros métodos no destructivos, generalmente basados en el análisis de ondas mecánicas y aunque proporcionan excelentes resultados, suelen presentar el inconveniente de tratarse de ensayos puntuales y de lenta ejecución.

Se hace necesario, por lo tanto, introducir y desarrollar otro tipo de herramientas que permitan superar dichas limitaciones (Liu et al., 2018). Dentro de los métodos no invasivos, uno de los más implementados es el georradar, el cual, como se ha dicho anteriormente, se fundamenta en la emisión de pulsos electromagnéticos de corta duración y en la medida del tiempo que tardan en ser recibidos de vuelta al equipo tras ser reflejados en las diferentes heterogeneidades del terreno (Stewart et al., 1994). Este proceso permite obtener imágenes detalladas que representan el comportamiento de las ondas en el subsuelo, siendo de gran utilidad en el ámbito de la ingeniería civil.

El georradar se emplea habitualmente para la localización de reflectores aislados (naturales o antrópicos), o para la identificación de la morfología de interfases con fuerte contraste en las propiedades eléctricas, como es el caso de los contactos recubrimiento-basamento, hielo-sustrato, etc. (Davis & Annan, 1989; Jol, 1995; Čeru et al., 2017), llegando incluso a utilizarse para detectar niveles freáticos o plumas de contaminación.

Tradicionalmente, los esfuerzos se han centrado en el procesado de los datos para obtener radargramas en los que las anomalías presentes se identifiquen con mayor facilidad (Dominic et al., 1995; Van Overmeeren, 1998; Ristić et al., 2017; Got et al., 2020; Onyszko & Fryškowska-Skibniewska, 2021).

En este trabajo se propone un enfoque diferente que pretende optimizar la funcionalidad del georradar, desarrollando una metodología que permita incrementar la eficiencia en el tratamiento de datos de este tipo de procesos, tales como la determinación de espesores y la profundidad de las diferentes interfases presentes en el subsuelo.

En los últimos años, la utilización del georradar para la evaluación del estado de conservación de carreteras ha proliferado de forma exponencial. Se trata de un método rápido de análisis, ya que permite realizar la adquisición de datos sin alterar el flujo del tráfico (Elseicy et al., 2022). Los equipos actuales pueden ser instalados en un vehículo de auscultación y son capaces de recoger datos a velocidades superiores a 90 km/h, en múltiples canales simultáneamente, lo que permite obtener modelos tridimensionales del subsuelo.

El principal inconveniente de los estudios de georradar ha sido siempre el tiempo de procesado de la señal. La identificación o delineación manual de las diferentes capas presentes en la estructura de una carretera, con longitudes de decenas o incluso varios cientos de kilómetros supone un consumo de tiempo que puede perjudicar seriamente la rentabilidad del proceso o incluso llegar a hacerlo inviable económicamente. Por este motivo, el desarrollo de herramientas que permitan automatizar algunos de los procesos implicados en

el tratamiento de datos de georradar resulta de especial interés en la investigación de infraestructuras lineales.

En la primera parte de este capítulo se presenta un algoritmo desarrollado con el objetivo de automatizar la delineación de las diferentes capas que componen la estructura de una carretera. Aunque existen algunos softwares comerciales que ya ofrecen esta posibilidad, presentan ciertos inconvenientes, entre los que se pueden destacar su coste económico y la falta de versatilidad para introducir condicionantes que permitan incrementar la operatividad del proceso (Dossi et al., 2015).

Aunque la aplicación más directa del georradar es indudablemente el estudio de reflectores y estructuras mediante el análisis de los radargramas, cada vez son más frecuentes los estudios orientados a extraer la valiosa información subyacente en las señales a partir del análisis de las propiedades electromagnéticas asociadas a las características propias del medio (Dossi et al., 2018).

Por ello, en la segunda parte del estudio desarrollado en este capítulo, se analiza el decaimiento de las señales de georradar, el cual, está condicionado fundamentalmente por la permitividad eléctrica y por la conductividad eléctrica del medio investigado. A medida que aumenta la conductividad del medio, mayor será la atenuación sufrida por las ondas electromagnéticas que lo atraviesan, reduciéndose por lo tanto la profundidad de investigación, mientras que en un dieléctrico perfecto el valor de la atenuación tendería a cero (Bradford, 2007; Leucci, 2008).

Como se ha dicho anteriormente, la propagación de los campos electromagnéticos, depende de las fuentes que los generan y de una serie de constantes que varían en función del medio por el que se propagan. Estas últimas características provocan la atenuación de las señales, en este caso de las ondas de georradar, a medida que se propagan por el medio investigado.

Existen diversos trabajos en los que se muestra la complejidad en la estimación de la atenuación (Irving & Knight, 2003; Bradford, 2007; Leucci, 2008). En la bibliografía pueden encontrarse diferentes mecanismos para analizar la atenuación de las señales de georradar, como son la dispersión (Annan, 1996), que no afecta de forma importante en los terrenos en los que habitualmente se emplea el georradar y la absorción y el *scattering* (Bano, 1996; Irving & Knight, 2003). En general, la divergencia esférica y la absorción debida a las propiedades electromagnéticas del terreno (Neto & Medeiros, 2006), son los mecanismos que afectan en mayor medida a la atenuación de la señal.

Uno de los factores que más contribuye en el incremento de los valores de la conductividad es el contenido en agua, por lo que es posible obtener una relación entre la humedad y el coeficiente de atenuación que nos permita realizar un análisis cuantitativo del terreno a partir de los datos de georradar.

Este tipo de tratamiento de la señal de georradar presenta dos ventajas fundamentales. En primer lugar, se elimina la subjetividad asociada al criterio interpretativo del observador, ya que los resultados obtenidos se basan en un análisis matemático de una propiedad física bien definida. En segundo lugar, permite

automatizar el procedimiento, lo que redundará en una mayor eficiencia del tiempo dedicado al procesamiento de la señal.

## 5.2 Preprocesado de las señales

Para poder garantizar un análisis preciso de los datos, es fundamental realizar un procesamiento inicial de las señales antes de abordar el estudio de la atenuación. Este tratamiento previo implica la eliminación de los efectos inherentes al sistema de medición y la corrección por la divergencia esférica (Olhoeft, 1998), así como el estudio de la pérdida de energía que experimentan las señales al propagarse a través del medio (atenuación). Además, es necesario aplicar correcciones a las señales medidas, como la eliminación de la componente continua y la corrección de tendencias debidas a la velocidad de registro (Gerlitz et al., 1993). Estas correcciones deben realizarse en la primera etapa del proceso para asegurar un análisis riguroso de las señales.

Es importante destacar que el procesamiento de los datos será diferente para cada uno de los objetivos planteados en el presente capítulo. En primer lugar, para la identificación automática de reflectores, será necesario que el tratamiento de la señal sea el más apropiado para conseguir que las diferentes capas presentes en el subsuelo puedan ser identificadas con suficiente claridad y exista el contraste necesario para que el algoritmo desarrollado funcione de manera eficiente. Por otro lado, para el segundo objetivo, consistente en el estudio del grado de humedad en base al análisis de la atenuación de la señal, será necesario preservar la información original de la señal, por lo que en este caso se buscará corregir únicamente el decaimiento de la amplitud debido a las características propias del equipo de georradar, así como a los factores geométricos.

No obstante, los pasos de procesamiento que se describen a continuación serán comunes, en general, para el tratamiento de cualquier señal de georradar, independientemente del objetivo planteado.

### 5.2.1 Eliminación del desplazamiento DC

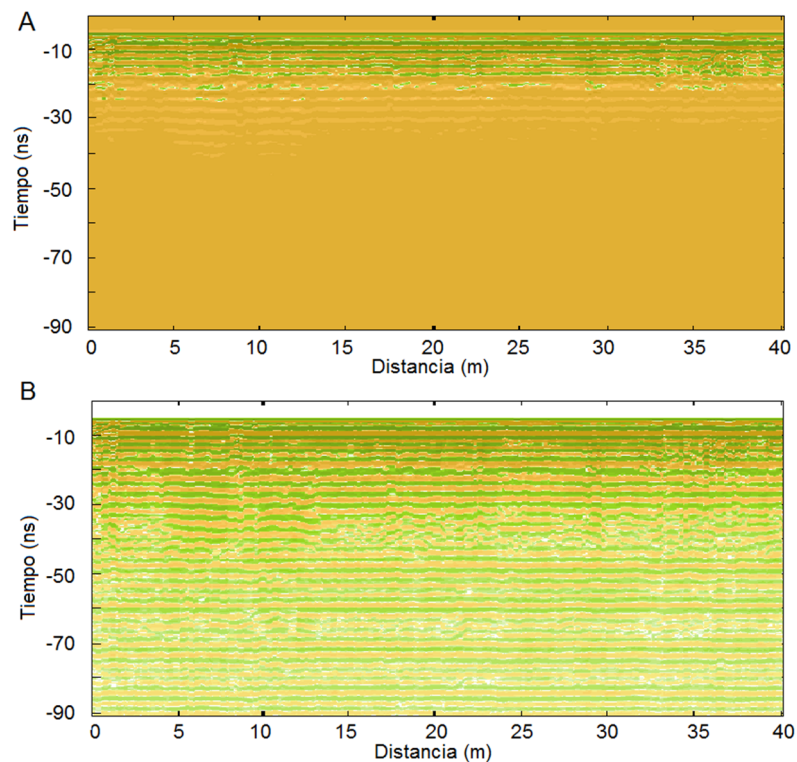
Uno de los primeros problemas que presentan habitualmente las señales de georradar consiste en un desplazamiento de todos los datos respecto al valor cero de amplitudes (Bano et al., 2000). Es lo que se conoce como desplazamiento DC de las trazas y se produce cuando el valor promedio o la mediana de los datos no es próximo a cero y por tanto la traza no está centrada. Existen ciertas funciones matemáticas que, aplicadas sobre las señales, corrigen los efectos indeseados debidos al ruido, al sistema de medida, etc., los cuales suelen denominarse filtros en la mayor parte de la bibliografía. El desplazamiento DC puede corregirse mediante la aplicación de un filtro basado en el cálculo de la mediana de los datos, aunque en ocasiones se aplican otros métodos que utilizan el valor promedio (Gerlitz et al., 1993). También puede corregirse mediante la aplicación de un filtro *running average* (Daniels, 1996; Audru et al., 2001; Yalçiner

et al., 2009). Otros autores se refieren a este tipo de tratamiento de eliminación del desplazamiento con el nombre de filtro DEWOW (Belina et al., 2009; Cassidy, 2009).

Esta eliminación del desplazamiento DC es habitualmente utilizada en la mayoría de los estudios (Xu & McMechan, 1997; Pipan et al., 1999; Tronicke & Knoll, 2005; Streich et al., 2006; Lange & Moon, 2007; Yalçiner et al., 2009; Shao et al., 2010) y en general, todos los autores coinciden en la importancia de eliminar este efecto al principio del procesado de los datos, para que este desplazamiento no influya negativamente con posterioridad en la información ofrecida por las amplitudes de la señal. Por otro lado, la mediana ha sido empleada por algunos autores con diversas finalidades (Nodes & Gallagher, 1982; Gerlitz et al., 1993; Annan, 2001) debido a la ventaja de eliminar los efectos negativos de los valores extremos.

Los datos de georradar utilizados para el presente trabajo presentan un desplazamiento DC de escasa entidad, pero debido a la sensibilidad requerida, especialmente en el análisis de la atenuación, su efecto ha sido corregido como primer paso del procesado de la señal. Para ello, se ha desarrollado un filtro sencillo mediante el cual se calcula la mediana de todos los datos de cada traza, posteriores a las fuertes ondulaciones iniciales provocadas por la primera reflexión y este valor se resta a todos los puntos de la traza estudiada.

Una vez eliminado el desplazamiento DC, se ha realizado la representación de los radargramas previa al procesado utilizando los logaritmos de las amplitudes en forma similar a Chen y Jeng (2011), ya que, al ser el decaimiento exponencial, esta forma de visualización permite dar mayor entidad a las amplitudes más pequeñas correspondientes a los últimos tiempos de llegada. En la Figura 5.2.1 puede verse un ejemplo de radargrama antes y después de la corrección del DC, ambas en escala logarítmica, donde puede apreciarse como diferencia significativa que, en el caso del ejemplo que presenta el DC corregido, se observa una alternancia de amplitudes positivas y negativas, que permiten el seguimiento de horizontes de reflexión hasta los últimos tiempos.



**Figura 5.2.1.** Representación logarítmica de los datos antes (A) y después (B) de aplicar la corrección del desplazamiento DC.

## 5.2.2 Corrección de los efectos geométricos

Otra de las características que presentan las señales de georradar se refiere a su pérdida de amplitud como consecuencia de los denominados factores geométricos, que hacen que las señales pierdan energía y por tanto amplitud, pero que no son debidos a las características del terreno por el que se propagan las ondas.

En este trabajo solo se han considerado los dos más importantes, la divergencia esférica (Olhoeft, 1998), por la cual, como ya se mencionó anteriormente, la señal se atenúa en función del cuadrado de la distancia según la ley de conservación del flujo; y el efecto dipolar, según el cual el campo dipolar generado es nulo en el plano de las antenas y máximo en la dirección perpendicular.

Investigaciones previas sobre el comportamiento del campo dipolar en antenas de georradar se han centrado principalmente en la emisión de campos por antenas de alta frecuencia (Annan et al., 1975), considerando factores como la dirección y la polarización de las antenas (Jiao et al., 2000). Sin embargo, este campo puede experimentar variaciones debido a la heterogeneidad del medio de propagación. En este contexto, ciertos estudios (Kong, 1972) abordan la radiación de antenas dipolares en medios estratificados mediante la descomposición del campo de onda en sus componentes eléctricas y magnéticas. Un ejemplo de esta metodología para dipolos horizontales y su comparación con la óptica geométrica se encuentra en Chew y Kong (1981), mientras que Wait (1951) ofrece una formulación para dipolos horizontales en un semiespacio conductor.

Acerca de la absorción de parte de esa radiación durante la propagación de las ondas en el medio, autores como Cooper (1948) afirmaron que la penetración de la radiación electromagnética de muy alta frecuencia en las rocas era demasiado baja, descartando su empleo como un método práctico de prospección geofísica. Sin embargo, las aplicaciones en prospección superficial han demostrado su capacidad práctica, por lo que se puede extraer información acerca de las características del medio estudiando el comportamiento de las señales.

La expansión geométrica de una onda puede considerarse desde dos puntos de vista. Por un lado, como resultado de la conservación de flujo de energía, lo que se conoce como atenuación por divergencia esférica, debida a la propagación del frente de ondas por cualquier medio y su pérdida de amplitud según se aleja del foco emisor (Neto & Medeiros, 2006; Olhoeft, 1998). Se trata de una consideración puramente geométrica e independiente de la frecuencia. La atenuación por divergencia es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia a la antena emisora (Figura 5.2.2) y está basada en dicha conservación del flujo.

En este contexto, las fórmulas utilizadas para describir la atenuación de las ondas de georradar muestran una notable correspondencia con las empleadas en la sísmica de reflexión, debido a la similitud entre ambos tipos de señales. Esta analogía ha sido destacada por numerosos investigadores a lo largo de los años (Savage & Hasegawa, 1967; Kjartansson, 1979; Mavko & Nur, 1979; Fisher et al., 1992; Forte & Pipan, 2017). Por tanto, muchas de las investigaciones sobre la atenuación de ondas sísmicas son aplicables al análisis de las señales de georradar.

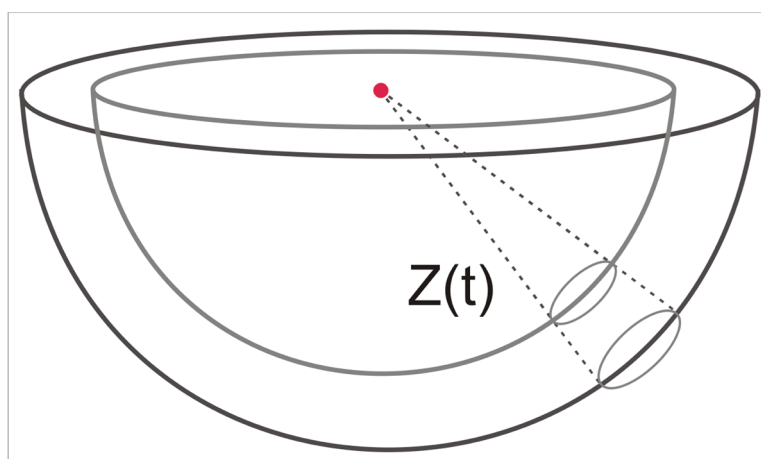


Figura 5.2.2. Esquema explicativo de la divergencia esférica.

Por otro lado, hay que considerar el hecho de que la señal de georradar se emite desde una fuente dipolar por lo que su valor será nulo en el plano de las antenas y máximo en la dirección perpendicular. Esta dirección perpendicular puede considerarse coincidente con la vertical a partir de una cierta profundidad, cuando el ángulo entre la vertical y el vector de intensidad del campo (Figura 5.2.3), que coincide con la dirección del haz de señal emitida, es casi nulo. Por ello debe considerarse el ángulo  $\theta$  formado por el

vector de intensidad del campo y el eje de la antena, cuya dependencia es un factor crítico (Holser et al., 1972).

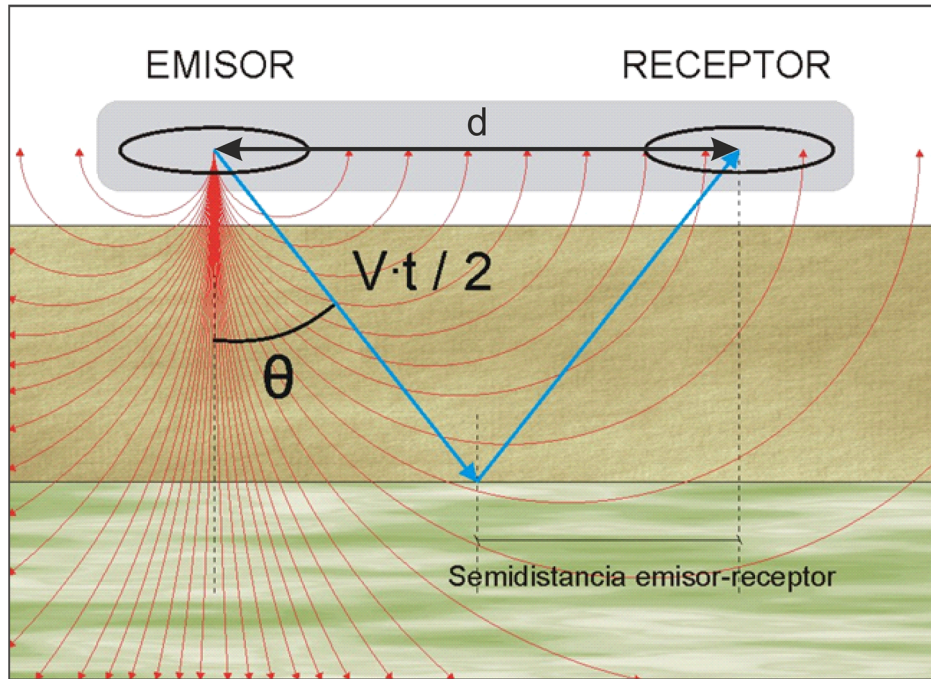


Figura 5.2.3. Esquema explicativo del efecto dipolar.

Para contemplar los dos efectos anteriores de forma conjunta se ha creado una función de propagación dada por la expresión (5.2.1), que tiene en cuenta ambos factores. En dicha relación, se ha incluido una constante  $K$  que depende de la antena utilizada (fundamentalmente del espaciado entre emisor y receptor). El valor de esta constante adimensional no es crucial para la determinación de la atenuación y después de realizar varias pruebas de ajuste a la amplitud de las trazas, se le ha asignado un valor de 1200 para una antena de georradar 3D multifrecuencia, como la utilizada para la posterior adquisición de datos de georradar:

$$\text{Función de propagación} = K \cdot \frac{\cos\theta}{d^2} \quad (5.2.1)$$

Si analizamos la expresión de la función de propagación, el coseno en el numerador representa el efecto dipolar, que hace que la función adquiera al principio una tendencia creciente, de forma que ésta se aproxime al comportamiento de las trazas. Por otro lado, las pérdidas debidas al efecto de conservación del flujo a través de una superficie que crece progresivamente, se reflejan en esta fórmula en el factor  $d^2$  (cuadrado de la distancia recorrida) en el denominador. A medida que aumenta la distancia recorrida, la amplitud de la señal decrece en un factor igual al cuadrado de la misma. De este modo, como se ve en la Figura 5.2.4, esta función se ajusta a la traza que se está analizando, lo cual quiere decir que la función de propagación generada refleja el comportamiento de las señales de georradar.

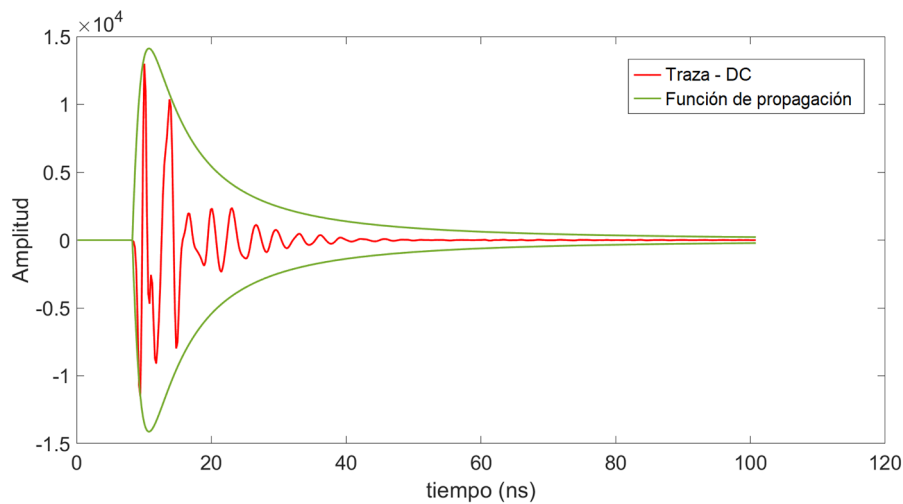


Figura 5.2.4. Función de propagación ajustada a una traza.

Para deshacer el efecto de los factores geométricos, se debe multiplicar cada traza del radargrama por el inverso de la función de propagación, obteniéndose como resultado trazas del tipo de la presentada en la Figura 5.2.5, en la que se observa como las amplitudes iniciales han disminuido más que las finales por lo que la relación entre ambas es ahora mucho menor. Se debe entender este tratamiento como una simulación que reflejaría que los efectos geométricos no afectan a las señales y, por tanto, todo el decaimiento que se puede medir en la traza resultante es provocado por los efectos de absorción del medio y que están relacionados con sus propiedades electromagnéticas.

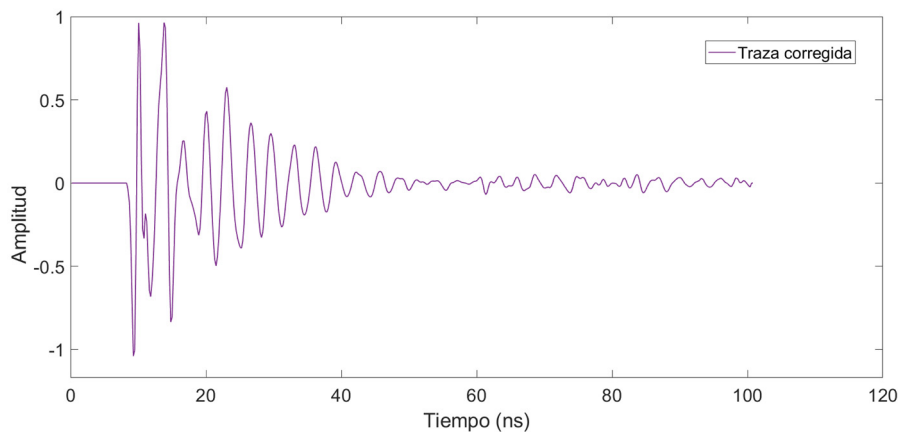


Figura 5.2.5. Traza corregida por los efectos geométricos.

### 5.3 Caracterización automatizada de reflectores

El proceso de caracterización automática de interfases se consigue mediante la implementación de un algoritmo que identifica los reflectores de interés y permite delinear la capa correspondiente de forma semiautomática, con lo que se reduce considerablemente el tiempo dedicado al tratamiento de los datos de

georradar, el cual suele ser determinante en proyectos de infraestructuras lineales con longitudes considerables (Varela-González et al., 2014).

El algoritmo diseñado se basa en la superposición de tres criterios diferentes, que consisten en la utilización de puntos de control, la comparación de amplitudes entre trazas adyacentes mediante el coeficiente de correlación de Pearson y el seguimiento de reflectores a partir de las amplitudes dominantes de la curva envolvente. La utilización conjunta de estos tres condicionantes, que serán descritos a continuación, dota al algoritmo de una fuerte estabilidad.

Una de las principales características que presenta la metodología propuesta consiste en la utilización de puntos de control, los cuales pueden proceder de sondeos mecánicos realizados a lo largo de la vía o bien de zonas en las que la señal de georradar muestre los reflectores de interés con suficiente claridad. El algoritmo desarrollado utiliza estos puntos como referencia para delimitación automática de los reflectores, por lo tanto, cuanto mayor sea el número de puntos de control, el proceso generará resultados de mayor calidad. No obstante, se deberá alcanzar un compromiso entre la precisión y el tiempo que consume la introducción de puntos de control.

A partir de los puntos de control, el algoritmo identifica de forma iterativa, en las trazas adyacentes, aquellos puntos que más se asemejan a los precedentes, utilizando para ello un criterio basado en el coeficiente de correlación de Pearson, que proporciona el grado de relación existente entre dos conjuntos de datos continuos.

El coeficiente de correlación de Pearson ( $r_{xy}$ ), se puede aplicar a un conjunto de  $n$  pares de datos y se define como:

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}} \quad (5.3.1)$$

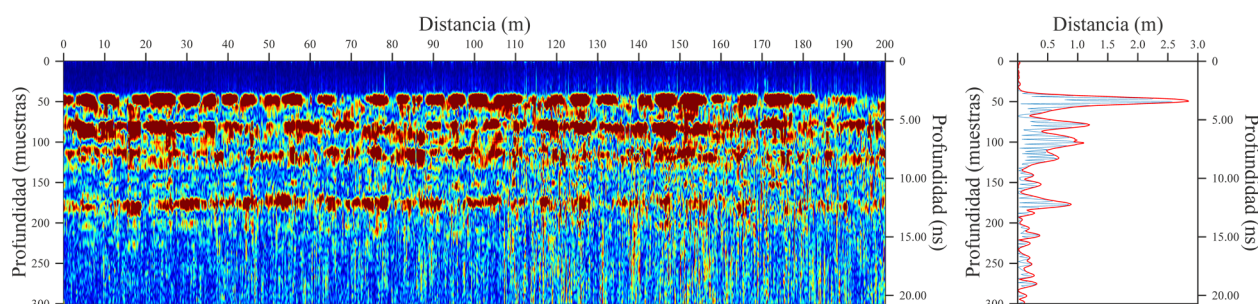
donde  $n$  es el tamaño de la muestra,  $\{(x_i, y_i)\}_{i=1}^n$  son los pares de datos y  $\bar{x}$  e  $\bar{y}$  representan las medias muestrales para  $x$  e  $y$  respectivamente (Benesty et al., 2008; Jebarathinam et al., 2020).

Mediante la utilización de este coeficiente, se consigue cuantificar la relación lineal existente entre las amplitudes de una traza en una ventana centrada en la capa objeto de estudio y las amplitudes generadas por esa misma capa en las trazas adyacentes.

Para obtener unos resultados óptimos, será necesario considerar diferentes ventanas de datos, tanto para la traza inicial, como para el proceso de búsqueda de la ventana correspondiente a la traza adyacente que proporcione el mejor coeficiente de correlación.

El tercer criterio empleado por el algoritmo propuesto se basa en la utilización de la curva envolvente de cada traza, que se puede definir como la curva que describe los cambios en la amplitud de la señal en

función del tiempo. El análisis de la curva envolvente permite extraer información sobre las diferentes capas presentes en el subsuelo (Bianchini Ciampoli et al., 2019). En la Figura 5.3.1 se muestra un ejemplo de radargrama en el que se ha sustituido cada traza por su curva envolvente correspondiente. Como se puede observar, este tipo de representación permite el seguimiento de determinados reflectores coincidentes con los picos de amplitud que se observan en la curva envolvente que aparece en la parte derecha de la figura.



**Figura 5.3.1.** Radargrama generado con las envolventes de cada traza, junto con la representación gráfica de una de las trazas en valores absolutos (azul) y su curva envolvente (rojo)

La curva envolvente se obtiene mediante la aplicación de la transformada de Hilbert ( $\mathcal{H}$ ) ampliamente utilizada en el procesamiento de señales (Venkitaraman et al., 2019; Luo et al., 2009). Esta función permite construir la señal analítica asociada, la cual presenta una parte real y una parte imaginaria. A partir de esta señal analítica, se pueden calcular la amplitud y la fase de la señal original, donde el módulo de la señal analítica representa la magnitud de la curva envolvente.

Mediante la superposición condicionada de los tres criterios descritos en este apartado, se ha generado un algoritmo que permite el seguimiento del reflector seleccionado, realizando la delineación automática del mismo con notable precisión y fiabilidad.

## 5.4 Análisis de la humedad

Para evaluar el contenido de humedad en las diferentes capas que componen la estructura de la carretera estudiada, en este trabajo se ha realizado un análisis del grado de atenuación de la señal de georradar, el cual, como se ha mencionado anteriormente está directamente relacionado con la conductividad del medio. Por lo tanto, aquellas zonas con alto contenido en humedad, presentarán mayor conductividad y un elevado grado de atenuación.

Partiendo de esta premisa se ha desarrollado una metodología mediante la cual se puede obtener un valor del grado de atenuación a diferentes profundidades para cada una de las trazas analizadas.

El primer paso del proceso consiste en la preparación previa de los datos mediante un procesado básico, tratando de preservar las características de la señal original. Dado que el equipo utilizado almacena la señal en el dominio de frecuencias, es necesario realizar su transformación al dominio de tiempos mediante la aplicación de una transformada inversa de Fourier de tiempo corto discreto (ISDFT) (Nguyen & Park,

2016). Posteriormente, a los datos se les ha aplicado una función de ganancia que permite compensar la atenuación debida únicamente a los factores geométricos que afectan a la pérdida de energía de la señal (divergencia esférica y el efecto dipolar).

Para el estudio del decaimiento, es necesario partir de una función que englobe la tendencia general de cada traza. La información de las amplitudes contenidas en la señal de georradar queda almacenada de manera especialmente interesante en la curva envolvente que ya fue determinada en el anterior apartado. Por lo tanto, analizando el decaimiento a lo largo de dicha función podrá extraerse información sobre las propiedades electromagnéticas de medio.

El modo en que se relacionan los diferentes parámetros electromagnéticos con el decaimiento de las señales es a través del coeficiente de atenuación o absorción,  $\alpha$ , el cual se extrae del desarrollo de la teoría de Maxwell referente a la atenuación de los campos electromagnéticos y ha sido recogido por numerosos autores (Orellana, 1974; Cook, 1975; Annan et al., 1988; Telford et al., 1990; Turner & Siggins, 1994).

En términos generales, se puede considerar que la curva envolvente sufre un decaimiento en función del tiempo (o la profundidad) según una función exponencial del tipo:

$$A(t, z) = A_0(t) \cdot e^{-\alpha z} \quad (5.4.1)$$

donde  $A_0$  es la amplitud inicial de la señal,  $t$  es el tiempo y  $z$  la profundidad. El coeficiente de atenuación  $\alpha$  (Orellana, 1974) viene dado por:

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\mu_r \cdot \epsilon_r}{2} (\sqrt{1 + P^2} - 1)} \quad (5.4.2)$$

donde  $\omega$  ( $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ) es la frecuencia angular de la antena utilizada,  $c$  la velocidad de las ondas electromagnéticas en el vacío,  $\mu_r$  la permeabilidad magnética relativa del terreno,  $\epsilon_r$  la permitividad eléctrica relativa del medio y  $P$  es el denominado factor de pérdidas dado por la relación:

$$P = \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon} \quad (5.4.3)$$

donde  $\sigma$  es la conductividad eléctrica.

De los tres parámetros electromagnéticos que aparecen en la ecuación (5.4.2), permitividad, conductividad eléctrica y permeabilidad magnética relativa, este último puede considerarse suficientemente invariable para todos los terrenos que se estudian habitualmente con la técnica del georradar y por tanto puede atribuirse a la permeabilidad magnética relativa el valor unidad (Lázaro-Mancilla & Gómez-Treviño, 1996). Por tanto, en la expresión (5.4.2), el coeficiente de atenuación queda únicamente en función de la resistividad (inversa de la conductividad) y la permitividad, ya que el resto de elementos son conocidos

para una frecuencia de antena determinada. Ambos parámetros, la permitividad y la conductividad eléctrica están fuertemente condicionados por el grado de humedad.

La relación de la ecuación (5.4.2) muestra cómo las señales se atenúan más cuanto mayor sea la conductividad del medio atravesado. Así, el estudio de la atenuación de las ondas puede proporcionar también importante información en ámbitos muy diferenciados, como por ejemplo en la detección del movimiento de plumas de contaminante en el terreno (Bradford, 2007; Cassidy, 2007; Chang, et al., 2004), para la evaluación de riesgos geológicos (Benson, 1995; Nuzzo et al., 2007) o para modelizar flujos de trazadores salinos (Lane et al., 1998, Lane et al., 2000), ya que puede considerarse el coeficiente de atenuación como una propiedad electromagnética intrínseca que es función de la conductividad y de la constante dieléctrica del suelo y especialmente del fluido que rellena los poros. Por otro lado, dado que la resistividad del medio depende en gran medida del fluido de la formación, algunos autores han considerado que el factor gobernante de la profundidad de investigación es el contenido en humedad (Cook, 1975).

Directamente relacionada con la profundidad, se puede expresar la velocidad de las ondas electromagnéticas en el medio estudiado como (Orellana, 1974):

$$v = \sqrt{2} \left( \frac{\omega}{\mu} \right)^{1/2} [(\varepsilon^2 \omega^2 + \sigma^2)^{1/2} + \omega \varepsilon]^{-1/2} \quad (5.4.4)$$

De forma que queda definida la velocidad de las ondas en el medio y por tanto pueden ser determinadas las distintas profundidades a las que se encuentran las diferentes heterogeneidades de la zona estudiada. La profundidad de investigación del georradar viene limitada por tanto por todos los fenómenos de atenuación comentados, siendo por un lado exponencialmente decreciente con la profundidad, independientemente de la frecuencia según los criterios geométricos (Annan & Davis, 1997) y por otro, dependiente de la frecuencia de la antena y de la resistividad del medio. En relación al cálculo de velocidades y en base a estudios realizados con antenas en las que se varía la separación entre el emisor y el receptor, algunos autores sostienen que la velocidad es constante hasta el primer reflector (Cai & McMechan, 1995).

Por lo tanto, determinando la curva exponencial que ajusta a toda la función envolvente, desde la superficie hasta el final de la ventana de tiempo registrada, se obtendrá un coeficiente de atenuación general que puede no reflejar las características del medio investigado. Por esta razón, en este estudio se propone una metodología que se basa en calcular el coeficiente de atenuación para diferentes ventanas temporales, lo que permite obtener información específica e independiente para cada capa que conforma la estructura de la carretera analizada, optimizando así la precisión del análisis.

Es importante destacar que las señales de georradar muestran un comportamiento general de decaimiento exponencial en la envolvente de cada traza. Sin embargo, existen pequeños tramos en la misma en los cuales

se observa la presencia de subidas intermedias. Estos segmentos deben ser excluidos del análisis de la señal, ya que podrían generar un coeficiente de atenuación positivo y distorsionar los resultados obtenidos.

Teniendo en cuenta todas estas premisas, se ha realizado un ajuste de los datos de cada traza a una función exponencial en diferentes ventanas de tiempo, que se desplazan a lo largo de la curva envolvente y se han eliminado aquellos puntos en los que la curva de ajuste presenta una tendencia creciente. De esta forma, se obtiene un coeficiente de atenuación dinámico que puede ser asociado al contenido de humedad del medio para cada profundidad de investigación.

## 5.5 Resultados

La metodología descrita anteriormente y cuya aplicación se presenta en los siguientes apartados consta de diversas etapas a lo largo de las cuales se corrigen distintos factores independientes de las características del medio y que afectan a las señales de georradar. Posteriormente al procesado previo de la señal, se obtiene una función envolvente, que será utilizada, en primer lugar, para la caracterización automática de espesores y posteriormente para la determinación de los coeficientes de atenuación que serán finalmente asociados con el grado de humedad.

Los datos utilizados para desarrollar y aplicar la metodología propuesta en este trabajo han sido adquiridos con una antena aérea de georradar 3D multifrecuencia, de la compañía noruega Kontour que pertenece a la empresa Geofísica Aplicada Consultores. Este tipo de antenas utiliza el sistema *step-frequency* que genera un barrido de frecuencias desde 40 MHz hasta 3 GHz. Además, se trata de un equipo multicanal que permite medir simultáneamente con hasta 29 canales espaciados 7.5 cm, por lo que se puede obtener un modelo tridimensional del terreno con un elevado grado de resolución.

El equipo fue configurado para poder realizar la adquisición de datos a la velocidad de la circulación del resto de vehículos, sin provocar interrupciones de tráfico. Para cumplir con este requerimiento, se utilizaron 5 canales de los 29 disponibles, efectuando un ensayo de georradar del tipo estándar, obteniéndose por lo tanto 5 perfiles con una separación lateral de 0.525 metros, por cada barrido de la antena.

Para el desplazamiento efectivo del equipo se ha utilizado un vehículo de auscultación sobre el que se monta la antena de georradar, la unidad de control, el equipo GPS, el ordenador de visualización y registro y las baterías de alimentación (ver Figura 5.5.1).



**Figura 5.5.1.** Antena de georradar 3D multifrecuencia montada en el vehículo de auscultación

Los pulsos de georradar han sido configurados para cubrir un ancho de banda desde 40 MHz hasta 2980 MHz, utilizando un paso de frecuencia de 14 MHz. Esto supone que cada una de las trazas registradas se obtiene a partir de las reflexiones generadas por un total de 211 pulsos de frecuencias diferentes para cada uno de los 5 canales utilizados.

La separación longitudinal entre trazas (*trigger interval*) ha sido de 4.92 centímetros, que fueron medidos con un odómetro tipo Doppler específicamente adaptado al vehículo de auscultación. La posición para cada una de las trazas ha sido georreferenciada a partir de los registros del odómetro junto con los datos recogidos mediante un GPS de precisión centimétrica.

Con esta configuración se consigue alcanzar una velocidad máxima de adquisición de datos de aproximadamente 80 km/h.

Los datos adquiridos con este equipo han sido sometidos a un proceso de análisis de la señal con el propósito de automatizar la delineación de los diferentes reflectores y analizar el contenido de humedad en el subsuelo. A continuación, se presentan los resultados obtenidos a partir de las dos metodologías propuestas en el presente capítulo.

## **5.5.1 Resultados de la caracterización automatizada de reflectores**

En este apartado se presentan algunos resultados obtenidos a partir de la aplicación del algoritmo de delineación automática de reflectores. Los datos proceden de un tramo de autovía que ya había comenzado a presentar ciertos tipos de patologías.

Para esta parte del tratamiento de datos, la señal de georradar ha sido procesada de forma convencional, con el objeto de conservar al máximo la señal original, pero resaltando los reflectores de interés.

En lo referente a los puntos de control, se ha utilizado la información referente a los espesores de las diferentes capas procedente de 10 sondeos ejecutados en distintos puntos del trazado. Además, se han realizado marcas en los radargramas con una separación aproximada de 500 metros en aquellos puntos en los que la identificación de los reflectores analizados es suficientemente clara.

En la Figura 5.5.2 se muestra un ejemplo de los resultados obtenidos en un tramo de 200 metros de longitud. En la parte superior de dicha figura se presenta el radargrama procesado en el que se pueden apreciar con claridad varios reflectores, correspondientes a las diferentes capas que constituyen la estructura de la carretera. A partir de los datos proporcionados por los sondeos y de las profundidades determinadas para cada reflector (tiempos dobles en ns) ha sido posible realizar la correcta conversión de tiempos a profundidades y obtener la velocidad de propagación del medio, que ha quedado establecida en 0.10 m/ns. En este ejemplo se muestra la delineación correspondiente al contacto de la base granular con el terreno natural, para el canal central de la antena (Canal 3, en color verde).

En la parte central de la figura se puede observar el resultado superpuesto de la delineación automática de los cinco canales utilizados en la adquisición de datos de este estudio. Como se puede ver en el gráfico, es notable la buena correlación existente entre los cinco canales y no se observa ninguna anomalía destacable entre los diferentes registros que pudiera ser indicativa de alguna patología estructural.

Finalmente, en la parte inferior de la figura se presenta una vista en planta con la información de la profundidad en escala de colores. Este modelo se obtiene a partir de la interpolación mediante *kriging* de todos los valores de profundidad obtenidos a partir la delineación automática de los cinco canales. La importancia de este modelo de profundidades radica en que permite detectar fácilmente anomalías asociadas a posibles hundimientos, a partir de la identificación de incrementos del espesor de la capa que está siendo analizada, facilitando así la detección temprana de posibles problemas en la carretera objeto del estudio.

Los resultados presentados en este apartado corresponden al contacto entre la base granular y el terreno natural, pero se pueden obtener igualmente para el resto de capas presentes en la estructura de la carretera.

El número de canales utilizados en la adquisición de datos, así como el espaciado longitudinal entre trazas, condiciona notablemente la velocidad de desplazamiento de la antena, por lo que será siempre necesario alcanzar un compromiso entre la densidad de información necesaria y la configuración asociada a la velocidad máxima permisible. En el caso aquí presentado, la configuración seleccionada ha permitido obtener unos datos de muy alta calidad, lo que ha repercutido en el correcto funcionamiento de la metodología propuesta.

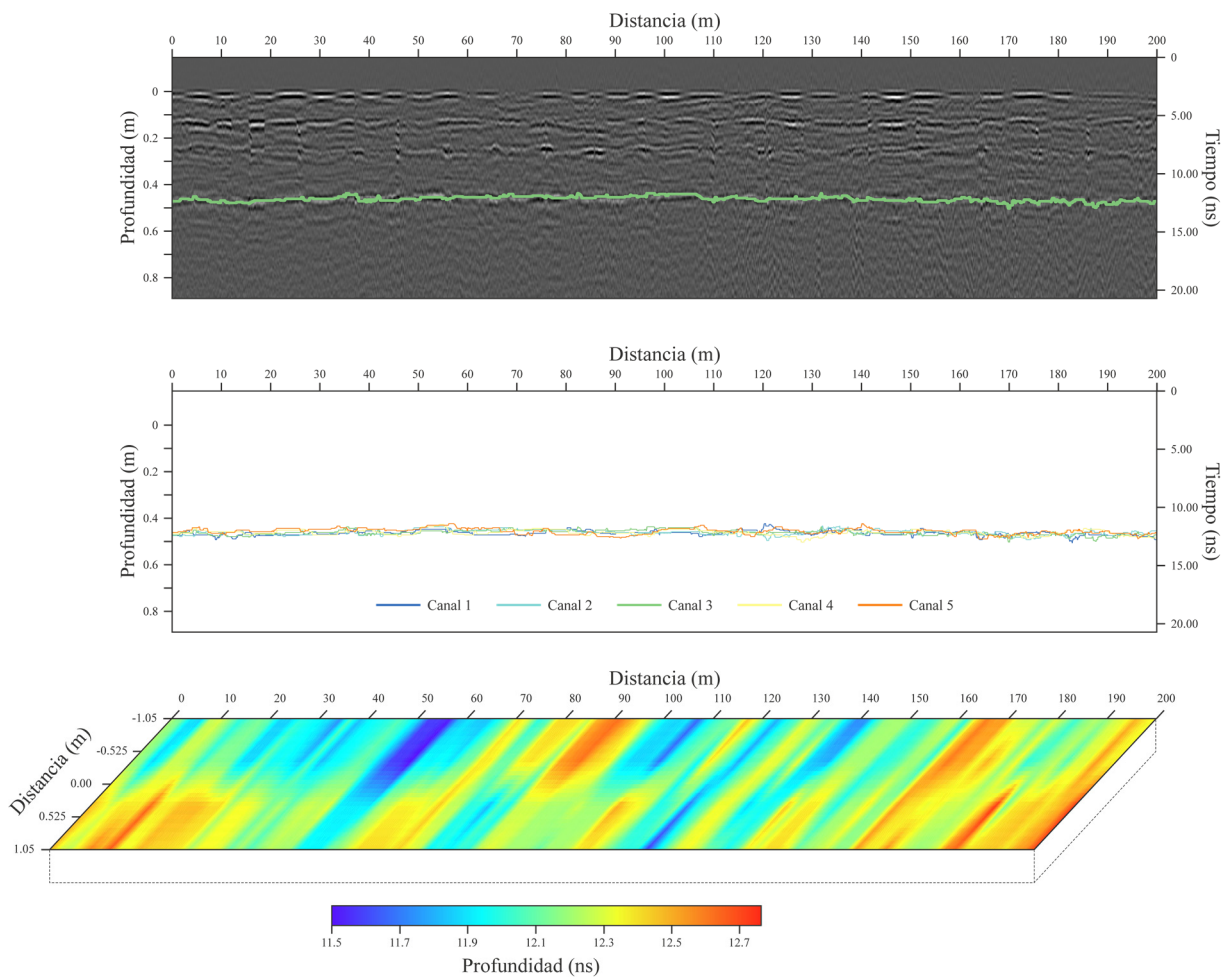


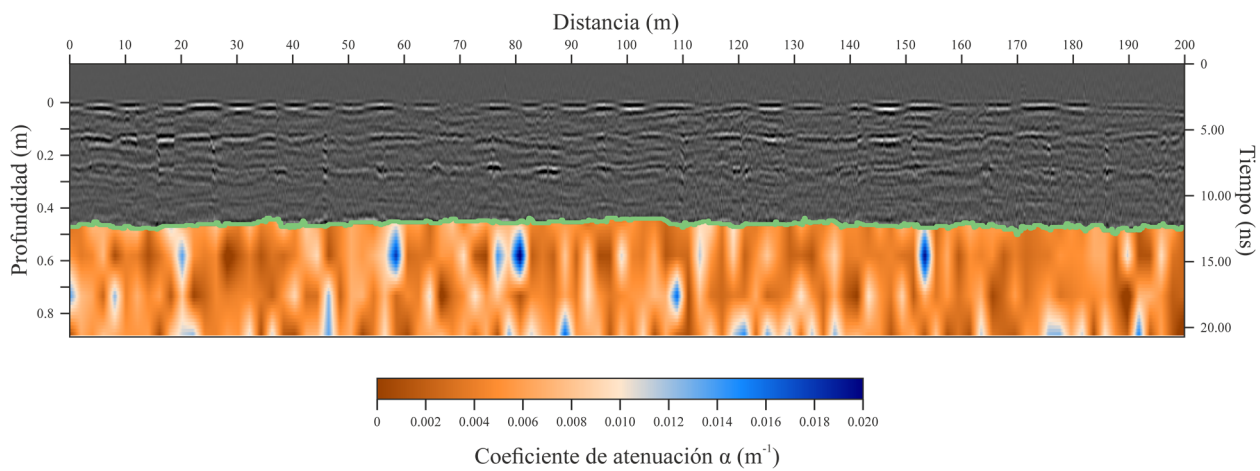
Figura 5.5.2. Ejemplo de los resultados obtenidos mediante el algoritmo de delineación automática de reflectores.

## 5.5.2 Resultados del análisis de la humedad

En cuanto al proceso de análisis de la atenuación de la señal y su relación con el contenido de humedad en el medio investigado, con esta metodología se consigue identificar la presencia de humedad en el subsuelo de forma cuantitativa. En la interpretación de los perfiles de georradar, el análisis del grado de humedad se realiza habitualmente mediante una evaluación cualitativa y visual por parte del investigador, por lo que poder cuantificar este fenómeno y traducirlo a una escala de color puede representar un importante avance en el procesado y análisis de señales de georradar.

El objetivo habitual en el procesado de cualquier señal de georradar consiste en resaltar los reflectores de interés, pero en este caso, el tratamiento de la señal previo a la aplicación del algoritmo diseñado, debe preservar la información contenida en los datos originales, por lo que únicamente se les ha aplicado una transformada inversa de Fourier y una función de ganancia que permite compensar la divergencia esférica y el efecto dipolar, ambos factores geométricos sin relación con las características electromagnéticas del medio.

En la Figura 5.5.3 se muestra un ejemplo de los resultados obtenidos mediante la aplicación de la metodología para la determinación de la atenuación de la señal. El tramo seleccionado es el mismo que se utilizó en el anterior apartado y los resultados se presentan superpuestos al radargrama con el procesado convencional. El coeficiente de atenuación ha sido obtenido en una ventana temporal de 100 puntos (aproximadamente 7 ns) que se desplaza a lo largo de la envolvente, para la capa objeto del estudio. En esta figura se representa la variación del coeficiente de atenuación para la zona del radargrama localizada bajo la delineación correspondiente al contacto de la base granular con el terreno natural, para el canal central de la antena.



**Figura 5.5.3.** Muestra de los resultados obtenidos mediante el algoritmo de análisis de la atenuación de la señal de georradar.

La escala de color muestra el valor del coeficiente de atenuación. Los colores azules representan zonas de mayor decaimiento de la señal y que pueden ser asociadas a la presencia de humedad, mientras que a las zonas con menor atenuación se les atribuye colores marrones.

En el ejemplo aquí presentado se analiza la capa inmediatamente inferior a la base granular, por ser este contacto uno de los más problemáticos en relación con el contenido de humedad, pero este mismo análisis puede ser realizado en cualquier capa de interés.

## 5.6 Conclusiones

La metodología presentada en este capítulo proporciona una herramienta de análisis que permite por un lado la caracterización de capas del firme de una carretera de forma automática y por otro detectar y cuantificar la presencia de humedades en el mismo por su relación con la atenuación de las señales de georradar. Considerando los resultados obtenidos, se pueden destacar algunas conclusiones.

En primer lugar, el algoritmo desarrollado para la eliminación del desplazamiento DC mediante el cálculo de la mediana de todos los datos posteriores a las primeras ondulaciones, ha proporcionado excelentes resultados, quedando demostrada su eficacia gracias a la representación logarítmica de los datos antes y

después de la aplicación de dicho filtro. Así, en el ejemplo de la Figura 5.2.1, la sección que presenta los datos después de la aplicación del filtro DC, muestra una alternancia, en proporciones similares, de las amplitudes positivas y negativas, algo que demuestra que el desplazamiento DC ha desaparecido. Por otro lado, es importante destacar la ventaja de la representación logarítmica que, en cierto modo, actúa como un procesado de ganancia y permite el análisis gráfico para conocer hasta qué profundidad se puede hacer un seguimiento de los horizontes de reflexión o lo que es lo mismo, hasta qué profundidad las señales son correlacionables con las contiguas. Además, también ayuda a detectar las variaciones significativas de la amplitud, algo que puede ser útil para estimar en una primera aproximación si estamos en terrenos más o menos conductores o resistivos.

En cuanto al método desarrollado para la eliminación de los efectos geométricos generados, esto es, la conservación del flujo y el efecto dipolar, la necesidad de aplicar este tratamiento viene determinada porque ambos factores han de ser compensados para garantizar que la información contenida en el decaimiento de las trazas refleje únicamente las propiedades electromagnéticas del medio. La multiplicación de todas las trazas por el inverso de la función de propagación, tiene como objetivo que las trazas resultantes se comporten como si no hubieran sido afectadas por estos efectos geométricos. De esta forma, se consigue simular una situación en la que no existirían ni las pérdidas por divergencia esférica ni el efecto dipolar, permitiendo que la señal emitida alcance su intensidad máxima de forma instantánea y no decaiga en función de la distancia al foco emisor.

En cuanto a la validez de este algoritmo de compensación de los factores geométricos, hay que destacar que de forma preliminar proporciona resultados satisfactorios en las señales medidas con la antena de georradar 3D multifrecuencia, ya que se obtienen trazas donde la señal de los últimos tiempos es comparable con las primeras amplitudes. Es importante tener en cuenta en este punto, que para el estudio de las atenuaciones se han considerado relaciones entre las amplitudes y no sus valores absolutos, por lo que, a pesar de reducir las fuertes ondulaciones iniciales, no se pierde información ya que la finalidad del estudio no consistía en evaluar la magnitud de las amplitudes.

Los resultados obtenidos después de aplicar la metodología propuesta al caso estudiado ponen de manifiesto la utilidad y las posibilidades que ofrecen los algoritmos desarrollados, lo que puede repercutir en una reducción considerable del tiempo de procesado e interpretación de los datos de georradar en este tipo de estudios.

Además, este tipo de tratamiento de la señal de georradar presenta una segunda ventaja destacable. Dado que la metodología está basada en un análisis matemático de propiedades físicas bien definidas, se elimina la subjetividad asociada al criterio interpretativo del observador.

La caracterización automática de capas a partir de los perfiles de georradar presenta ciertas limitaciones relacionadas con la calidad de la señal registrada. En aquellos casos en que no sea posible resaltar

convenientemente los reflectores de interés, el algoritmo de delineación automática presentará ciertas debilidades. No obstante, mediante la metodología propuesta, es posible realizar un ajuste de los parámetros de las ventanas temporales de búsqueda para lograr un mejor ajuste de las interfases de separación entre capas.

En cuanto a la identificación de zonas con alto grado de humedad en las diferentes capas del firme, si bien esta metodología permite determinar las zonas del radargrama donde se produce la atenuación más acusada, con el fin de obtener una cuantificación del contenido en agua, una posible línea de investigación futura sería obtener una relación entre el porcentaje de humedad presente en la capa y el coeficiente de atenuación. En ese caso, la validación de los resultados requerirá la toma de muestras en puntos discretos del trazado de la carretera, para su contrastación con los valores de coeficiente de atenuación obtenidos en ella.

Por otro lado, es necesario mencionar la posible pérdida de resolución vertical que se produce debido al criterio empleado para la asignación de los valores del coeficiente de atenuación, el cual sólo considera los valores negativos, es decir, las ventanas de la curva envolvente que presentan decaimiento, pero no las partes crecientes de la misma.

Por último, es importante destacar que los procedimientos desarrollados en este trabajo han sido diseñados específicamente para ser aplicados a datos de georradar procedentes de una antena 3D multifrecuencia, no obstante, se ha tenido presente la posibilidad de utilizar los mismos algoritmos para datos obtenidos con equipos convencionales monocanal y monofrecuencia.

## **Capítulo 6**

# **OPTIMIZACIÓN DEL ANÁLISIS DEL ANCHO DE BANDA Y DE LA FRECUENCIA DOMINANTE. APLICACIÓN A UN CASO DE CONTAMINACIÓN DE SUELOS POR HIDROCARBUROS**

### **6.1 Introducción**

La prospección geofísica mediante georradar ha sido ampliamente utilizada en las investigaciones de zonas contaminadas por hidrocarburos, debido a su notable sensibilidad a las variaciones asociadas a la naturaleza de los fluidos de los poros, sin embargo, la mayoría de los estudios previos se han basado generalmente en la interpretación visual de los radargramas o en un análisis de la variación de las amplitudes en el dominio del tiempo.

Las particularidades propias de los estudios con antenas de georradar permiten caracterizar ciertos parámetros con un grado de resolución y una rapidez en la adquisición de datos que supera las posibilidades que ofrecen otros métodos geofísicos actuales (Beres & Haeni, 1991; Karsznia et al., 2021). Sin embargo, la interpretación visual de los registros de georradar suele tener un elevado carácter subjetivo, por lo que se hace necesario introducir herramientas que permitan realizar un análisis cuantitativo de las señales y eliminar las incertidumbres interpretativas (Annan, 2009; Liu et al., 2018).

Uno de los procedimientos que permiten realizar ese proceso es el análisis espectral de las reflexiones de georradar (Allen & Rabiner, 1977; Owens & Murphy, 1988; Tomazic, 1996). Ese contenido espectral está influenciado en gran medida por las propiedades electromagnéticas de los materiales del medio analizado,

provocando una variación de frecuencias a lo largo de las trazas, dando lugar a un desplazamiento espectral hacia frecuencias diferentes a las emitidas (Santos et al., 2014).

Este desplazamiento es especialmente acusado en aquellos materiales con altos índices de atenuación (Williams & Greeley, 2001; Bradford, 2007). Así, en un terreno fundamentalmente arenoso, el contenido espectral de la señal de georradar será mucho más rico que en un medio predominantemente arcilloso. Del mismo modo, la humedad o la presencia de ciertos contaminantes, pueden atenuar fuertemente las altas frecuencias, limitando el rango de frecuencias de la señal registrada (Cassidy, 2004; Wang et al., 2022). Por lo tanto, analizando las variaciones de frecuencia en función del tiempo, se puede obtener cierta información sobre las propiedades electromagnéticas de los materiales investigados (Tillard & Dubois, 1992; Irving, 2000).

Algunos de los atributos relacionados con el espectro de frecuencias y que pueden ser obtenidos para diferentes ventanas temporales son los siguientes: la frecuencia dominante (frecuencia con la mayor amplitud), la amplitud espectral máxima (amplitud de la frecuencia dominante), la frecuencia promedio (media aritmética del espectro de frecuencias), el ancho de banda (rango de frecuencias en el que las amplitudes del espectro son superiores a un límite determinado) y el diferencial de frecuencias (diferencia positiva o negativa entre las amplitudes del espectro de frecuencias de cada traza respecto al espectro promedio del perfil) (Forte et al., 2012).

Teniendo esto en cuenta, en el presente trabajo se han definido dos de estos índices (frecuencia dominante y ancho de banda) a partir del análisis espectral y de los atributos de la señal registrada, analizando cada traza por separado, lo que permite relacionar la contaminación del medio investigado con la información de los radargramas. Complementariamente, los datos obtenidos tras la aplicación de esta metodología han sido correlacionados con valores de resistividad derivados a partir de la aplicación de otros métodos electromagnéticos.

## 6.2 Contaminación de suelos por hidrocarburos

La contaminación del suelo con hidrocarburos es un problema que afecta a la calidad del agua subterránea tanto en zonas urbanas como en zonas industriales. Los contaminantes en el subsuelo pueden existir como una fase líquida separada e inmiscible, conocida como *non-aqueous phase liquid* (NAPL). Los NAPL consisten básicamente en una solución de compuestos orgánicos pudiendo ser ligeros (LNAPL) o densos (DNAPL). Los LNAPL (por ejemplo, hidrocarburos de petróleo) forman una capa que, al ser menos densa que el agua, flota sobre el nivel freático (Carcione et al., 2006).

Para el estudio de estructuras poco profundas, el georradar ha sido ampliamente utilizado por su alta resolución y por su sensibilidad a las variaciones asociadas a la naturaleza de los fluidos de los poros (Hughes, 2009). En los últimos años, muchos investigadores han estudiado las aplicaciones del georradar

en la detección de LNAPL en el subsuelo. Estos trabajos suelen estar basados en la interpretación visual de los radargramas (Daniels et al., 1995; Kim et al., 2000) o en un análisis de amplitudes en el dominio de tiempos (Brewster & Annan, 1994; Baker, 1998). El principal inconveniente que presentan estos métodos es que ciertos cambios hidrogeológicos o estratigráficos pueden generar anomalías difíciles de distinguir de la presencia de LNAPL (Jordan et al., 2004).

Por lo tanto, para poder aplicar el georradar a la identificación de una zona contaminada por LNAPL será necesario disponer de un método complementario que permita diferenciar este tipo de anomalías. El georradar y los métodos eléctricos han sido aplicados en el estudio de zonas contaminadas obteniendo resultados satisfactorios en base al análisis de las propiedades electromagnéticas (permitividad y resistividad) del subsuelo (Benson, 1995; Carcione & Seriani, 2000; de la Vega et al. 2003).

En general, en el rango de frecuencias correspondiente al georradar, la conductividad de los LNAPLs suele ser menor que la del agua subterránea. Sin embargo, ciertos procesos como la biodegradación bacteriana de algunos hidrocarburos, en la fase disuelta, pueden provocar que una zona contaminada pueda tener conductividades notablemente elevadas (Sauck, 2000).

La conductividad del medio está directamente relacionada con la atenuación de las ondas de georradar y con su contenido espectral (Bradford, 2007; Cassidy, 2007), por lo tanto, analizando la morfología de la señal en el espectro de frecuencias será posible obtener información sobre la localización de posibles contaminantes en el subsuelo de la zona investigada.

### **6.3 Frecuencia dominante y ancho de banda**

En los últimos años, diversos autores han estudiado algunos de los parámetros que pueden obtenerse a partir del espectro de frecuencias de la señal de georradar (Pedret et al., 2020; Economou & Vafidis, 2010; Zhao et al., 2013). En este capítulo, se propone una metodología basada en examinar la señal de georradar a partir del análisis conjunto de la frecuencia dominante y del ancho de banda como índices que pueden relacionarse con el grado de humedad o con la presencia de ciertos contaminantes en el medio investigado.

Por lo tanto, el primer paso del proceso consistirá en transformar cada una de las trazas de georradar y obtener su espectro de frecuencias mediante la aplicación de la transformada rápida de Fourier (FFT), para posteriormente, a partir de los datos en el dominio de frecuencia, poder obtener la frecuencia dominante y el ancho de banda de los datos de georradar adquiridos.

Un radargrama está conformado por una sucesión de trazas, cada una de las cuales constituye la señal (reflexiones de la onda electromagnética emitida) que registra la antena de georradar en el dominio de tiempo (Anbazhagan et al., 2014). Para poder estudiar la información contenida en cada traza, a partir de un análisis de frecuencias, será necesario transformar la traza en el dominio de tiempos al dominio de frecuencias (Lai et al., 2011):

$$x(t) \rightarrow X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-i2\pi t f} dt \quad (6.3.1)$$

donde  $x(t)$  es la señal en el dominio de tiempos y  $X(f)$  es la señal en el dominio de frecuencias.

Utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT) como método eficiente para calcular la transformada discreta de Fourier (DFT) se reduce considerablemente el número de operaciones a realizar, al pasar del orden de  $N^2$  operaciones al orden de  $N \cdot \log(N)$ , siendo  $N$  la dimensión del vector de entrada. Uno de los algoritmos más utilizados para la implementación de la FFT es el de Cooley-Tukey (Cooley & Tukey, 1965). Se trata de un algoritmo de radio 2 (*radix-2*) que, en cada paso del proceso recursivo, divide el problema en dos subproblemas de menor tamaño que el problema original.

Se puede definir la transformada discreta de Fourier para  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  como:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N} nk} \quad (6.3.2)$$

dónde  $N$  es el número total de muestras para la señal de entrada y  $k$  es la frecuencia analizada en cada iteración (Spilsbury & Euceda, 2016). La parte correspondiente a la exponencial compleja  $\left(e^{-\frac{2\pi i}{N} nk}\right)$  se denomina factor de giro (*twiddle factor*).

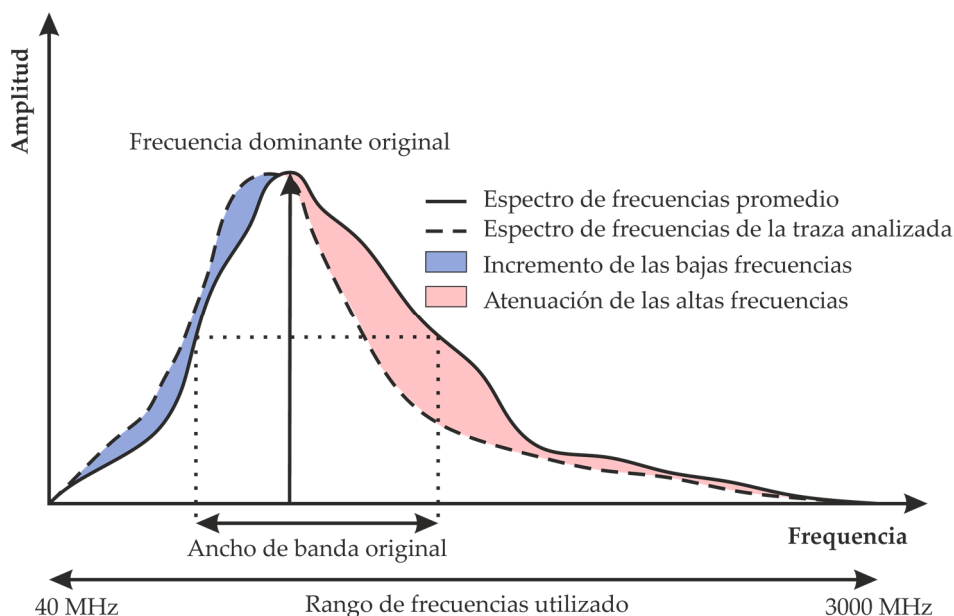
El algoritmo de Cooley-Tukey se basa en reestructurar la señal original de  $N$  muestras a  $N = N_1 \cdot N_2$ . Para esta nueva matriz de datos, se calcula la DFT para cada una de sus columnas ( $N_1$ ) barriendo todas las frecuencias. A continuación, cada uno de los factores obtenido se multiplica por el *twiddle factor* y se calcula la DFT para cada una de las filas ( $N_2$ ). Finalmente, se reorganizan los datos a un vector de  $N$  muestras como en el formato original (Fernandes et al., 2019; Oli & Hemamalini, 2013).

Todo lo descrito anteriormente se puede implementar en lenguaje de programación, teniendo algunas precauciones. En primer lugar, de acuerdo con el Teorema de Muestreo, el mínimo número de muestras necesarias para evitar efectos de *aliasing* deberá ser al menos el doble de la frecuencia máxima, esta es la denominada frecuencia de Nyquist y su tamaño deberá ser, además, igual a una potencia de 2 (Dossi et al., 2018). En segundo lugar, al aplicar la FFT a una señal se obtienen como resultado espectros bilaterales, de amplitud y de fase. El espectro de amplitud bilateral quedará dividido, en una simetría par, en frecuencias positivas y negativas y las amplitudes obtenidas serán las correspondientes a  $\frac{1}{2}$  de la señal original.

Una vez obtenida la transformación de cada una de las trazas al dominio de frecuencias, se puede comenzar el análisis de algunos de sus atributos.

En primer lugar, se determina el valor de la frecuencia dominante para cada traza. Este valor se puede definir como la frecuencia correspondiente a la máxima amplitud de cada traza en su espectro de frecuencias

(Anbazhagan et al., 2014). Por otro lado, el ancho de banda se calcula como el rango de frecuencias en el que el espectro de amplitudes es superior a un límite determinado (Figura 6.3.1). La selección de este límite para el cálculo del ancho de banda se realiza a partir del espectro de frecuencias promedio para toda la zona de estudio y deberá ser analizado para cada caso de estudio.



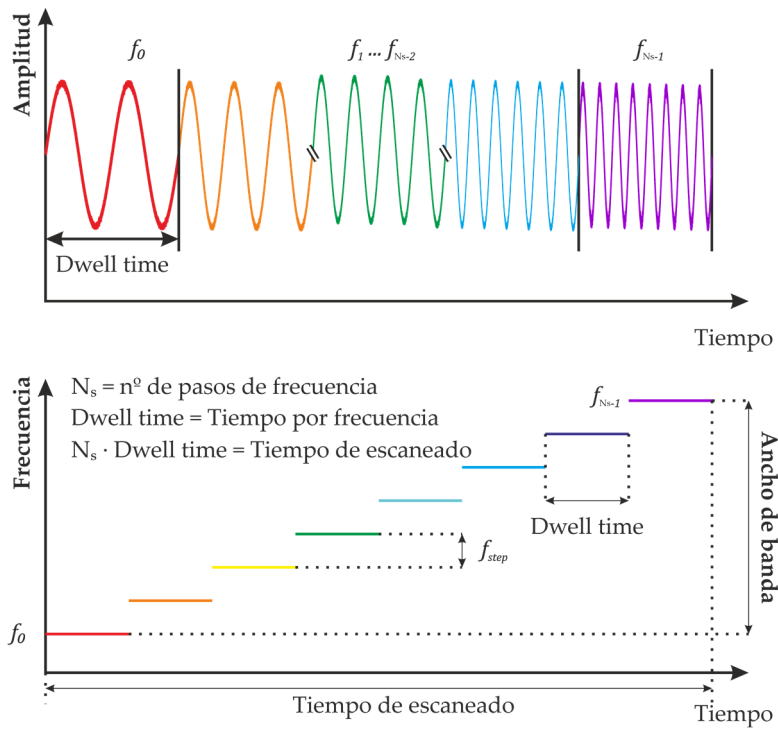
**Figura 6.3.1.** Diagrama esquemático de un espectro de frecuencias típico de una señal de georradar y los dos índices analizados en este capítulo.

Mediante el análisis de estos dos índices simultáneamente es posible determinar aquellas zonas en las que bien sea por su mayor contenido en humedad o bien por la presencia de ciertos contaminantes se produce una variación notable con respecto al espectro de frecuencias promedio del perfil de georradar.

## 6.4 Sistema *step-frequency*

Es importante remarcar que la metodología propuesta en este trabajo es aplicable a cualquier tipo de antena de georradar y a cualquier frecuencia de emisión, siempre que se adapte a las particularidades del estudio y del medio investigado.

El equipo utilizado para la adquisición de los datos de georradar en este estudio ha sido una antena de contacto 3D multifrecuencia, de la compañía noruega Kontour que pertenece la empresa Geofísica Aplicada Consultores. Como se ha mencionado anteriormente, este tipo de antenas utilizan el sistema *step-frequency* de barrido de frecuencias, mediante el cual la antena es capaz de emitir múltiples pulsos a frecuencias determinadas, en un rango que varía desde 40 MHz hasta 3000 MHz (Figura 6.4.1), por lo que se obtiene un espectro de frecuencias más amplio que con las antenas monofrecuencia convencionales (Eide et al., 2014).



**Figura 6.4.1.** Esquema descriptivo del sistema *step-frequency* de barrido de frecuencias y todos sus parámetros asociados.

Este tipo de antenas de georradar emiten trenes consecutivos de señales sinusoidales a diferentes frecuencias, reciben las señales reflejadas para cada frecuencia escalonada y se convierten en una señal de frecuencia intermedia (FI), que luego se demodula en señales en fase (I) y cuadratura (Q) de la banda base. La información de la amplitud y de la fase, parte real e imaginaria de la señal recibida, están contenidas en I y Q respectivamente. Mediante un convertidor analógico-digital, estas señales son transformadas en un pulso sintético digital en el dominio del tiempo mediante la transformada de Fourier inversa (ISDFT) (Nguyen & Park, 2016). Las frecuencias transmitidas ( $f_0, f_1, \dots, f_{N-1}$ ) se separan con un incremento de frecuencia uniforme (*step frequency*). El ancho de banda total adquirido se obtiene como:

$$B = f_{Max} - f_{min} = N \cdot f_{step} \tag{6.4.1}$$

donde  $B$  es el ancho de banda total,  $N$  es el número de pasos de frecuencia y  $f_{step}$  es el *step frequency*.

El último parámetro que describe la señal de georradar en el sistema *step frequency* es el *Dwell time* o intervalo de repetición de impulsos, que se define como el tiempo empleado en transmitir la señal correspondiente a cada frecuencia (Zhao et al., 2022).

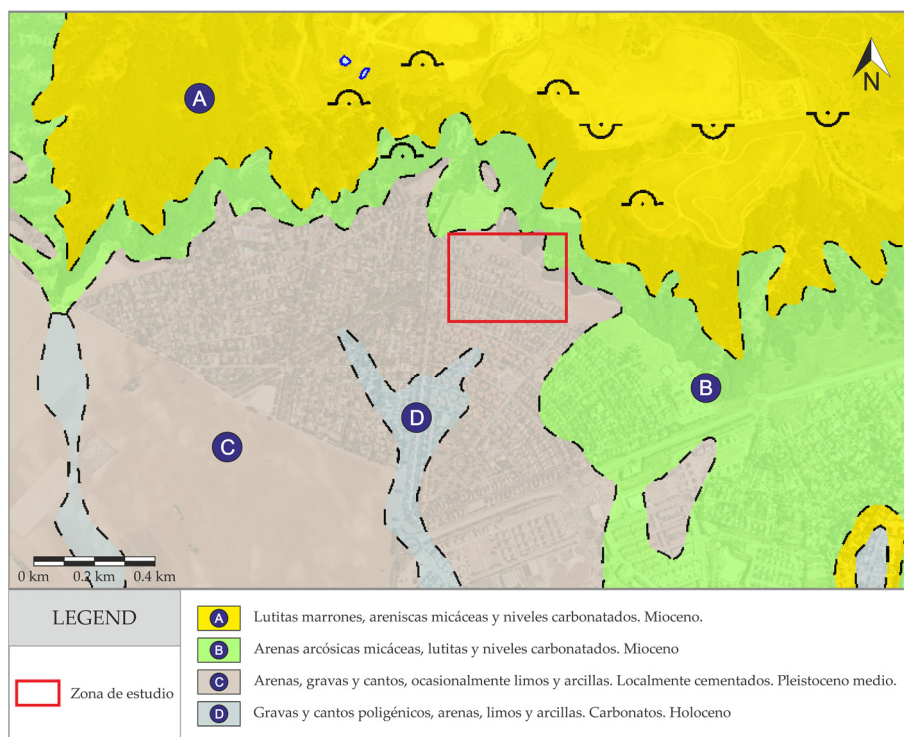
## 6.5 Caso de estudio

Los datos utilizados para el presente estudio han sido recogidos en una zona urbana situada al este de la provincia de Madrid (España), por la que transcurre una tubería metálica de transporte de hidrocarburos

(fundamentalmente gasóleo de uso doméstico). Dicha tubería, con un diámetro de 30 mm, se localiza a una profundidad promedio de unos 0.3 metros y por la información facilitada inicialmente, presenta una posible fuga que ha dado lugar a la contaminación del subsuelo en una extensión no determinada.

Desde el punto de vista geológico la zona se localiza dentro de la cuenca Meso-Terciaria del Tajo o Cuenca de Madrid en la zona de transición de las facies intermedias a centro de la cuenca, situándose en la margen izquierda del del río Henares.

A partir de la información geológica disponible (©Instituto Geológico y Minero de España), obtenida del Mapa Geológico Continuo Digital a escala 1:50.000, Zona Z2400 (Cuenca del Tajo-Mancha), los materiales presentes en la zona de estudio y sus inmediaciones consisten fundamentalmente en materiales detríticos del Cenozoico junto con depósitos fluviales de Cuaternario (Figura 6.5.1).



**Figura 6.5.1.** Mapa Geológico Continuo Digital a escala 1:50.000, Zona Z2400 (Cuenca del Tajo-Mancha). El rectángulo rojo marca la posición de la zona de estudio y las letras indican las diferentes formaciones geológicas.

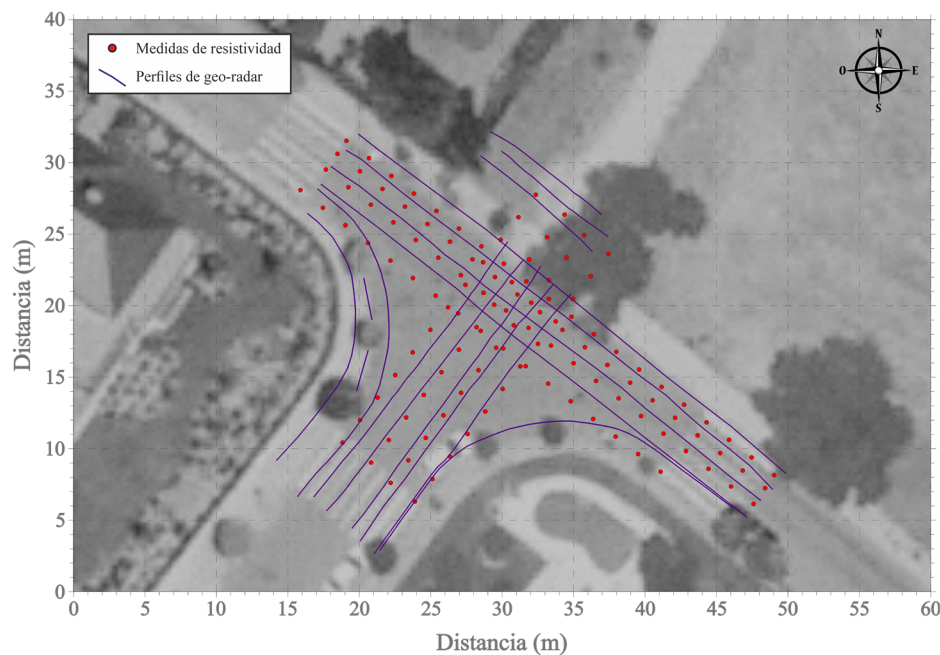
En cuanto a la geomorfología de la zona, se puede destacar la presencia de los relieves en graderío debidos a las terrazas de los ríos Henares y Jarama (Portero et al., 1990).

En lo que respecta a las características hidrogeológicas, el conjunto de los materiales detríticos miocenos puede ser considerado como un mismo acuífero, con diversas heterogeneidades originadas en un sistema de abanicos fluviales. Los niveles de gravas y arenas se originaron en los canales fluviales de mayor importancia, las arcillas arenosas y las arenas arcillosas proceden de los depósitos de inundación, mientras que los depósitos arcillosos están correlacionados con flujos de barro generados en el medio sedimentario.

Por último, en lo referente a las terrazas fluviales del cuaternario, se pueden considerar como acuíferos de permeabilidad primaria por porosidad intergranular, cuya recarga procede tanto de las precipitaciones como de la descarga, en los valles, del acuífero terciario (Portero et al., 1990).

## 6.5.1 Adquisición de datos

Para intentar delimitar la zona afectada por la posible fuga anteriormente mencionada, se ha desarrollado una investigación geofísica combinada, basada en perfiles de georradar 3D multifrecuencia y medidas de resistividad realizadas con un conductímetro electromagnético (Figura 6.5.2).



**Figura 6.5.2.** Plano de localización de los perfiles de georradar (líneas azules) y de las medidas de resistividad (puntos rojos) que han sido realizadas en la zona de estudio.

Los datos correspondientes al georradar han sido adquiridos a lo largo de un total de 17 perfiles, utilizando para ello una antena 3D multifrecuencia de 12 canales, sumando un total de 376.22 metros lineales analizados por cada canal. Este estudio se ha realizado utilizando los 12 canales disponibles, efectuando un ensayo de georradar del tipo standard, por lo que se han obtenido 12 perfiles con una separación lateral de 7.5 cm, por cada barrido de la antena.

Para el desplazamiento efectivo del equipo se ha utilizado un carro de auscultación sobre el que se monta la antena de georradar, la unidad de control, el equipo de GPS, el ordenador de visualización y registro y las baterías de alimentación.

Los pulsos de georradar han sido configurados para cubrir un ancho de banda desde 40 MHz hasta 2990 MHz, utilizando un paso de frecuencia de 10 MHz. Esto supone que cada una de las trazas registradas se

obtiene a partir de las reflexiones generadas por un total de 296 pulsos de frecuencias diferentes para cada uno de los 12 canales utilizados.

La separación longitudinal entre trazas (*trigger interval*) ha sido de 0.94 centímetros, que han sido medidos con una rueda odométrica específicamente adaptada al carro de auscultación. La posición para cada una de las trazas ha sido georreferenciada a partir de los registros del odómetro junto con los datos recogidos mediante un GPS de precisión centimétrica.

Con el conductímetro electromagnético se realizaron un total de 8 perfiles con mediciones discretas cada 2 metros, aplicando un tiempo de medida de 2 segundos para cada punto. El equipo utilizado ha sido una sonda CMD-Explorer, de la compañía checa GF Instruments, que opera con una frecuencia de muestreo máxima de 10 kHz y fue configurado para la adquisición de medidas de resistividad aparente (inversa de la conductividad) del terreno a las profundidades de 1.1, 2.1 y 3.3 metros. Cada estación de medición se georreferenció mediante un GPS sincronizado con el conductímetro electromagnético.

## 6.5.2 Procesado de los datos

Para poder aplicar correctamente la metodología propuesta en este trabajo, los datos de georradar han sido objeto de un preprocesado previo al análisis frecuencial de la señal.

Como se ha mencionado anteriormente en el Capítulo 5 de esta tesis, una vez efectuada la corrección del tiempo cero, el primer paso del preprocesado de la señal debe consistir en eliminar el desplazamiento DC presente en cualquier registro de georradar. Es importante eliminar este efecto en el primer paso del procesado para evitar posibles distorsiones en las posteriores etapas del análisis (Rial, 2009; Dong et al., 2016; Shao et al., 2010). Para ello, se ha calculado, para cada traza, la mediana de todos sus valores de amplitud después de las fuertes ondulaciones iniciales originadas por la primera reflexión (Arévalo-Lomas et al., 2022). El valor obtenido se restó de cada una de las muestras de la traza. De esta forma se consigue desplazar toda la traza a su posición de referencia correcta sin afectar a sus valores de amplitud ni a su contenido de frecuencias. La utilización de la mediana es un criterio compartido por varios autores (Nodes & Gallagher, 1982; Annan, 2001) para evitar la influencia de los valores extremos.

El segundo paso del preprocesado de la señal ha consistido en compensar el decaimiento exponencial de la señal, utilizando para ello la transformación logarítmica de las amplitudes (Chen & Jeng, 2011). De esta forma se consigue compensar la pérdida de energía de las amplitudes correspondientes a los últimos tiempos de llegada.

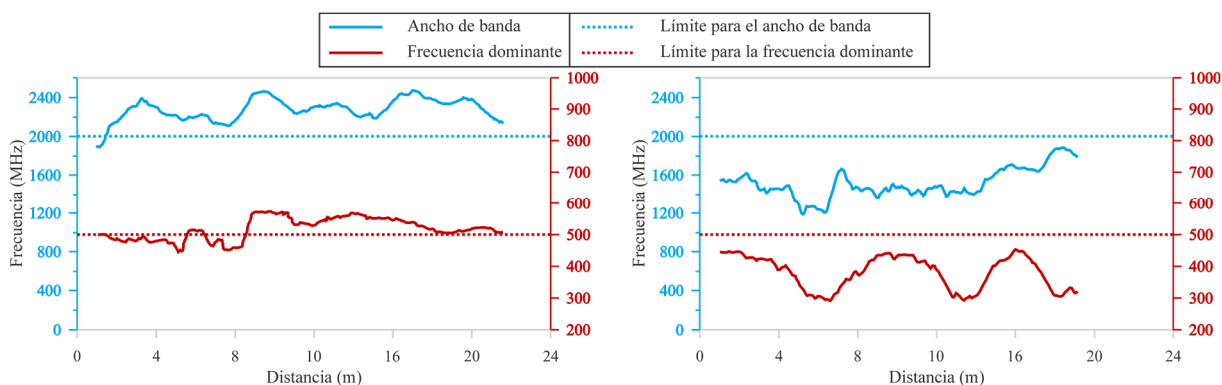
Posteriormente, la señal previamente tratada se transforma al dominio de frecuencias aplicando la FFT de la forma indicada en el Apartado 6.3 del presente estudio y se procede al cálculo de los dos índices (frecuencia dominante y ancho de banda) en los que se basa el análisis espectral propuesto en este capítulo.

## 6.6 Análisis de los resultados

En general, la presencia de LNAPL en el subsuelo provoca un aumento notable de la resistividad. No obstante, con respecto a la fase disuelta, diversos autores han reportado algunos mecanismos, como la disolución de sales o la producción de ácidos orgánicos y carbónicos durante la biodegradación que pueden dar lugar a conductividades elevadas, en contraste con las zonas limpias circundantes (Biosca et al., 2020; Gajdoš & Král, 1995; Maxwell & Schmok, 1995; Monier-Williams, 1995; Bermejo et al., 1997; Sauck et al., 1998; Atekwana et al., 1998).

En base a estos trabajos previos y a la información disponible sobre la localización aproximada de la pluma de contaminación, en este estudio se ha asociado la presencia de contaminante con un aumento de la conductividad y de la atenuación de la señal de georradar. Esto quedará representado por un desplazamiento del espectro de frecuencias hacia valores inferiores a los correspondientes a zonas libres de LNAPL.

Después de obtener los valores de frecuencia dominante y de ancho de banda para cada traza, se generaron gráficos conjuntos de los dos índices para cada uno de los perfiles de georradar realizados (Figura 6.6.1). En este estudio se ha determinado un umbral de 500 MHz para la frecuencia dominante y de 2000 MHz para el ancho de banda calculado para una amplitud de 0.5 en valores normalizados (es decir, el 50 % del valor máximo). Esto significa que cuando los valores de frecuencia dominante y de ancho de banda se sitúen por debajo del umbral establecido podrá ser asociado a la presencia de LNAPL. Los gráficos correspondientes a los resultados de cada uno de los perfiles de georradar han quedado recogidos en el Anexo I de la presente tesis.



**Figura 6.6.1.** Ejemplos de los resultados obtenidos para una zona libre de contaminante (izquierda) y para una zona con presencia de LNAPL (derecha). Los valores obtenidos para la frecuencia dominante se muestran en rojo y los correspondientes al ancho de banda en azul.

En la Figura 6.6.2 se muestra un mapa de distribución superficial de los valores obtenidos para la frecuencia dominante. La escala de color muestra un gradiente de rojos a azules, donde en colores cálidos se representan aquellas zonas en las que la frecuencia dominante se sitúa por debajo del umbral establecido, que, como ya se ha comentado, para este estudio ha sido de 500 MHz.

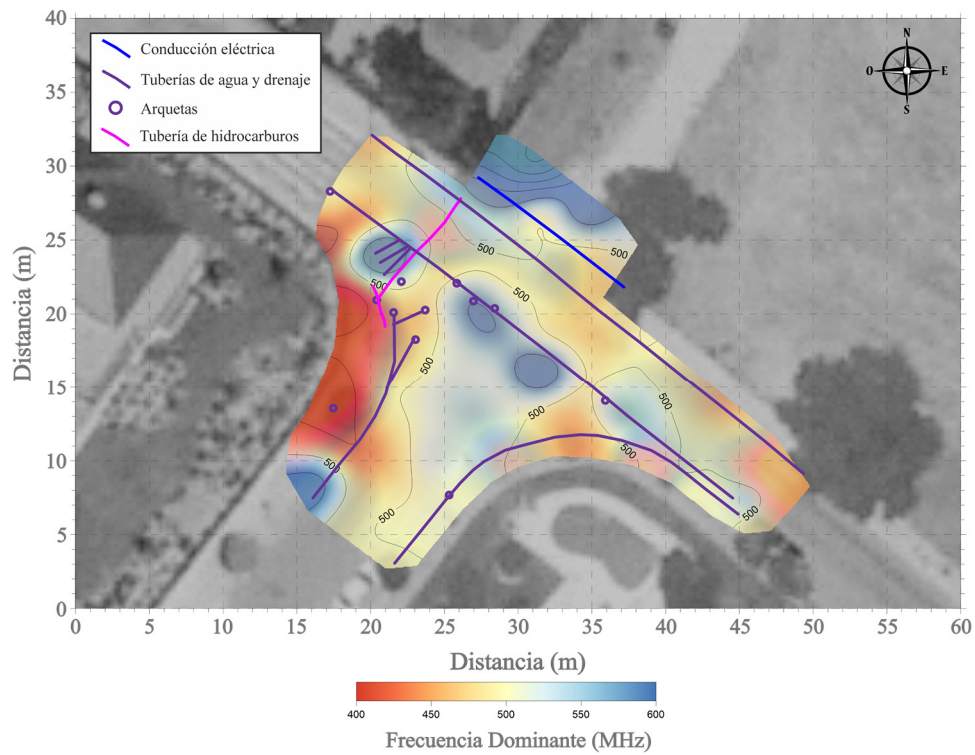


Figura 6.6.2. Mapa de distribución superficial de los resultados obtenidos para la frecuencia dominante.

En la Figura 6.6.3 se muestra un mapa de distribución superficial de los resultados obtenidos para el ancho de banda. En colores marrones se representan aquellas zonas en las que los valores del ancho de banda no superan el límite de 2000 MHz establecido para este estudio.

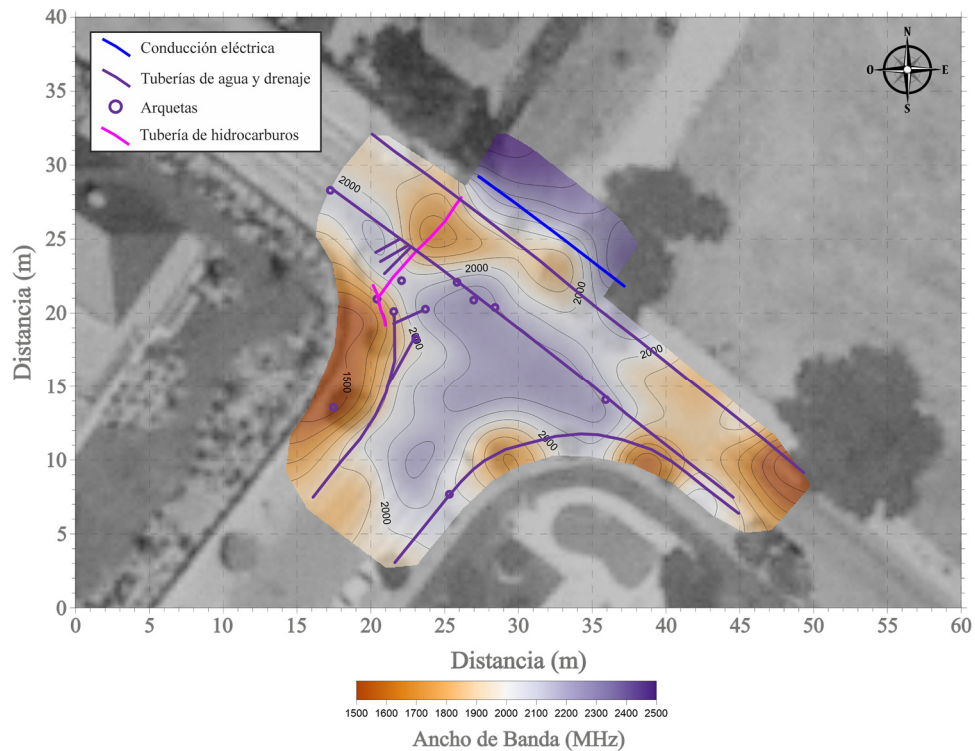
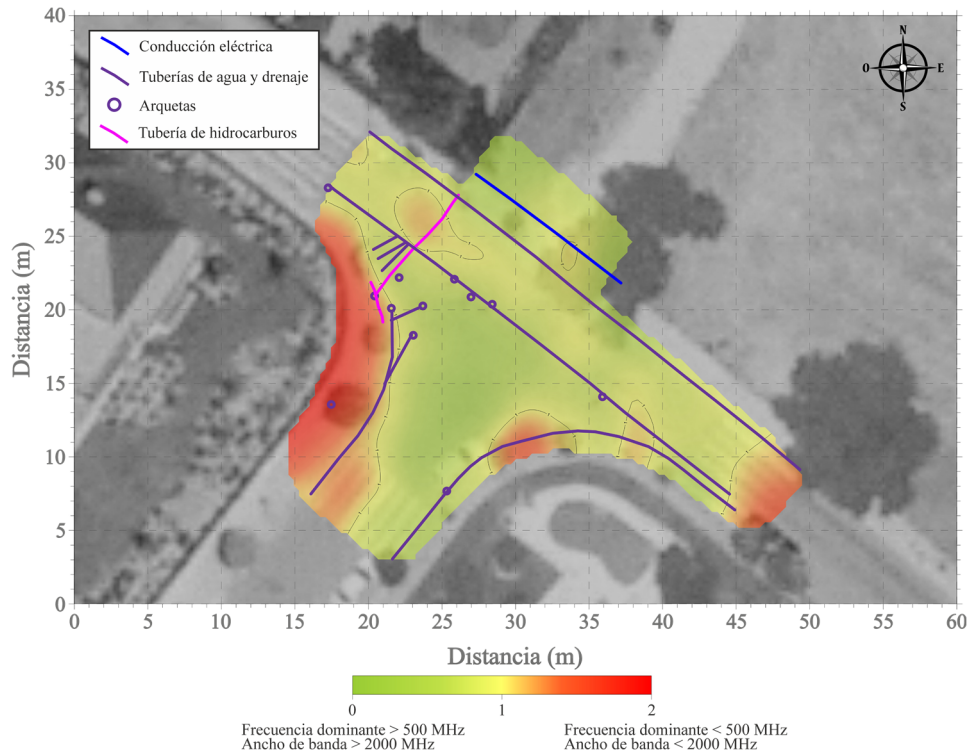


Figura 6.6.3. Mapa de distribución superficial de los resultados obtenidos para el ancho de banda.

A partir de los resultados obtenidos en toda la zona de estudio, ha sido posible elaborar un mapa de distribución superficial de los valores de frecuencia dominante y ancho de banda de forma conjunta (Figura 6.6.4). En este mapa se puede observar, en colores rojos, aquellas zonas en las que los valores obtenidos para la frecuencia dominante y para el ancho de banda se sitúan por debajo del umbral establecido en este estudio y que se pueden asociar, por lo tanto, a las zonas con posible presencia de LNAPL.



**Figura 6.6.4.** Mapa de distribución de los resultados obtenidos para el análisis conjunto del ancho de banda y de la frecuencia dominante. La escala de color muestra un gradiente de verde a rojo de acuerdo con los límites establecidos para los dos índices.

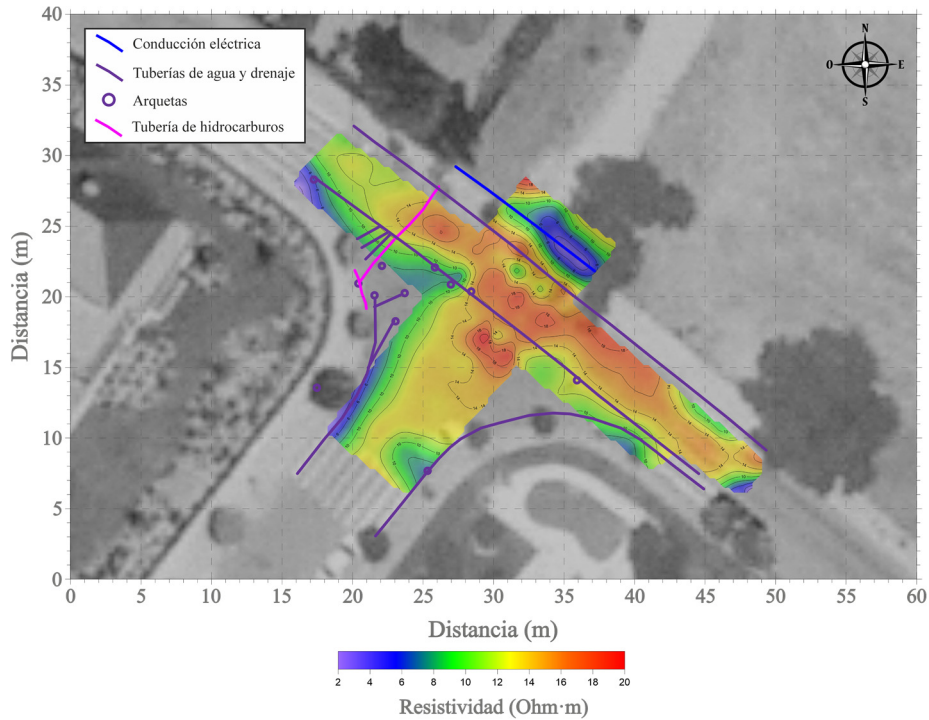
## 6.6.1 Correlación con los valores de resistividad

Para poder evaluar la validez de la metodología propuesta, los resultados obtenidos a partir del análisis de los datos de georradar han sido comparados con valores de resistividad determinados mediante las medidas realizadas en la misma zona con un conductímetro electromagnético.

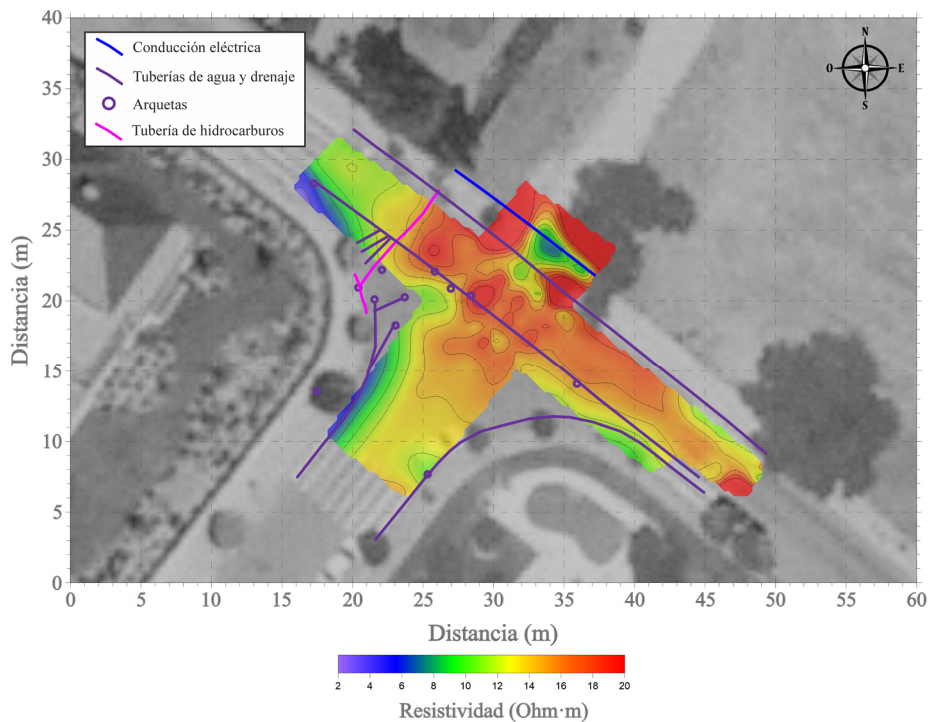
Los valores de resistividad han sido adquiridos para tres profundidades diferentes: 1.1 m (Figura 6.6.5), 2.1 m (Figura 6.6.6) y 3.3 m (Figura 6.6.7). Es importante destacar que por la propia longitud del equipo utilizado (4.5 metros), no ha sido posible obtener medidas de resistividad en las zonas próximas a los muros de las parcelas, por lo que la superficie cubierta es algo menor que la obtenida con el georradar.

Los resultados de resistividad obtenidos, correspondientes a una profundidad de 1.1 m (Figura 6.6.5), por corresponder a una profundidad similar a la alcanzada con el georradar son los más apropiados para poder compararlos con los datos del ancho de banda y de la frecuencia dominante. Se puede observar que existe

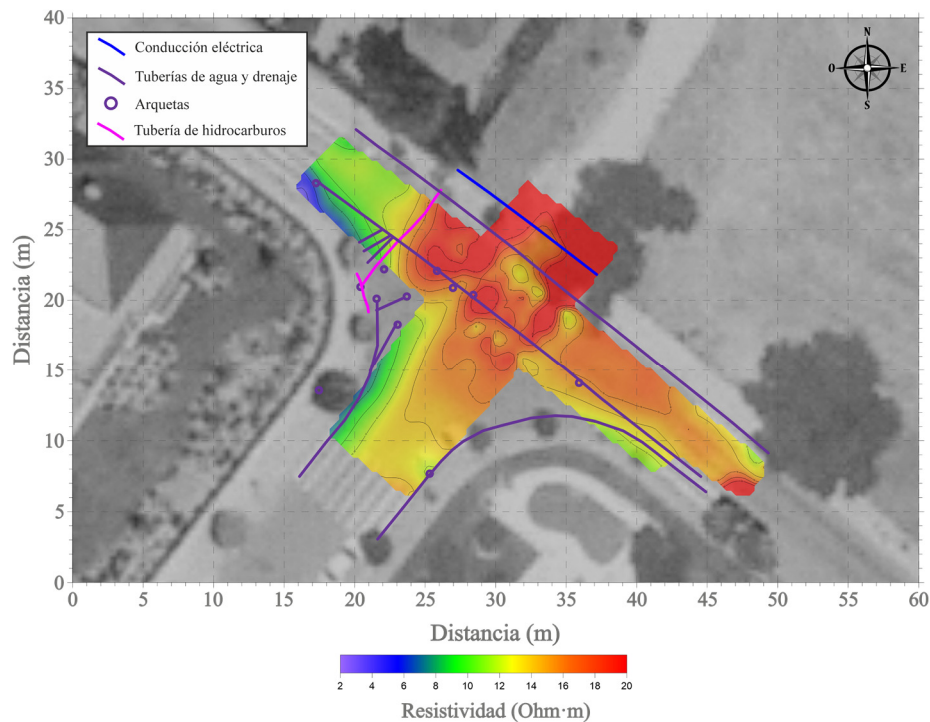
una muy buena correlación en la delimitación de la zona contaminada mediante la aplicación de las dos técnicas. Por lo tanto, podemos afirmar que la metodología propuesta en este trabajo es aplicable a la identificación de zonas contaminadas con hidrocarburos.



**Figura 6.6.5.** Mapa de distribución de los valores de resistividad obtenidos con el conductímetro electromagnético. Los valores representados corresponden a una profundidad de 1.1 m.



**Figura 6.6.6.** Mapa de distribución de los valores de resistividad obtenidos con el conductímetro electromagnético. Los valores representados corresponden a una profundidad de 2.1 m.



**Figura 6.6.7.** Mapa de distribución de los valores de resistividad obtenidos con el conductímetro electromagnético. Los valores representados corresponden a una profundidad de 3.3 m.

Como se puede observar, en las medidas de resistividad aparece una anomalía conductora localizada al NE (Figura 6.6.5 y Figura 6.6.6) y que se asocia a la presencia de una conducción eléctrica subterránea. Este tipo de anomalías puede ser fácilmente discriminada a partir del análisis previo de los datos de georradar mediante el cual se ha generado el plano de distribución de servicios enterrados presentes en la zona de estudio, que ha sido representado en todos los mapas de resultados del presente apartado.

## 6.7 Conclusiones

La prospección mediante georradar es una técnica geofísica de aplicación en muy diversos campos de la ingeniería, la geología y el medioambiente, pero su método de utilización más extendido se basa en la identificación visual de capas y reflectores. Este tratamiento de los datos de georradar presenta el importante inconveniente de estar sometido a una interpretación subjetiva de los resultados. Por este motivo, aquí se ha presentado una metodología que permite tratar la información proporcionada por el georradar de una forma cuantitativa mediante el análisis del contenido espectral de los datos.

En este capítulo se han transformado los datos de georradar al dominio de frecuencias y se ha analizado la frecuencia dominante y el ancho de banda de cada traza como indicadores que pueden relacionarse con la presencia o ausencia de LNAPL en el subsuelo. Mediante el análisis de estos dos índices simultáneamente se han podido delimitar las zonas potencialmente contaminadas, asociándolas a aquellas en las que se produce una variación notable con respecto al espectro de frecuencias promedio de los perfiles de georradar.

El ancho de banda de emisión es un factor importante en la aplicación de esta metodología. Las antenas monofrecuencia convencionales presentan un menor ancho de banda por lo que al tener un menor contenido en frecuencias es razonable pensar que también se perderá cierta capacidad de resolución. Sin embargo, aunque para el estudio presentado en este capítulo se ha utilizado una antena de georradar 3D multifrecuencia, la metodología propuesta es aplicable a cualquier tipo de antena de georradar siempre que la frecuencia de emisión utilizada se adapte a la profundidad de investigación y a las características del medio investigado.

Aunque, generalmente se asocia la presencia de LNAPL con resistividades elevadas, existen diferentes mecanismos que pueden dar lugar a un incremento de la conductividad en las zonas contaminadas por ciertos hidrocarburos. En este trabajo se ha podido comprobar que la presencia de LNAPL en el subsuelo producía un desplazamiento del espectro de frecuencia hacia valores menores al promedio de la zona, lo que se puede asociar con un aumento de la conductividad y de la atenuación de la señal de georradar.

En la zona de estudio se han realizado medidas de resistividad mediante la utilización de un conductímetro electromagnético, como método de contraste de los resultados obtenidos en este trabajo. Se ha obtenido una muy buena correlación entre los valores de resistividad y los resultados correspondientes al análisis de la frecuencia dominante y del ancho de banda.

Como suele ser habitual en la aplicación de cualquier método geofísico, la utilidad de la metodología propuesta en este trabajo estará condicionada por el contraste existente entre el espectro de frecuencias de cada traza analizada con el correspondiente al promedio de la zona de estudio. En aquellos casos en que dicho contraste sea muy bajo, no será posible delimitar con precisión las zonas contaminadas mediante el análisis de la frecuencia dominante y del ancho de banda.

También es necesario incidir en la necesidad de disponer de cierta información previa sobre la localización aproximada de la pluma de contaminación. El método propuesto requiere establecer inicialmente los umbrales para la frecuencia dominante y el ancho de banda, por lo que es necesario poder comparar los datos de georradar correspondientes a una zona potencialmente contaminada con los de otra zona libre de hidrocarburos.

La metodología propuesta en este capítulo no pretende sustituir a las técnicas de prospección eléctrica o electromagnética sino constituir un complemento a las mismas y es importante destacar que con el análisis de los datos de georradar en el dominio de frecuencias, estamos perdiendo una importante información con respecto a la profundidad de las anomalías identificadas. De hecho, este notable déficit del método de análisis frecuencial de los datos constituye el principal desafío a implementar en los siguientes pasos a seguir. No obstante, la profundidad aproximada de ciertas anomalías puede ser estimada mediante la aplicación de esta metodología en diferentes ventanas temporales.

En conclusión, la metodología aquí presentada permite obtener rápidos resultados relacionados con la presencia de LNAPL en el subsuelo, que a su vez depende directamente de la conductividad y la atenuación del medio investigado con georradar. Por el contrario, los métodos eléctricos y electromagnéticos utilizados para obtener valores de resistividad presentan los inconvenientes operativos habituales y la menor rapidez en la adquisición de datos.

# Capítulo 7

## ANÁLISIS DE LA PERMITIVIDAD ELÉCTRICA MEDIANTE DATOS OBTENIDOS EN UN ANALIZADOR DE IMPEDANCIAS

### 7.1 Introducción

Uno de los problemas fundamentales de cualquier estudio de georradar consiste en realizar la correcta conversión de los tiempos dobles obtenidos a sus profundidades correspondientes, para lo cual necesitamos conocer el valor de la permitividad eléctrica del medio analizado. En este proceso será necesario utilizar ciertas estimaciones y promedios ya que, en un terreno natural, los parámetros electromagnéticos varían notablemente en función de la profundidad y de las propiedades intrínsecas de los materiales presentes en el medio investigado (Annan, 2009). No obstante, es importante poder cuantificar la dependencia de la permitividad eléctrica respecto a algunos de los factores que afectan a su valor de forma más significativa.

Como se ha visto en el Capítulo 2, la permitividad eléctrica ( $\epsilon$ ), la conductividad ( $\sigma$ ) y en menor medida, la permeabilidad magnética ( $\mu$ ) son los parámetros que determinan los procesos de propagación de las ondas electromagnéticas en un medio natural. En el ámbito de aplicación del georradar, en general, se pueden clasificar como paramagnéticos los materiales analizados, siendo su permeabilidad magnética relativa muy próxima a la unidad ( $\mu_r \approx 1$ ). En cuanto a los otros dos parámetros, la conductividad y la permitividad eléctrica están relacionados con la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas mediante la siguiente expresión (Lorenzo, 1994):

$$v = \frac{c}{\sqrt{\frac{\epsilon_r}{2} \left( \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon} \right)^2} + 1 \right)}} \quad (7.1.1)$$

donde  $c$  es la velocidad de propagación de la luz en el vacío,  $\epsilon_r$  es la permitividad eléctrica relativa,  $\sigma$  es la conductividad y  $\omega$  es la frecuencia angular.

En aquellos medios de baja conductividad, donde  $\sigma \ll \omega \epsilon$ , la expresión que determina la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el medio analizado queda simplificada como:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7.1.2)$$

Esta es la expresión más ampliamente utilizada en el ámbito del georradar cuando se trata de asignar velocidades de propagación al medio estudiado, pero esta simplificación dará lugar a dos problemas que afectan directamente a la determinación de profundidades. En primer lugar, el grado de humedad y la presencia de sales o minerales arcillosos, pueden influir notablemente en el valor de la conductividad del medio y, por consiguiente, la simplificación en la expresión de la velocidad de propagación deja de ser válida (Gloaguen et al., 2012). El segundo problema está relacionado con la práctica habitual de considerar un único valor de permitividad eléctrica para todo el terreno analizado en un determinado estudio, cuando en realidad es un parámetro que varía de forma sorprendente ante pequeños cambios en las propiedades electromagnéticas de medio investigado.

En este trabajo, se analiza la influencia de dos factores que condicionan sustancialmente el valor de la permitividad eléctrica de los suelos. El primero de estos factores es el grado de humedad, por lo que se analizará la dependencia y el grado de variación de la constante dieléctrica con diferentes contenidos de humedad. El segundo factor a analizar será la variación de la conductividad del medio, directamente relacionada con la permitividad eléctrica. Para ello, se utilizarán diferentes disoluciones de NaCl en agua destilada, sobre las muestras a analizar, para estudiar sus efectos en la constante dieléctrica.

Existen diversos métodos ampliamente utilizados para obtener medidas directas de la permitividad compleja, pero cada uno de ellos tendrá un ámbito de aplicación diferente en función de las frecuencias utilizadas o de las características de los materiales a analizar (Raymond et al., 2013). Los métodos de análisis de la resonancia (Sheen, 2005) proporcionan una altísima precisión, pero sólo pueden aplicarse a una única frecuencia muy concreta, la frecuencia de resonancia del material analizado. El método de transmisión/reflexión (Şimşek et al., 2006) permite medir la permitividad compleja en un amplio rango de frecuencias, pero presenta el inconveniente de utilizar guías de onda. El uso de guías de onda requiere utilizar muestras cuyas dimensiones sean conocidas con un altísimo grado de precisión, por lo que ciertos tipos de materiales (como los que constituyen las muestras de suelos) quedarán excluidos de este método

por no poder ser cortados o modelados cumpliendo este requerimiento. Además, el limitado tamaño de las guías de onda para muestras pequeñas restringirá el rango de frecuencias únicamente a los valores más altos.

Para el presente trabajo, el método seleccionado es el de la capacitancia, que consiste en intercalar una muestra fina del material a analizar, entre dos electrodos, conformando un condensador de placas paralelas. Este método presenta la ventaja de la facilidad en la preparación de la muestra y permite medir en un amplio rango de frecuencias ya que permite realizar medidas de capacitancia, obteniéndose valores de la constante dieléctrica para frecuencias que varían desde 0 a 100 MHz (Broadhurst & Bur, 1965). Para frecuencias superiores a los 100 MHz, el condensador puede entrar en su frecuencia de resonancia y comenzar a comportarse como un inductor.

En ciertos ámbitos puede ser habitual la utilización indistinta de los términos permitividad eléctrica y constante dieléctrica para hacer referencia a la misma propiedad. En este texto, para tratar de mantener cierto rigor con la nomenclatura, se utilizará el término constante dieléctrica para hacer referencia a la permitividad eléctrica relativa.

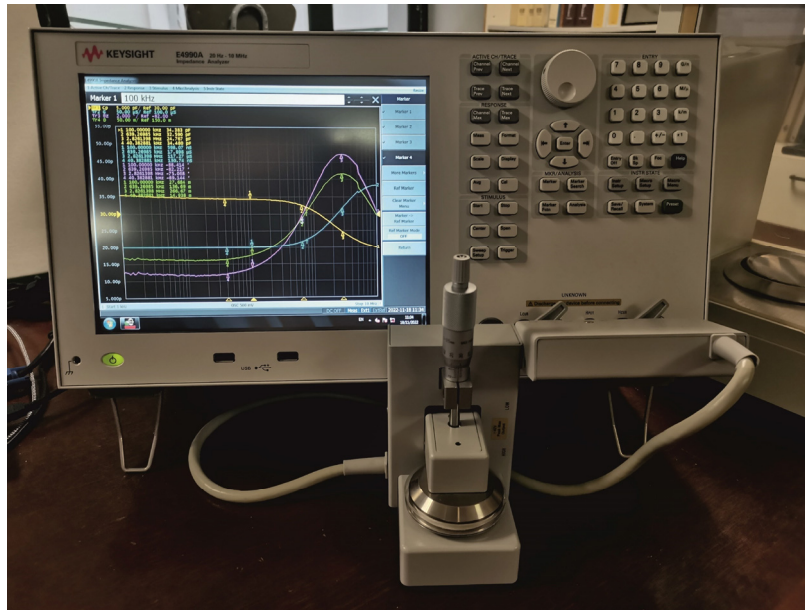
## 7.2 Método experimental

En este apartado se presenta un método de medida de la constante dieléctrica basado en la obtención de los valores de capacitancia de una serie de muestras, utilizando para ello un analizador de impedancias conectado a un condensador de placas paralelas (ver Apartado 4.3).

El equipo utilizado para la adquisición de datos ha sido el analizador de impedancias E4990 de Keysight Technologies (ver Figura 7.2.1), junto con el accesorio 16451B (condensador de placas paralelas) que permite obtener medidas precisas de la capacitancia de la muestra de estudio, así como de otros parámetros simultáneamente (factor de disipación, resistencia, etc.), que permitirán determinar los valores, en un amplio rango de frecuencias, de la permitividad eléctrica (parte real e imaginaria) y de la tangente de pérdidas del material analizado. Ambos equipos pertenecen al Laboratorio de Prospección de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Minas y Energía de Madrid.

Este equipo permite realizar medidas en un rango de frecuencias comprendido entre 20 Hz y 10 MHz, aunque el análisis de los datos estará especialmente enfocado en las frecuencias más altas por ser estas las más próximas a las correspondientes al ámbito de aplicación del georradar.

A continuación, se describen algunos de los pasos más importantes que se deberán llevar a cabo para la preparación previa del equipo, así como durante el proceso de adquisición de datos.



**Figura 7.2.1.** Equipo de medida utilizado para la adquisición de datos de permitividad eléctrica. En la imagen se puede observar el analizador de impedancias y en primer plano el accesorio utilizado como condensador de placas paralelas.

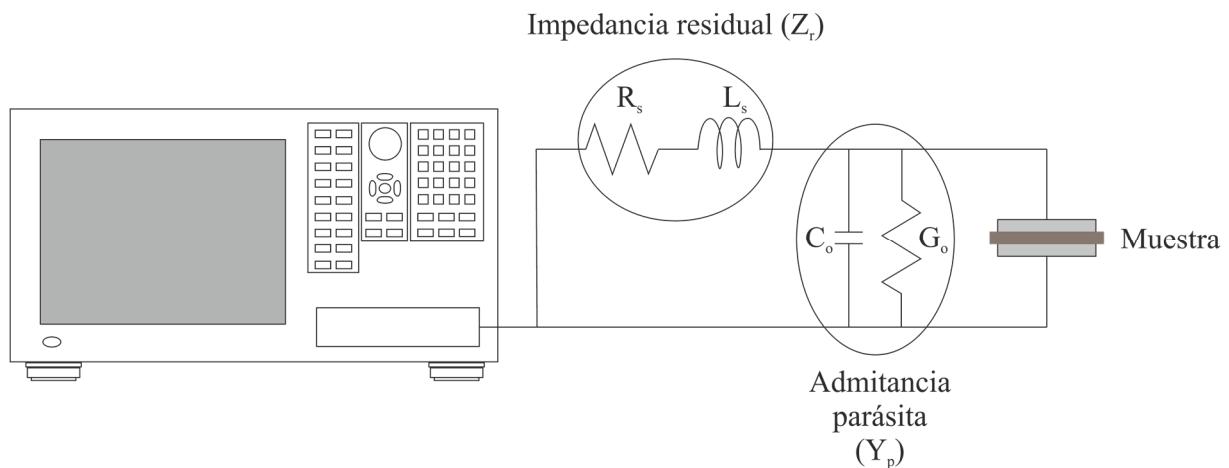
## 7.2.1 Compensación y calibración

Los procesos de compensación y calibración se realizan por separado y tienen el objeto de incrementar la precisión de las medidas. Aunque se trata de dos procesos diferentes, están estrechamente relacionados, ya que la precisión de los datos de compensación depende de la precisión de la calibración del instrumento, pero también será necesario realizar una compensación previa para poder obtener una buena calibración.

El proceso de compensación o corrección se lleva a cabo para reducir los efectos de las fuentes de error originadas cuando se utilizan cables de medición o accesorios de medida adicionales unidos al analizador de impedancias. En este caso, los valores de impedancia medidos por el instrumento serán una combinación de la impedancia de la muestra a analizar y de la impedancia de los accesorios utilizados (Figura 7.2.2). La impedancia del accesorio de medida estará compuesta por una impedancia residual y una admitancia parásita (Agilent, 2014).

Los datos de compensación se obtienen midiendo los valores residuales y parásitos del conjunto asociado al condensador de medición en condiciones de circuito abierto (compensación *Open*) y de cortocircuito (compensación *Short*).

Para poder determinar la admitancia parásita  $Y_p$ , se utiliza la compensación *Open*, de forma que la impedancia residual  $Z_r$  puede considerarse insignificante y la impedancia medida por el equipo será únicamente la correspondiente a la admitancia parásita. Por otro lado, configurando el equipo en condiciones de cortocircuito, la admitancia parásita desaparece y el valor de impedancia medido será completamente atribuible a la impedancia residual (Ghani et al., 2013).



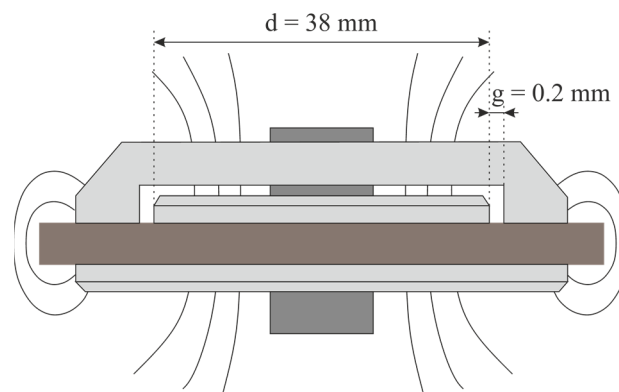
**Figura 7.2.2.** Esquema representativo de los conceptos de impedancia residual y admitancia parásita.

De esta forma, la impedancia de la muestra medida  $Z_m$  puede ser determinada a partir de los valores de la admitancia parásita  $Y_p$  y de la impedancia residual  $Z_r$  utilizando la siguiente expresión (Raymond et al., 2013):

$$Z_m = \frac{Z_{medida} - Z_r}{1 - Y_p(Z_{medida} - Z_r)} \quad (7.2.1)$$

Es importante guardar ciertas precauciones durante los procesos de compensación *Open* y *Short*. Durante la medición del valor de compensación *Open*, las condiciones de tiempo de medida y promediado de la señal deberán ser óptimas, similares a las utilizadas para los posteriores ensayos con el material a medir. Esto proporcionará un valor preciso de la admitancia parásita ( $Y_p$ ), lo que dará lugar a una correcta compensación de la misma. Por otro lado, durante la compensación *Short*, para poder conseguir una óptima corrección del error, la impedancia residual del dispositivo en cortocircuito deberá ser notablemente inferior a la impedancia previsible del material a medir.

La tercera compensación necesaria tiene su origen en el denominado efecto de borde o capacitancia parásita. Cuando se realiza una medida de la capacitancia de la muestra, existe un error provocado por las líneas de campo eléctrico presentes en el borde exterior del material de medida que dan lugar a una pérdida de capacitancia. Para poder eliminar, o al menos atenuar, el efecto de este error, se ha utilizado un electrodo protector. El diseño de este tipo de electrodos consiste básicamente en una pieza metálica anular que rodea al electrodo de medida, con el que se consigue incrementar notablemente la precisión de las medidas de capacitancia de una forma muy eficaz (Keysight, 2008). Entre el anillo que conforma el electrodo de protección y el electrodo de medida existe una pequeña separación  $g$  (ver Figura 7.2.3).



**Figura 7.2.3.** Esquema representativo la disposición de la muestra (en marrón), del electrodo protector, de los electrodos de medida y de las líneas de campo eléctrico.

Finalmente, una vez realizadas todas las compensaciones descritas anteriormente, se procede a calibrar el accesorio de medida utilizado, es decir, el condensador de placas paralelas. El proceso de calibración consiste básicamente en conseguir que las superficies de ambos electrodos presenten un paralelismo perfecto.

Este proceso de calibración es extremadamente importante y se debe realizar al inicio de cada sesión de medidas, ya que las condiciones ambientales, especialmente la temperatura, provocan pequeños cambios en las dimensiones de los electrodos (diámetro y grosor) que dan lugar a importantes errores en los datos adquiridos.

El ajuste del paralelismo de los electrodos se consigue mediante un sistema de tres tornillos nivelantes que modifican la inclinación del electrodo inferior. El primer ajuste aproximado se realizará de forma visual y posteriormente se realizará un ajuste preciso utilizando las propias medidas de capacitancia que proporciona el equipo (Keysight, 2008).

El procedimiento para el ajuste preciso consiste en medir la capacitancia de un condensador de aire con una separación de 0.01 mm. El valor obtenido en dicha medida debería ser igual al valor teórico de la capacitancia para las dimensiones del condensador:

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{t} \quad (7.2.2)$$

donde  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica del vacío ( $\epsilon_0 = 8.854187817 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ ),  $A$  es el área efectiva de los electrodos y  $t$  es la distancia entre éstos. En este caso, el electrodo utilizado (ver Apartado 7.2.2) tiene un diámetro de 38 mm, por lo que el valor teórico de la capacitancia será:

$$C = 1.004167 \cdot 10^{-9} \text{ F} \approx 1000 \text{ pF} \quad (7.2.3)$$

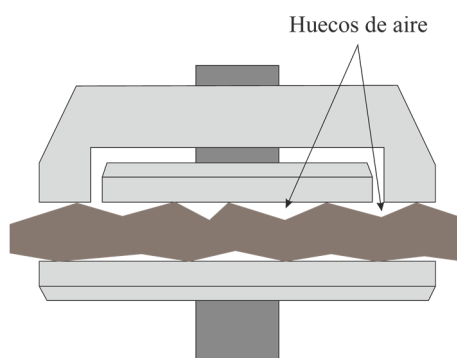
Por lo tanto, teniendo en cuenta las especificaciones del equipo, se considera que se ha conseguido una calibración correcta cuando los valores de capacitancia medidos se encuentran entre 950 y 1000 pF. Este

valor indica que los electrodos presentan un paralelismo perfecto y, además, las distancias marcadas por el micrómetro coinciden con las distancias correspondientes a los valores teóricos de capacitancia.

## 7.2.2 Selección del tipo de electrodo

Existen tres posibles configuraciones de electrodos para intercalar la muestra a analizar entre las placas del condensador.

La primera de ellas se conoce como configuración de electrodo de contacto y consiste en utilizar dos electrodos rígidos que contactan directamente con la superficie de la muestra a medir. La utilización de este método puede reducir notablemente la precisión de las medidas ya que la inevitable rugosidad de la muestra, en el caso de medios granulares que son los que se analizan en este estudio (Figura 7.2.4), independientemente de la precisión en su preparación, generará la presencia de pequeños huecos de aire entre los electrodos y el material de medida (Mattar et al., 1991).



**Figura 7.2.4.** Esquema representativo (con exageración vertical) de los huecos de aire que se generan por la rugosidad de la muestra a medir.

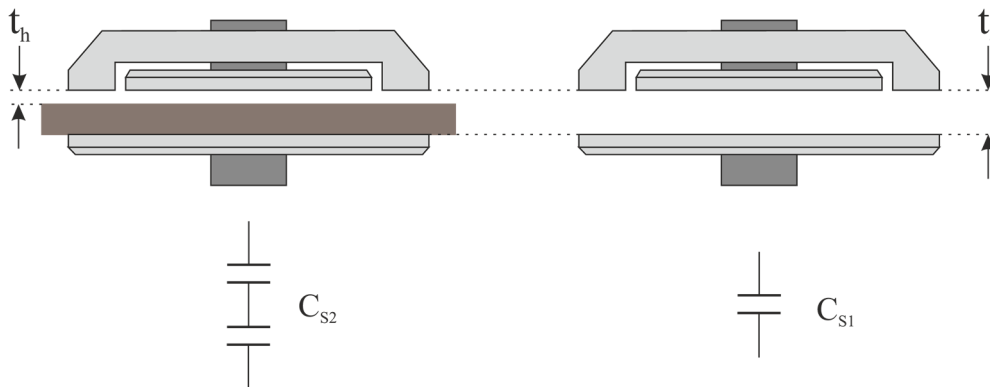
Para eliminar este efecto negativo, existen las otras dos posibles configuraciones de los electrodos del condensador.

El segundo tipo de configuración se conoce como electrodo de película fina. En este caso, el electrodo puede consistir en una lámina delgada de metal maleable, pintura conductora, metal pulverizado o cualquiera de los otros recogidos en la norma ASTM D-150-98 (*“Test methods for AC loss characteristics and permittivity (dielectric constant) of solid electrical insulating materials”*). La utilización de este tipo de electrodos puede reducir considerablemente los posibles huecos de aire existentes entre la muestra a analizar y el electrodo del condensador, por lo que se minimizará también el error en las medidas obtenidas. El principal inconveniente de este tipo de electrodos es que requieren un proceso de preparación de las muestras mucho más complejo y, además, puede resultar complicado retirar el electrodo del material una vez completadas las medidas.

La tercera de las posibles configuraciones se denomina método de electrodo sin contacto y consiste en utilizar los mismos electrodos rígidos que en el primer caso, pero dejando un espacio de aire entre el

electrodo superior y la muestra a medir. Dicho espacio de aire se puede modelar como un condensador en serie con la capacitancia del material a analizar.

Esta configuración de electrodos es la que ha sido elegida para la realización de las medidas de la permitividad eléctrica en el presente trabajo. La ventaja fundamental de este método radica en que se elimina, en gran medida, el error producido por las posibles irregularidades de la superficie de la muestra, ya que el valor de la constante dieléctrica se obtiene a partir de dos medidas de capacitancia. La primera medida se realiza con la muestra entre los dos electrodos y un pequeño espacio de aire entre la muestra y el electrodo superior. A continuación, se realiza una segunda medida de capacitancia, esta vez sin muestra, pero conservando la distancia entre ambos electrodos (Figura 7.2.5).



**Figura 7.2.5.** Gráfico explicativo de la disposición de los electrodos y de la muestra a medir (en color marrón), para las medidas de capacitancia, con la muestra y el espacio de aire ( $C_{s2}$ ) y sólo con aire ( $C_{s1}$ ).

La permitividad eléctrica se obtiene operando entre diferentes valores de capacitancia en serie, mediante el siguiente desarrollo (Keysight, 2008).

A partir de la primera medida de capacitancia  $C_{s2}$ , se obtiene:

$$\frac{1}{C_{s2}} = \frac{1}{C_m} + \frac{1}{C_h} \quad (7.2.4)$$

donde  $C_{s2}$  es la suma en serie de la capacitancia de la muestra a medir  $C_m$  y de la capacitancia del espacio de aire existente entre la muestra y el electrodo superior  $C_h$ .

A partir de la segunda medida  $C_{s1}$  se tiene:

$$\frac{1}{C_{s1}} = \frac{1}{C_a} \quad (7.2.5)$$

$$\frac{1}{C_{s1}} = \frac{1}{C_{ma}} + \frac{1}{C_h} \quad (7.2.6)$$

donde  $C_{s1}$  es la capacitancia obtenida en segunda medida (sólo con aire),  $C_a$  es la capacitancia teórica de un condensador de aire con una separación  $t_a$  entre sus electrodos y  $C_{ma}$  es la capacitancia teórica de un condensador de aire con una separación entre sus electrodos igual al espesor de la muestra a medir.

Por lo tanto, la permitividad de la muestra se podrá determinar a partir de los dos valores de capacitancia medidos y de los valores de las capacitancias teóricas  $C_m$  y  $C_{ma}$ :

$$C_m = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_m \cdot \frac{A}{t_m} \quad (7.2.7)$$

$$C_{ma} = \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{t_{ma}} \quad (7.2.8)$$

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C_{s2}} - \frac{1}{C_{s1}} + \frac{1}{C_{ma}} \quad (7.2.9)$$

donde la permitividad eléctrica del vacío  $\varepsilon_0$  se considera que puede usarse como equivalente a la permitividad eléctrica del aire,  $\varepsilon_m$  es la permitividad eléctrica relativa de la muestra a medir,  $t_m$  es el espesor medio de la muestra y  $t_{ma}$  es igual a  $t_m$  pero cuando no está presente la muestra entre los electrodos.

Mediante operaciones algebraicas sencillas, se obtiene la siguiente expresión para el cálculo de la permitividad eléctrica relativa de la muestra a partir de los valores de las capacitancias medidas:

$$\varepsilon_m = \frac{1}{1 + \left(\frac{C_{s1}}{C_{s2}} - 1\right) \left(\frac{t_a}{t_m}\right)} \quad (7.2.10)$$

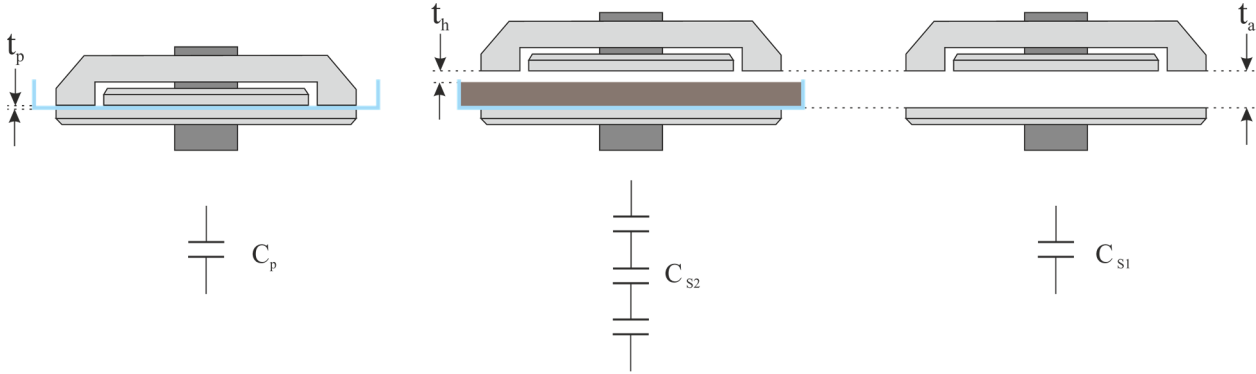
donde  $C_{s1}$  es la capacitancia medida sin la muestra (sólo aire),  $C_{s2}$  es la capacitancia medida con la muestra y el pequeño hueco de aire,  $t_a$  es la separación entre electrodos (igual para las dos medidas) y  $t_m$  es el espesor promedio de la muestra.

Con el objeto de proteger la integridad de electrodo inferior, que será el único en contacto con la muestra, se ha utilizado un recipiente plástico (placa de Petri) en el que se aloja el material a medir. La utilización de este recipiente permite, además, la posibilidad de realizar medidas en materiales granulares sueltos o materiales no consolidados, por lo que se amplían notablemente las posibilidades operativas del método propuesto.

La utilización de dicho recipiente provocará una variación en los valores de capacitancia medidos, por lo que ha sido necesario introducir un factor de corrección en la fórmula utilizada para determinar la constante dieléctrica de la muestra analizada.

El método de cálculo de dicho factor de corrección se basa en modelizar el proceso de medida como una combinación de tres valores de capacitancia en serie: la correspondiente a la propia muestra a medir  $C_m$ , la

del espacio de aire existente entre la muestra y el electrodo superior  $C_h$  y la capacitancia del recipiente plástico  $C_p$ . El proceso de medida utilizando el recipiente requerirá por lo tanto la realización de tres pasos (Figura 7.2.6).



**Figura 7.2.6.** Gráfico explicativo de la disposición de los electrodos, de la muestra a medir (en color marrón), y del recipiente plástico (en color azul) en cada una de las tres mediciones necesarias. Izquierda: solo con el recipiente y con el método del electrodo de contacto ( $C_p$ ). Centro: con la muestra, el recipiente y el espacio de aire ( $C_{s2}$ ). Derecha: sólo con aire ( $C_{s1}$ ).

En el primer paso se mide la capacitancia únicamente del recipiente:  $C_p$

A continuación, se miden los valores de capacitancia del conjunto de la muestra, el espacio de aire y el recipiente,  $C_{s2}$ :

$$\frac{1}{C_{s2}} = \frac{1}{C_h} + \frac{1}{C_m} + \frac{1}{C_p} \quad (7.2.11)$$

Y en el tercer paso se mide la capacitancia únicamente con aire y manteniendo la separación entre electrodos utilizada en el segundo paso,  $C_{s1}$ :

$$\frac{1}{C_{s1}} = \frac{1}{C_a} \quad (7.2.12)$$

$$\frac{1}{C_{s1}} = \frac{1}{C_h} + \frac{1}{C_{ma}} + \frac{1}{C_{pa}} \quad (7.2.13)$$

donde  $C_a$  es la capacitancia teórica de un condensador de aire con una separación  $t_a$  entre sus electrodos,  $C_h$  es la capacitancia del espacio de aire existente entre la muestra y el electrodo superior,  $C_{ma}$  es la capacitancia teórica de un condensador de aire con una separación entre sus electrodos igual al espesor de la muestra a medir y  $C_{pa}$  es la capacitancia teórica de un condensador de aire con una separación entre sus electrodos igual al espesor de la base del recipiente plástico.

La permitividad eléctrica relativa de la muestra podrá obtenerse a partir de los valores de capacitancia teóricos  $C_m$ ,  $C_{ma}$  y  $C_{pa}$  y de las tres capacitancias medidas en cada uno de los pasos ( $C_p$ ,  $C_{s1}$  y  $C_{s2}$ ):

$$C_m = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_m \cdot \frac{A}{t_m} \quad (7.2.14)$$

$$C_{ma} = \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{t_{ma}} \quad (7.2.15)$$

$$C_{pa} = \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{t_{pa}} \quad (7.2.16)$$

$$C_p = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_p \cdot \frac{A}{t_p} \quad (7.2.17)$$

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C_{s2}} - \frac{1}{C_{s1}} + \frac{1}{C_{ma}} + \frac{1}{C_{pa}} - \frac{1}{C_p} \quad (7.2.18)$$

donde la permitividad eléctrica del vacío  $\varepsilon_0$  se considera que puede usarse como equivalente a la permitividad eléctrica del aire,  $\varepsilon_m$  es la permitividad eléctrica relativa de la muestra a medir,  $\varepsilon_p$  es la permitividad eléctrica relativa del recipiente plástico (obtenida a partir de las medidas de  $C_p$ ),  $t_m$  es el espesor medio de la muestra,  $t_p$  es el espesor del recipiente plástico,  $t_{ma}$  es igual a  $t_m$  pero cuando no está presente la muestra entre los electrodos y  $t_{pa}$  es igual a  $t_p$  pero cuando no está presente el recipiente plástico entre los electrodos.

A partir de las ecuaciones (7.2.14) a (7.2.18) se obtiene la siguiente expresión para el cálculo de la permitividad eléctrica relativa de la muestra utilizando el recipiente para las medidas:

$$\varepsilon_m = \frac{1}{1 + \left(\frac{C_{s1}}{C_{s2}} - 1\right) \left(\frac{t_a}{t_m}\right) + \left(\frac{t_p}{t_m}\right) \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_p}\right)} \quad (7.2.19)$$

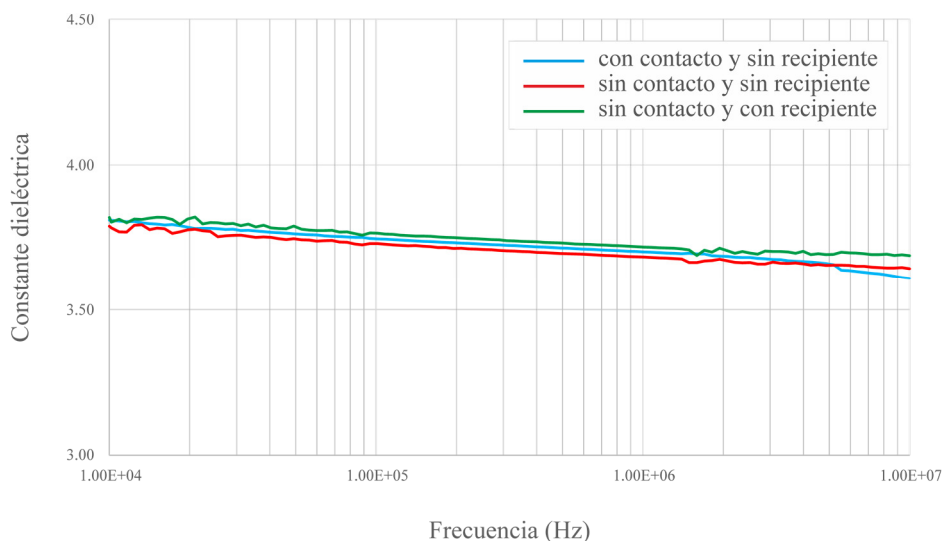
donde  $C_{s1}$  es la capacitancia medida sin la muestra (sólo aire),  $C_{s2}$  es la capacitancia del conjunto de la muestra, el espacio de aire y el recipiente,  $t_a$  es la separación entre electrodos (igual para las dos medidas  $C_{s1}$  y  $C_{s2}$ ),  $t_p$  es el espesor del recipiente plástico,  $t_m$  es el espesor promedio de la muestra y  $\varepsilon_p$  es la permitividad eléctrica relativa del recipiente plástico (obtenida a partir de las medidas de  $C_p$ ).

Para poder contrastar los datos obtenidos y validar la metodología propuesta para las medidas, se han realizado una serie de pruebas previas al inicio de la realización de los ensayos definitivos.

En primer lugar, se realizaron medidas con cinco muestras secas (las mismas que serán utilizadas posteriormente) utilizando el método del electrodo de contacto y se repitieron las mismas medidas con el

método del electrodo sin contacto para comprobar la estabilidad de los resultados. La otra prueba necesaria tenía por objeto comprobar la validez del factor de corrección introducido para compensar el efecto del recipiente que se utilizará en los posteriores ensayos. Para ello se compararon las medidas realizadas con la muestra seca y el método del electrodo sin contacto, con las medidas realizadas a las mismas muestras utilizando el recipiente plástico.

Los resultados obtenidos en ambas pruebas se pueden observar en la siguiente Figura 7.2.7, en la que se han representado los valores de permitividad eléctrica relativa obtenidos. En azul se presenta la curva correspondiente a las medidas de la muestra seca con el método del electrodo de contacto y las curvas en rojo y en verde corresponden respectivamente a las medidas realizadas sin el recipiente y con el recipiente plástico, en ambos casos utilizando el método del electrodo sin contacto. Como se puede observar, las tres curvas son prácticamente coincidentes (la desviación promedio es menor de 1.3 %), por lo que puede considerarse que se obtendrán los mismos resultados válidos utilizando cualquiera de los tres métodos.



**Figura 7.2.7.** Gráfico de valores de constante dieléctrica obtenidos con las diferentes metodologías descritas para una de las muestras analizadas en estado seco.

### 7.2.3 Preparación de las muestras

Las especificaciones técnicas del equipo utilizado exigen que las muestras a medir cumplan ciertas condiciones en cuanto a sus dimensiones y a la tolerancia de sus medidas finales.

La muestra a medir deberá ser una placa (preferiblemente discoidal), con un diámetro ligeramente superior al del electrodo utilizado, que en este caso es de 38 mm. En cuanto a su espesor, el límite permitido por el equipo de medida es de 10 mm, que es aproximadamente la máxima separación posible entre los electrodos.

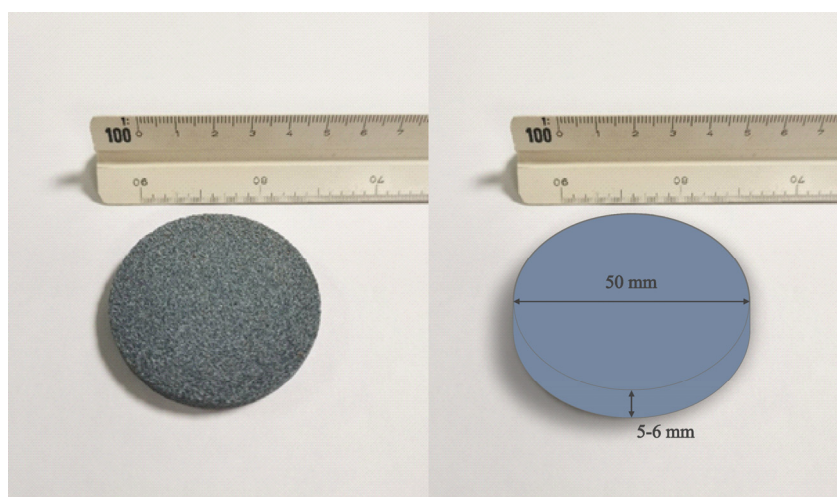
No obstante, el factor que condiciona realmente el espesor máximo de la muestra es el límite de precisión que ofrece el equipo, que para medidas de capacitancia es de 0.1 pF como el valor mínimo admisible, por lo que valores por debajo de este límite no podrán ser medidos con precisión (Keysight, 2008).

Por lo tanto, para obtener un valor de capacitancia por encima de este límite, será necesario maximizar el diámetro de la muestra y reducir al máximo su espesor, especialmente cuando se midan materiales con baja constante dieléctrica. El diámetro efectivo de las medidas está condicionado por el diámetro del electrodo utilizado, por lo que será necesario cortar o moldear el material a medir de forma que su espesor satisfaga la condición de presentar una capacitancia medida superior a 0.1 pF.

En cuanto a la elaboración de las muestras, es necesario tener en cuenta que una pequeña diferencia en su espesor afecta notablemente a la precisión de la medida (ver Apartado 7.2.4). El espesor de la muestra deberá ser medido en varios de sus puntos para poder promediar su valor, pero si existen diferencias notables y la muestra no es lo suficientemente homogénea en su grosor, se producirá un error significativo en el valor de la constante dieléctrica calculado.

Además, el material de medida deberá ser cortado o moldeado con precisión de forma que su superficie sea plana en todos sus puntos. Una superficie irregular provoca la presencia de bolsas de aire, dando lugar a un notable error en la medida, que será mayor cuanto menor sea el espesor de la muestra.

Para poder cumplir con todo lo expuesto anteriormente, para este trabajo se decidió utilizar piedras porosas de laboratorio con forma discoidal (ver Figura 7.2.8). Este tipo de material presenta ciertas ventajas en lo referente a su morfología y sus dimensiones. Se trata de un material silíceo con porosidad y permeabilidad similares a las propias de un suelo natural. Además, está mecanizado, de forma que su tolerancia en las dimensiones cumple con los condicionantes relativos a la precisión en la homogeneidad del espesor. En cuanto a sus dimensiones, presentan un diámetro de aproximadamente 50 mm y un espesor que varía entre 5 y 6 mm y en lo referente a su capacitancia medida en seco (su valor más bajo) por la composición y las dimensiones de las muestras será del orden de 10 pF.



**Figura 7.2.8.** Ejemplo de una de las muestras utilizadas en este estudio y representación gráfica de sus dimensiones.

## 7.2.4 Análisis de errores

Las medidas de capacitancia para la obtención de valores de permitividad eléctrica se encuentran afectadas por una serie de posibles errores involucrados en el proceso.

Algunos de estos errores son intrínsecos a la instrumentación, como pueden ser el límite mínimo de capacitancia que pueda medir el equipo, que como ya se dijo antes, en este caso es de 0.1 pF. También pueden presentarse errores derivados de la precisión constructiva de los electrodos. En este caso, para el electrodo de 38 mm de diámetro utilizado, el manual del equipo indica un error de aproximadamente  $\pm 0.13\%$  en las dimensiones de su diámetro. Este tipo de error no será considerado por el alcance del presente trabajo y su escasa repercusión en los resultados finales.

Existen otro tipo de errores que sí pueden afectar notablemente a las medidas y tendrán que ser, por lo tanto, objeto de análisis.

El primer error a considerar es el correspondiente a la medida del espesor de la muestra. Este error estará integrado en el valor de  $t_m$  y para reducirlo es necesario medir el grosor de la muestra en varios puntos de la misma utilizando un micrómetro de precisión y obtener un valor promedio.

El segundo error tiene su origen en la compensación del efecto de borde mediante el electrodo de protección (ver Apartado 7.2.2) y se deberá corregir determinando el área efectiva del electrodo de medida. Dado que el electrodo de protección no elimina completamente el error generado por la capacitancia parásita, el área aparente del electrodo de medida será ligeramente superior a la real.

Para reducir este error, se utiliza la denominada constante de área efectiva, que representa el aumento del área del electrodo causado por el efecto de borde y que no puede eliminar el electrodo protector.

Para obtener el área efectiva, la norma ASTM D-150-98 (*“Test methods for AC loss characteristics and permittivity (dielectric constant) of solid electrical insulating materials”*) propone dos expresiones que se deberán aplicar en función del valor de la permitividad eléctrica del material a medir.

Si la permitividad eléctrica del material de medida es similar a la del aire ( $\epsilon_m \approx \epsilon_a$ ), entonces:

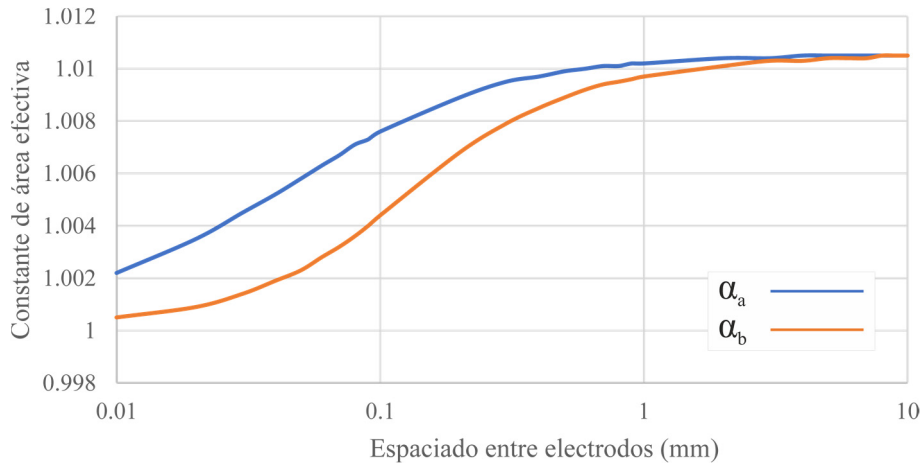
$$\alpha_a = \left[ 1 + \frac{g}{d} \cdot \left[ 1 - \left[ \frac{2}{\pi} \cdot \text{tg}^{-1} \left( \frac{g}{2 \cdot t} \right) - \frac{2 \cdot t}{\pi \cdot g} \cdot \ln \left( 1 + \left( \frac{g}{2 \cdot t} \right)^2 \right) \right] \right] \right]^2 \quad (7.2.20)$$

donde  $\alpha_a$  es el valor de corrección del área efectiva,  $d$  es el diámetro del electrodo de medida (38 mm),  $g$  es la separación existente entre el anillo que conforma el electrodo de protección y el electrodo de medida, como se muestra en la Figura 7.2.3 (para el equipo utilizado  $g = 0.2$  mm) y  $t$  es el espaciado entre los dos electrodos del condensador.

Si la permitividad eléctrica del material de medida es mayor que la del aire ( $\epsilon_m \gg \epsilon_a$ ), entonces el valor de la corrección del área efectiva es:

$$\alpha_b = \left[ 1 + \frac{g}{d} \cdot \left[ 1 - \frac{4 \cdot t}{\pi \cdot g} \cdot \ln \left( \cosh \left( \frac{\pi \cdot g}{4 \cdot t} \right) \right) \right] \right]^2 \quad (7.2.21)$$

En la siguiente Figura 7.2.9, se muestra la representación gráfica de los posibles valores para las constantes  $\alpha_a$  y  $\alpha_b$  frente al espaciado entre electrodos desde 0.01 mm hasta 10 mm:



**Figura 7.2.9.** Representación gráfica de los valores de las constantes  $\alpha_a$  y  $\alpha_b$  para una separación de electrodos de entre 0,01 mm y 10 mm.

Para obtener la permitividad eléctrica relativa, corregida por el área efectiva del electrodo, se deberá dividir la capacitancia  $C_{s1}$  entre el valor de la constante  $\alpha_a$  y la capacitancia  $C_{s2}$  entre el valor de la constante  $\alpha_b$ :

$$\epsilon_m = \frac{1}{1 + \left( \frac{C_{s1} \cdot \alpha_b}{C_{s2} \cdot \alpha_a} - 1 \right) \left( \frac{t_a}{t_m} \right) + \left( \frac{t_p}{t_m} \right) \left( 1 - \frac{1}{\epsilon_p} \right)} \quad (7.2.22)$$

El tercero de los errores que deberá ser corregido es el derivado de la medida de la separación entre los dos electrodos. Este error quedará integrado en el valor de  $t_a$  y tiene su origen en la diferencia entre la escala del micrómetro del equipo y la distancia real entre los electrodos. Para reducir este error, se puede calcular una distancia equivalente que corregirá la distancia medida por el micrómetro.

El método para determinar la distancia equivalente se basa en comparar el valor de la capacitancia medido, para varios espaciados de aire, con su valor teórico. A continuación, se describe el proceso a seguir.

En primer lugar, se mide la capacitancia para varios espaciados diferentes entre los dos electrodos y para cada una de estas distancias se calcula su capacitancia teórica:

$$C_t = \varepsilon_a \varepsilon_0 \frac{\pi(d/2)^2}{t_a} \alpha_a \quad (7.2.23)$$

donde  $\varepsilon_a$  es la constante dieléctrica del aire ( $\varepsilon_a = 1.00059$ ),  $\varepsilon_0$  es la permitividad eléctrica del vacío ( $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ ),  $\alpha_a$  es el coeficiente del área efectiva del electrodo y  $t_a$  es la separación entre los dos electrodos, medida por el micrómetro.

A continuación, se determina el error de la distancia equivalente,  $\Delta t_e$ , para cada uno de los diferentes espaciados medidos:

$$\Delta t_e = \left( \frac{C_t}{C_m} - 1 \right) t_a \quad (7.2.24)$$

donde  $C_t$  es la capacitancia teórica y  $C_m$  es la capacitancia medida.

Finalmente, la distancia equivalente se podrá determinar a partir del valor de separación entre electrodos medido con el micrómetro y el valor promedio de los errores de distancia equivalente calculados:

$$t_{eq} = t_a + \Delta t_{em} \quad (7.2.25)$$

donde  $t_{eq}$  es el valor de la distancia equivalente y  $\Delta t_{em}$  es el valor promedio de todos los errores de distancia equivalente calculados.

Por lo tanto, la permitividad eléctrica relativa, compensada por el área efectiva del electrodo y por la distancia equivalente se obtiene a partir de la siguiente expresión (Keysight, 2008):

$$\varepsilon_m = \frac{1}{1 + \left( \frac{C_{s1} \cdot \alpha_b}{C_{s2} \cdot \alpha_a} - 1 \right) \left( \frac{t_{eq}}{t_m} \right) + \left( \frac{t_p}{t_m} \right) \left( 1 - \frac{1}{\varepsilon_p} \right)} \quad (7.2.26)$$

donde  $\alpha_a$  y  $\alpha_b$  son las constantes de área efectiva y  $t_{eq}$  es la distancia equivalente.

### 7.3 Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad

El primero de los objetivos marcados en la introducción de este capítulo consiste en evaluar las variaciones en los valores de permitividad en función del grado de humedad. Para ello, se ha diseñado un procedimiento

experimental en el que se realizan medidas de capacitancia en una muestra saturada en agua destilada y se repiten las medidas en diferentes pasos del secado de la muestra.

Los intervalos de secado han consistido en tres periodos de 10 minutos cada uno en estufa a 60 °C, un cuarto paso consistió en secado al aire durante 8 horas y en el último paso la muestra se dejó secar nuevamente en estufa a 60 °C durante 1 hora.

La humedad de la muestra para cada uno de los pasos se puede determinar a partir de la siguiente expresión (Jiménez Salas & de Justo Alpañes, 1975):

$$w = \frac{M_w}{M_s} \cdot 100 \quad (7.3.1)$$

$$M_w = M_m - M_s \quad (7.3.2)$$

donde  $w$  es la humedad de la muestra (en porcentaje),  $M_m$  es la masa de la muestra húmeda,  $M_w$  es la masa del agua contenida en la muestra y  $M_s$  es la masa de la muestra secada en estufa hasta peso constante.

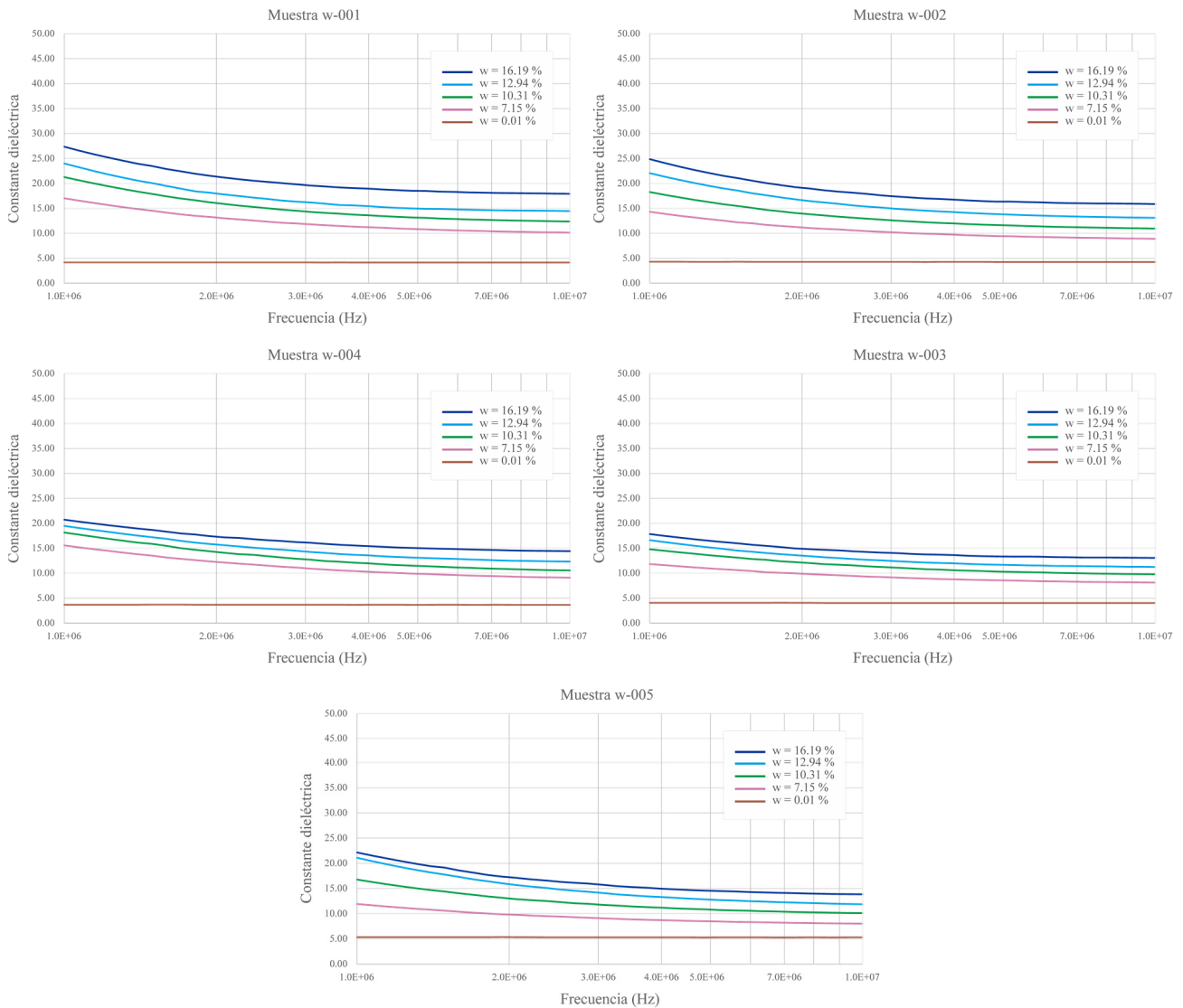
El ensayo se ha repetido con 5 muestras diferentes, para obtener suficientes datos desde un punto de vista estadístico. Los valores de humedad obtenidos para cada paso y en cada una de las muestras aparecen recogidos en la siguiente Tabla 7.3.1:

**Tabla 7.3.1.** Valores de humedad obtenidos para cada muestra analizada en estado saturado y en los 5 pasos de secado posteriores.

Muestra	Humedad %					
	Saturada	Estufa 10'	Estufa 20'	Estufa 30'	Secada al aire	Estufa 1h
w-001	18.65	14.87	11.72	8.60	0.03	0.02
w-002	15.31	12.31	9.10	5.75	0.01	0.01
w-003	16.19	12.94	10.31	7.15	0.01	0.01
w-004	20.27	16.32	12.03	8.71	0.03	0.03
w-005	9.42	6.98	4.70	2.41	0.02	0.02

La variación de la constante dieléctrica para las cinco muestras secas y con diferentes grados de humedad se muestra en la Figura 7.3.1. Como se puede observar, los valores de la constante dieléctrica para las muestras secas mantienen un valor prácticamente constante para el rango de frecuencias analizado. Dado que las curvas correspondientes a los dos últimos pasos de secado han resultado prácticamente coincidentes, sólo se muestran las correspondientes a las de las muestras saturadas y las de las muestras secadas en estufa. Los gráficos se presentan para un rango de frecuencias comprendido entre 1 MHz y 10 MHz, por ser estas frecuencias las más próximas a las utilizadas en la metodología del georradar. Los resultados numéricos correspondientes a estos ensayos han quedado recogidos en el Anexo II de la presente tesis.

Para las muestras con diferentes grados de humedad, la constante dieléctrica aumenta su valor con el incremento en el contenido en agua. Además, en términos generales, la constante dieléctrica disminuye progresivamente con el incremento de la frecuencia y parece tender a un valor constante a partir de un valor de frecuencia comprendido entre 6 MHz y 9 MHz en función de la muestra analizada.



**Figura 7.3.1.** Gráficos de variación de la constante dieléctrica en función de la frecuencia para diferentes grados de humedad. Se muestran los resultados obtenidos para cada una de las 5 muestras ensayadas.

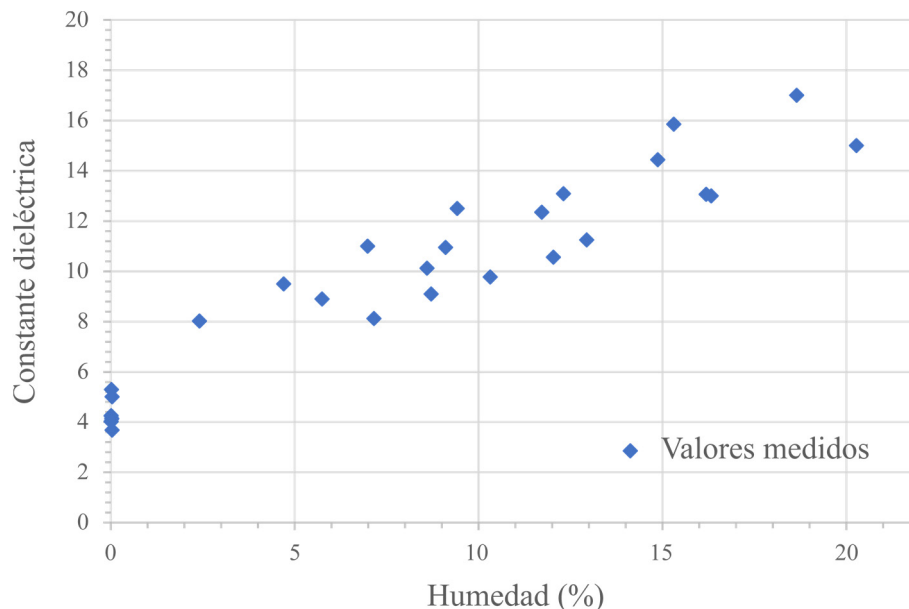
En un suelo con cierto grado de humedad, se pueden encontrar básicamente cuatro tipos de componentes: aire, granos de materia mineral, agua libre y agua ligada. El agua ligada se define como aquella retenida por un suelo debido a fuerzas superficiales electro-moleculares y es directamente proporcional a la superficie específica de las partículas del suelo (Saarenketo, 1998). Por otro lado, el agua libre es aquella que puede extraerse por gravedad (en la práctica por centrifugación), retenida en los poros y capilares de mayor tamaño.

La composición mineralógica del suelo, así como su estructura interna son los dos factores que condicionan la superficie total de sus partículas. De esta forma, un suelo arenoso, presenta un tamaño de grano mucho mayor que un suelo arcilloso, pero las partículas de arcilla tienen una superficie específica mucho mayor, en comparación con las partículas de arena, por unidad de volumen. Por este motivo, un suelo con un elevado contenido en arena, para un grado de humedad determinado, presentará mayor número de moléculas de agua libre que un suelo con mayor contenido arcilloso.

Las muestras utilizadas para este ensayo presentan una equivalencia notablemente aceptable con un suelo puramente arenoso y por lo tanto el comportamiento de la constante dieléctrica estará más asociado al agua libre que al agua ligada.

Dado que la constante dieléctrica del agua ligada es menor que la del agua libre (Peplinski et al., 1995), en las muestras analizadas, debido a sus características similares a las de un suelo arenoso, se observa un rápido aumento en los valores de la constante dieléctrica con el incremento de la humedad. Además, dicho incremento se observa que es menor para bajos valores de humedad y mucho más notable para los valores de humedad más elevados.

En la siguiente Figura 7.3.2 se muestra la variación de la constante dieléctrica con el contenido en humedad, para todas las muestras analizadas y para una frecuencia de 10 MHz, donde se puede observar el rápido incremento del valor de la constante dieléctrica debido a la influencia principalmente del agua libre.



**Figura 7.3.2.** Gráfico de variación de la constante dieléctrica en función del grado de humedad para una frecuencia de 10 MHz.

## 7.4 Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad

Para el segundo objetivo de este capítulo, consistente en el análisis de las variaciones de los valores de permitividad eléctrica en función de variaciones en la conductividad del medio, se han utilizado diferentes disoluciones de cloruro sódico (NaCl) en agua destilada.

Mediante el analizador de impedancias, se han medido los valores de capacitancia en muestras saturadas, en primer lugar, con agua destilada y posteriormente repitiendo las medidas utilizando disoluciones con 5 concentraciones diferentes de NaCl.

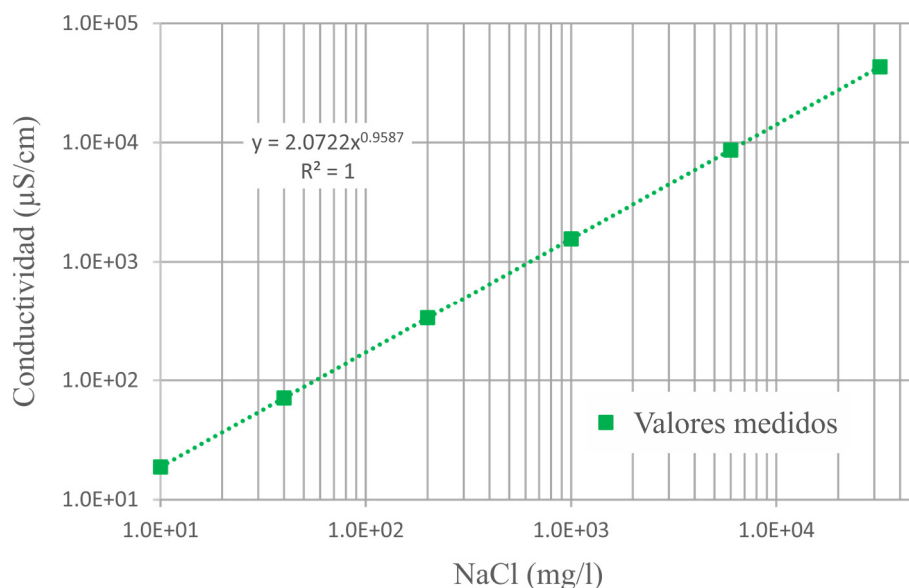
Para cada una de las disoluciones se ha medido su conductividad, utilizando para ello un conductímetro Cond 6 de XS Instruments, de alta precisión. Las concentraciones de las disoluciones utilizadas, así como sus respectivas conductividades aparecen recogidas en la Tabla 7.4.1

**Tabla 7.4.1.** Valores de conductividad para cada una de las disoluciones de NaCl en agua destilada, utilizadas para el ensayo.

NaCl en mg/l	Conductividad en $\mu\text{S}/\text{cm}$
32000	43000
6000	8680
1000	1564
200	335
40	71
10	18.77
Agua destilada	2.72

En dicha tabla aparece reflejada la conductividad correspondiente a una disolución con una concentración de NaCl de 10 mg/l. Dicha disolución no ha sido utilizada en el procedimiento del ensayo, pero se ha utilizado para obtener un valor de concentración de NaCl para una conductividad próxima a la del agua destilada, cuya conductividad medida fue de 2.72  $\mu\text{S}/\text{cm}$ .

En la Figura 7.4.1 aparecen representados los datos de las concentraciones de NaCl utilizadas para cada una de las disoluciones frente a la conductividad medida para las mismas y como se puede observar, presenta un claro ajuste lineal.



**Figura 7.4.1.** Gráfico de variación de la conductividad en función de la concentración de NaCl en disolución en agua destilada.

Nuevamente, por motivos de representatividad estadística, el ensayo se ha repetido en 5 muestras diferentes. Para cada una de las muestras se ha intentado obtener el mismo grado de humedad con las diferentes disoluciones, de forma que los cambios observables en los valores de la constante dieléctrica puedan ser atribuidos únicamente a las variaciones en la conductividad de cada ensayo.

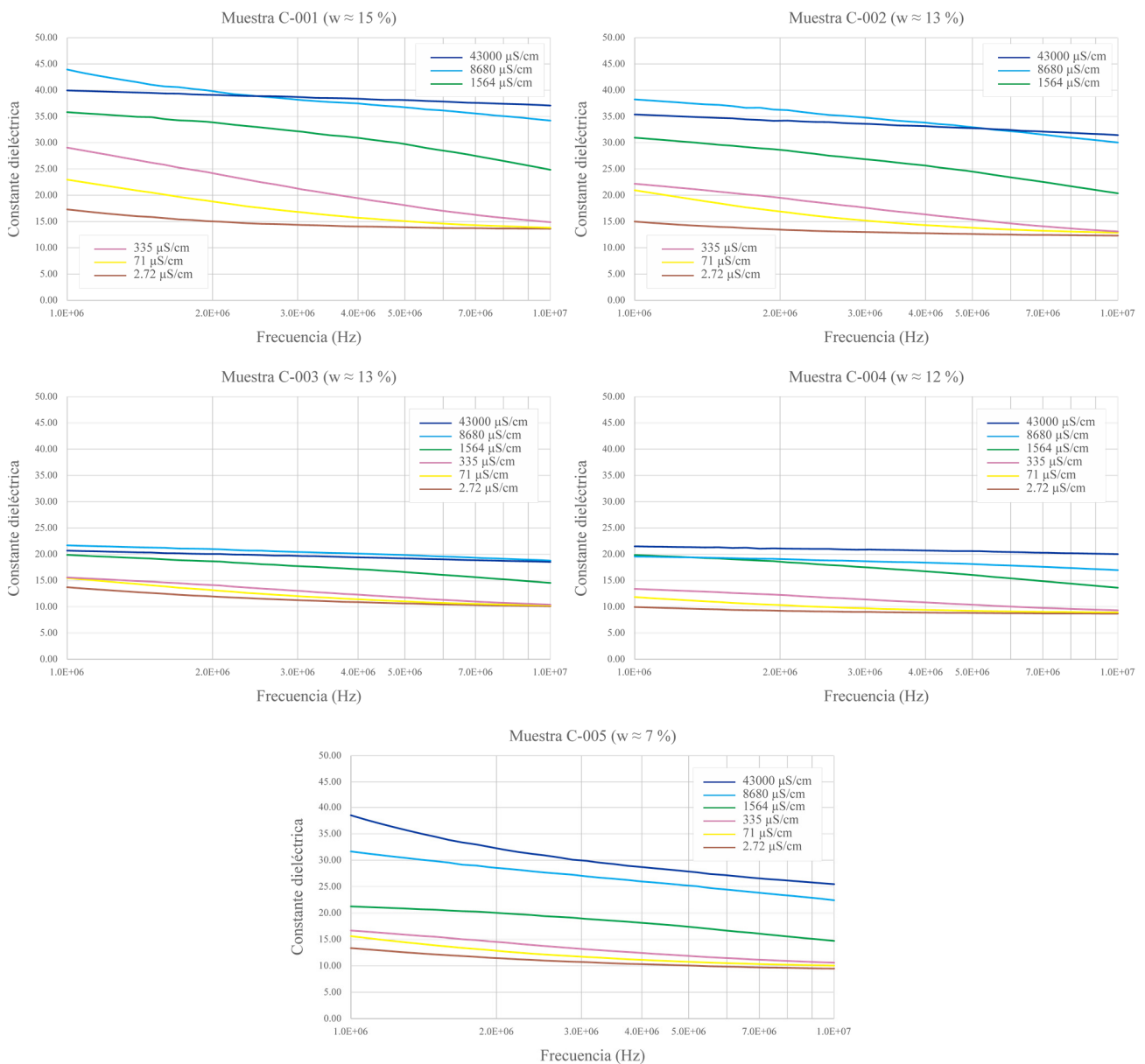
Los valores de humedad obtenidos para cada paso y en cada una de las muestras aparecen recogidos en la Tabla 7.4.2:

**Tabla 7.4.2.** Valores de humedad obtenidos para cada muestra analizada para cada una de las concentraciones de NaCl utilizadas en el ensayo.

Muestra	Humedad %					
	Agua destilada	40 mg/l	200 mg/l	1000 mg/l	6000 mg/l	32000 mg/l
C-001	15.93	15.94	15.92	15.99	15.99	16.10
C-002	13.07	13.09	13.12	13.16	13.21	13.33
C-003	12.56	12.65	12.69	12.75	12.81	12.93
C-004	11.37	11.42	11.44	11.48	11.53	11.57
C-005	6.42	6.67	6.79	6.94	7.08	7.23

Cada muestra ha sido lavada y secada en estufa después de cada medida. Dado que es posible que el proceso de lavado no elimine perfectamente toda la disolución aplicada, se ha tomado la precaución de proceder en orden creciente de grado de concentración de NaCl.

Los datos correspondientes a los valores de la constante dieléctrica obtenidos para estos ensayos se muestran en la Figura 7.4.2 y los resultados numéricos de los mismos quedan reflejados en el Anexo II de la presente tesis. Los gráficos para cada muestra se presentan para un rango de frecuencias comprendido entre 1 MHz y 10 MHz, por su proximidad al rango de frecuencias en que opera la técnica de georradar.



**Figura 7.4.2.** Gráficos de variación de la constante dieléctrica en función de la conductividad de la muestra para un rango de frecuencias comprendido entre 1 MHz y 10 MHz. Se muestran los resultados obtenidos para cada una de las 5 muestras ensayadas.

Es importante tener en cuenta que el grado de humedad es diferente para cada muestra, siguiendo una disminución progresiva desde la muestra C-001 (la de mayor contenido en agua) hasta la muestra C-005 (la de menor grado de humedad). Por este motivo, los ensayos de las diferentes muestras no son comparables en términos absolutos. Además, la muestra C-005 presentaba una diferencia cualitativa en su

textura que probablemente afecte a su porosidad, por lo que, a pesar de ser la muestra con menor grado de humedad, sus curvas de valores de la constante dieléctrica son equiparables con las correspondientes a las muestras con mayor contenido en agua.

En términos generales, tal y como era previsible, la constante dieléctrica aumenta su valor con el incremento en la conductividad del agua presente en la muestra.

Como se puede observar, para las tres primeras conductividades (agua destilada y las dos disoluciones de menor concentración de NaCl), la variación de la constante dieléctrica es muy pequeña en relación con la curva correspondiente al agua destilada. Además, las curvas correspondientes a estas tres conductividades muestran una disminución progresiva con el incremento de la frecuencia y su valor para la permitividad eléctrica relativa parece tender a un valor constante para frecuencias próximas a los 10 MHz.

A partir de la disolución de 1000 mg/l (1564  $\mu\text{S}/\text{cm}$ ) se puede observar un fuerte incremento en los valores de la constante dieléctrica, así como un notable cambio en la morfología de las curvas. Este cambio de tendencia está directamente relacionado con la frecuencia de relajación ( $\omega_r$ ), inversa del denominado tiempo de relajación de Debye, que constituye una medida de la movilidad que presentan los dipolos de un material.

Mediante el analizador de impedancias, además de datos de capacitancia, se pueden obtener directamente los valores del factor de disipación ( $Df$ ). Para corregir el efecto del espacio de aire existente entre la muestra y el electrodo superior, se puede utilizar la siguiente expresión (Keysight, 2008):

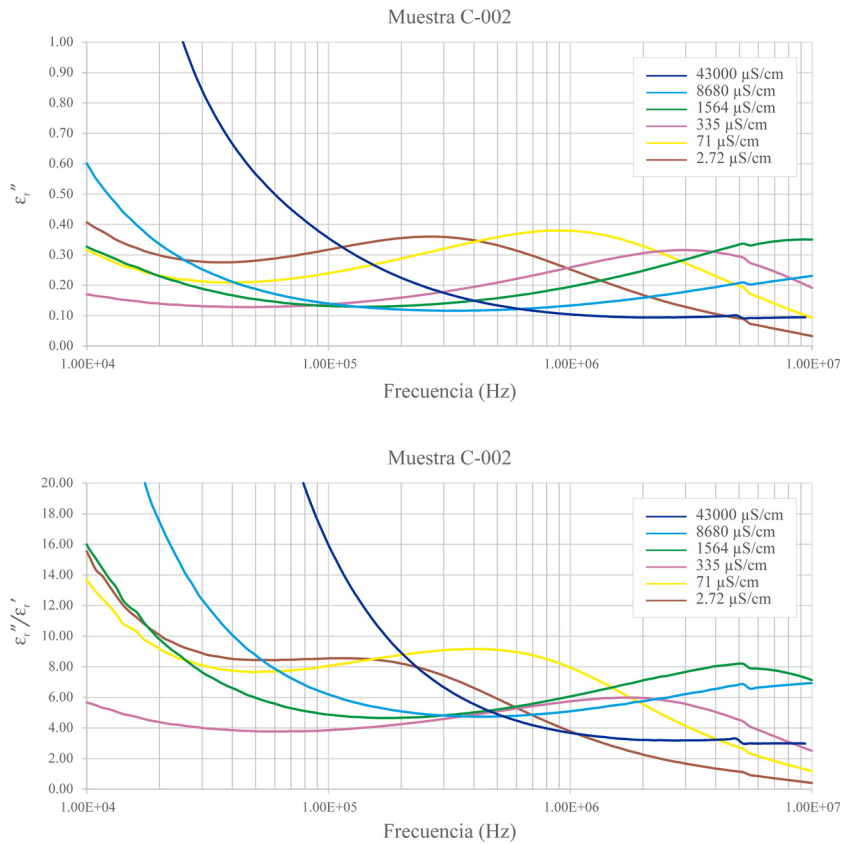
$$Df_m = \varepsilon_r'' / \varepsilon_r' = Df_2 + \varepsilon_r' \cdot (Df_2 - Df_1) \cdot \left( \frac{t_a}{t_m} - 1 \right) \quad (7.4.1)$$

donde  $\varepsilon_r'$  y  $\varepsilon_r''$  representan, respectivamente, la parte real y la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa,  $Df_m$  es el factor de disipación de la muestra,  $Df_2$  es el factor de disipación de la medida con la muestra y el espacio de aire,  $Df_1$  es el factor de disipación de la medida sólo con aire,  $t_a$  es el espaciado entre electrodos y  $t_m$  es el espesor promedio de la muestra.

Si representamos gráficamente los valores de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa ( $\varepsilon_r''$ ), así como los correspondientes al factor de disipación ( $\varepsilon_r'' / \varepsilon_r'$ ) se tiene una aproximación de la variación de la frecuencia de relajación para las diferentes conductividades analizadas.

En la Figura 7.4.3. se han representado las curvas correspondientes a  $\varepsilon_r''$  y a  $\varepsilon_r'' / \varepsilon_r'$  en función de la frecuencia para las diferentes conductividades ensayadas en la muestra C-002 (los resultados numéricos correspondientes a estos dos parámetros quedan recogidos en el Anexo II). Como se puede observar, el punto de inflexión de las curvas se produce a una frecuencia mayor para valores más altos de conductividad. Para las curvas de  $\varepsilon_r''$ , el punto de inflexión correspondiente a la conductividad de 2.72  $\mu\text{S}/\text{cm}$  se produce a una frecuencia de 0.27 MHz, en la curva de 71  $\mu\text{S}/\text{cm}$  a una frecuencia de 0.88 MHz y en la curva de 335

$\mu\text{S/cm}$  a una frecuencia de 2.87 MHz. Para el resto de las curvas, el punto de inflexión queda fuera de los límites de la frecuencia máxima de 10 MHz.



**Figura 7.4.3.** Gráficos de variación de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica ( $\epsilon_r''$ ) y del factor de pérdidas ( $\epsilon_r''/\epsilon_r'$ ) en función de la conductividad de la muestra para un rango de frecuencias comprendido entre  $10^4$  Hz y 10 MHz. Se muestran los resultados obtenidos para la muestra C-002.

La frecuencia de relajación marca el límite por encima del cual los dipolos dejan de poder orientarse con las variaciones del campo (Dakin, 2006), lo que puede explicar que la caída en los valores de  $\epsilon_r''$  se produzca a valores de frecuencia superiores cuanto mayor es la conductividad de la muestra analizada.

## 7.5 Modelización de la parte imaginaria de la permitividad

La importancia del análisis de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ ) se deriva de su relación con la estabilidad de los valores de la parte real ( $\epsilon_r'$ ). A partir de los resultados obtenidos durante los procedimientos desarrollados en este capítulo se ha podido comprobar, mediante medidas directas, como los valores de  $\epsilon_r'$  tienden a un valor aproximadamente constante a partir de frecuencias superiores a la de relajación.

El objetivo fundamental del presente capítulo consiste en obtener la dinámica de variación de la permitividad eléctrica en función de factores como el grado de humedad o la conductividad del fluido de

formación, por su relación con la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas y especialmente en el ámbito de aplicación del georradar.

Por lo tanto, la determinación de la frecuencia de relajación representa un aspecto fundamental para la obtención de la velocidad de propagación del medio y, por consiguiente, para la correcta determinación de las profundidades en los estudios de georradar.

Partiendo de estas premisas, en esta fase del proyecto de investigación se ha procedido a modelizar las curvas de  $\varepsilon_r''$  obtenidas, con el objeto de disponer de una herramienta que pueda proporcionar información fundamental respecto a la estimación de la  $\varepsilon_r'$ .

No obstante, del análisis de las curvas obtenidas para  $\varepsilon_r''$  en las medidas realizadas con diferentes valores de conductividad (ver Figura 7.4.3), se deduce que el ajuste de los datos obtenidos no es directo y será necesario requerir de funciones no linealizables.

Por lo tanto, el primer paso para obtener una función de ajuste, como posible solución analítica, consiste en estudiar la geometría de las tendencias que muestran los datos medidos, por ejemplo, prestando atención al número de curvaturas, si muestran una tendencia creciente o decreciente y si muestran tendencias asintóticas cuando la variable se aproxima a valores límite inferiores, superiores o ambos.

Tras analizar las características de los datos medidos, el siguiente paso consistirá en elegir una función que muestre un aspecto similar. Una vez seleccionada dicha función, que preferiblemente debe contener pocos coeficientes, se determinará el valor óptimo de los mismos para lograr el mejor ajuste a los datos empíricos. En este proceso, la desviación mínima (es decir, adoptar coeficientes que minimicen la diferencia entre la función de ajuste y los datos empíricos) es un criterio importante. Este proceso puede realizarse utilizando códigos conocidos, como la función Solver de MS Excel© (Díaz-Curiel et al., 2023).

Las funciones más sencillas de manejar son las lineales o linealizables (como las exponenciales y logarítmicas) (Di Maio & Piegari, 2011; Tisato et al., 2021), que se utilizan frecuentemente debido a la facilidad con que se pueden obtener sus coeficientes. También es común el uso de funciones polinómicas (Nigmatullin et al., 2023; Yu & Loskot, 2023). Sin embargo, es importante señalar que es difícil asignar un significado físico a los polinomios de grado superior a 2, salvo aquellos que corresponden a potencias de binomios.

En el caso de las curvas objeto del presente análisis, los datos recogidos en las medidas de la  $\varepsilon_r''$  no se ajustan adecuadamente y de forma única a ninguna de estas funciones. A partir de la observación de estas curvas se deduce la presencia de dos comportamientos bien diferenciados en función del incremento de los valores de la frecuencia de medida.

Por una parte, en los datos anteriores a la inflexión correspondiente a la frecuencia de relajación, las curvas muestran un aspecto fácilmente asociable a una función potencial inversa que se puede expresar de la siguiente forma:

$$f(x) = \frac{a}{(x - b)^c} \quad (7.5.1)$$

donde el coeficiente  $a$  determina la amplitud de la función,  $b$  indica la posición de la asíntota vertical y el valor de  $c$  determina la tasa de decrecimiento de la función.

Por otro lado, en la zona próxima a la frecuencia de relajación, las curvas muestran una distribución gaussiana y por lo tanto se podrán ajustar a una función con la siguiente expresión:

$$f(x) = a \cdot e^{b \cdot (x-c)^2} \quad (7.5.2)$$

donde  $a$  representa la amplitud máxima de la función,  $b$  determina la anchura de la campana y el coeficiente  $c$  corresponde al centro de la distribución.

Por lo tanto, la expresión general de la función que podrá ser utilizada para obtener un modelo de ajuste a las curvas de los datos recogidos en las medidas de la  $\varepsilon_r''$  será la siguiente:

$$\varepsilon_r'' = \frac{c_1}{(f - c_2)^{c_3}} + k_1 \cdot e^{k_2 \cdot (f - k_3)^2} \quad (7.5.3)$$

donde  $f$  es la frecuencia de medida,  $c_1$ ,  $c_2$  y  $c_3$  representan los coeficientes de ajuste para la parte de la función potencial inversa y  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  constituyen los coeficientes de ajuste correspondientes a la distribución gaussiana.

El proceso posterior ha consistido en la búsqueda de relaciones secundarias para los coeficientes de esta primera fórmula.

Mediante un proceso iterativo se ha determinado el valor de cada coeficiente, resultando en algunos casos un valor constante, mientras que para otros se ha obtenido una función de dependencia sencilla con la conductividad ( $\sigma$ ) de la muestra analizada. Los coeficientes de ajuste definitivos quedan de la siguiente forma:

$$c_1 = 9.0 \cdot 10^{-2} \cdot \sigma^{1.24} \quad (7.5.4)$$

$$c_2 = 0.45 \cdot \log\left(\frac{\sigma}{1600}\right)^2 - 0.4 \quad (7.5.5)$$

$$c_3 = 2.2 \cdot \sigma^{0.12} \quad (7.5.6)$$

$$k_1 = 0.3 \quad (7.5.7)$$

$$k_2 = 0.8 \quad (7.5.8)$$

$$k_3 = 5.2 \cdot \sigma^{0.04} \quad (7.5.9)$$

De todos los coeficientes,  $k_3$  adquiere especial importancia al tratarse de la anteriormente mencionada frecuencia de relajación ( $\omega_r$ ), por lo tanto:

$$\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot 5.2 \cdot \sigma^{0.04} \quad (7.5.10)$$

La importancia fundamental de esta última expresión radica en que nos permite obtener, en función de la conductividad, el valor de la frecuencia para la que la permitividad eléctrica empieza a ser estable y adquiere un valor que podemos asumir como constante.

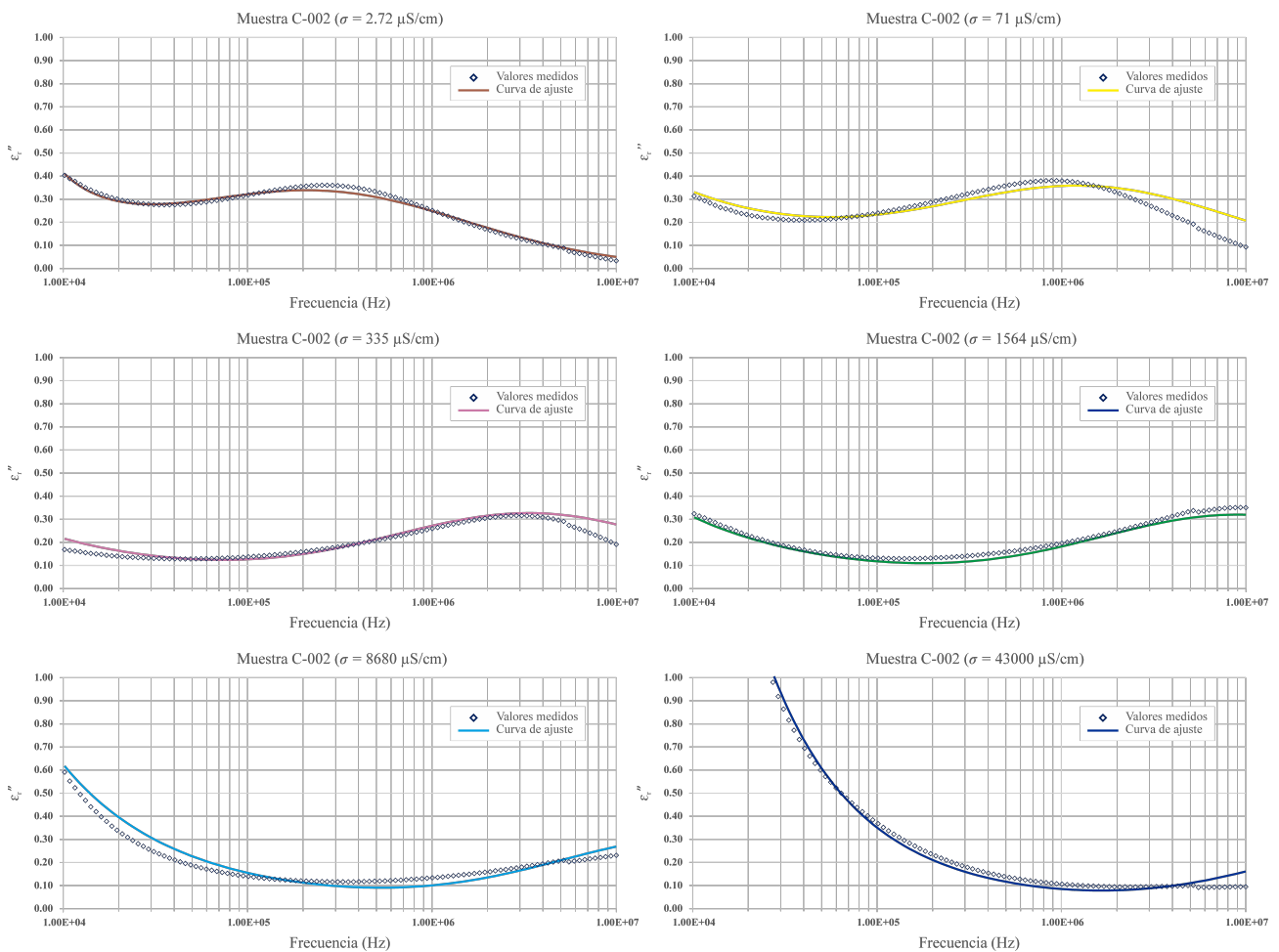
En el ámbito de aplicación del georradar, esto se traduce en que, si disponemos de valores de conductividad del medio, que hemos podido obtener mediante métodos eléctricos de prospección geofísica (por ejemplo, tomografía eléctrica), podremos valorar la frecuencia central de la antena con la que podremos trabajar con valores de permitividad eléctrica estables.

Esto nos proporciona una herramienta fundamental de control en el proceso de atribución de profundidades por la relación existente entre la permitividad eléctrica relativa y la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el medio.

Si se representan gráficamente las curvas correspondientes a los datos procedentes de las medidas de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ ), junto con las curvas obtenidas mediante la expresión analítica desarrollada en este capítulo para cada una de las conductividades analizadas (Figura 7.5.1) se puede observar que existe un excelente ajuste entre los valores medidos y los modelizados.

Para poder comprobar la calidad del ajuste entre los datos medidos y los obtenidos a partir de la expresión empírica se ha utilizado el coeficiente de correlación de Pearson (anteriormente empleado en el Capítulo 5), que permite cuantificar el grado de desviación existente entre ambas curvas.

En la Tabla 7.5.1 se presentan los valores obtenidos para el coeficiente de correlación. Como se puede observar, las desviaciones existentes entre los datos medidos y los datos modelizados son mínimas, por lo que se puede afirmar que la expresión empírica desarrollada reproduce perfectamente los valores de  $\epsilon_r''$  en función de la frecuencia de medida y de la conductividad del fluido de formación.



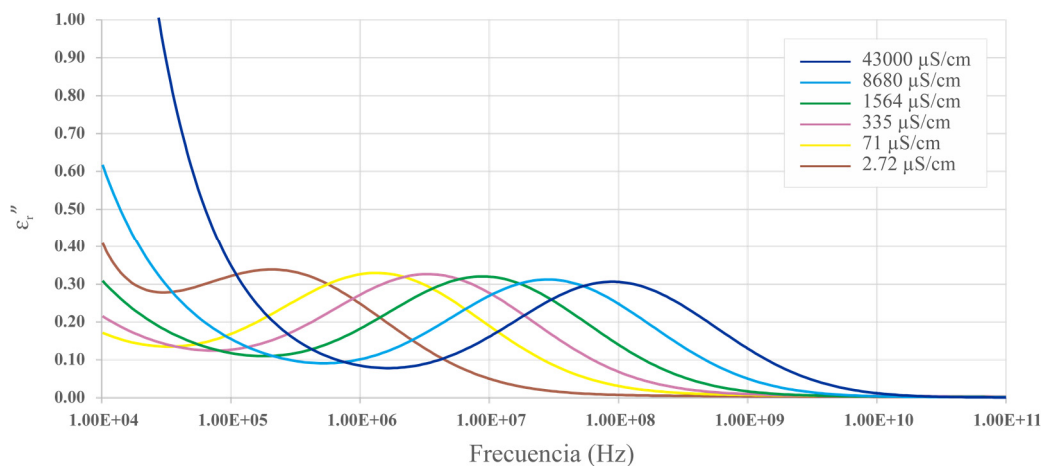
**Figura 7.5.1.** Curvas correspondientes a los valores de las medidas de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ ), junto con las curvas obtenidas mediante la expresión analítica para cada una de las conductividades analizadas.

**Tabla 7.5.1.** Valores del coeficiente de correlación de Pearson obtenidos para las curvas de  $\epsilon_r''$ , con los datos medidos y modelizados, de las diferentes conductividades analizadas.

Conductividad ( $\mu\text{S/cm}$ )	2.72	71	335	1564	8680	43000
Coeficiente de correlación de Pearson	0.996	0.846	0.960	0.996	0.983	0.997

Nota: el valor obtenido para el coeficiente  $c_1$  correspondiente a la conductividad de 71  $\mu\text{S/cm}$  presenta una desviación anómala con respecto al resto de conductividades, por lo que ha sido necesario efectuar una corrección en su valor. El coeficiente de correlación determinado para las curvas de 71  $\mu\text{S/cm}$  ha sido obtenido con dicho coeficiente corregido.

Si se representan gráficamente las curvas modelizadas, correspondientes a las diferentes conductividades analizadas (Figura 7.5.2), se puede observar cómo, la expresión desarrollada presenta un cierto grado de capacidad predictiva ya que nos permite obtener valiosa información, más allá de los límites de frecuencia de la instrumentación utilizada que para el caso del presente estudio estaba establecido en 10 MHz. Este aspecto resulta de especial importancia, ya que las frecuencias generalmente empleadas por el georradar oscilan en un rango comprendido entre 10 MHz y 3 GHz aproximadamente.



**Figura 7.5.2.** Curvas de variación de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica ( $\epsilon_r''$ ) en función de la conductividad, para un rango de frecuencias comprendido entre  $10^4$  Hz y  $10^{11}$  Hz, obtenidas mediante la expresión empírica desarrollada.

La función de ajuste desarrollada no puede ser considerada como una ley empírica dado que aún no se ha podido determinar el alcance de su ámbito de aplicación y será necesario comprobar su validez para un número suficiente de casos y variables (por ejemplo, su aplicabilidad para otros tipos de sales). Por lo tanto, con los resultados presentados en este capítulo sólo se pretende lograr un correcto ajuste a los datos obtenidos a partir de las medidas realizadas en el analizador de impedancias y aunque con esta ley no se proporciona un sentido explicativo completo del fenómeno, sin embargo, representa un primer paso que podrá facilitar el desarrollo de una ley empírica generalizada.

## 7.6 Conclusiones

En este capítulo, se ha intentado cuantificar la influencia de la humedad y de la conductividad en los valores de la permitividad eléctrica del medio como parámetro determinante para poder calcular la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas durante el proceso de atribución de profundidades en el ámbito de aplicación del georradar.

La utilización de un analizador de impedancias junto con un condensador de placas paralelas, ha demostrado ser un método rápido y preciso para obtener valores de permitividad eléctrica en un amplio rango de frecuencias.

Dentro del desarrollo del procedimiento experimental, las pruebas realizadas indican que la utilización del método del electrodo sin contacto proporciona idénticos resultados a los obtenidos con el método del electrodo de contacto. Esto implica una notable mejora en la precisión de las medidas, así como en la rapidez y facilidad de preparación de las muestras, ya que se elimina, en gran parte, el error derivado de las imperfecciones en su superficie, propias de un material granular.

Por otro lado, la utilización del recipiente plástico ha dado lugar a dos mejoras sustanciales. En primer lugar, como mecanismo de protección del electrodo inferior, el único en contacto con la muestra. En segundo lugar, la utilización del recipiente permite la posibilidad de realizar medidas sobre muestras no consolidadas o con escasa cohesión, por lo que amplía notablemente las posibilidades de aplicación de esta metodología.

Con respecto al recipiente, el factor de corrección integrado en la expresión para el cálculo de la constante dieléctrica, con el objeto de eliminar su influencia en el valor total de la capacitancia medida, ha proporcionado excelentes resultados. Las pruebas realizadas en los análisis previos han mostrado idénticos resultados en las medidas realizadas sobre la misma muestra, con y sin el recipiente.

Como es bien sabido, la humedad es el factor más influyente, con diferencia, en el valor de la constante dieléctrica. No obstante, poder cuantificar su variación en función del grado de humedad resulta de especial interés en el estudio de un medio natural.

En el análisis de la variación de los valores de la constante dieléctrica en función del grado de humedad, se ha podido comprobar que, mientras en las muestras secas se obtiene un valor constante, las muestras con diferente contenido en agua presentan una fuerte variación de la permitividad eléctrica relativa en función de la frecuencia. Además, como era previsible, la constante dieléctrica aumenta su valor con el incremento en el contenido en agua de la muestra.

Las muestras analizadas en este capítulo presentan ciertas similitudes con un suelo arenoso natural y por lo tanto el comportamiento de la constante dieléctrica estará más asociado al agua libre que al agua ligada. Esto da lugar al rápido aumento observado en los valores de la constante dieléctrica con el incremento de la humedad debido a la influencia principalmente del agua libre.

Con respecto al segundo objetivo planteado en este capítulo, consistente en el análisis de las variaciones de los valores de permitividad eléctrica en función de variaciones en la conductividad del medio, se han obtenido algunos resultados destacables. En primer lugar, se ha podido comprobar como la constante dieléctrica aumenta su valor con el incremento en la conductividad del agua presente en la muestra. Además, se ha observado que, para ciertos niveles de aumento de la conductividad, se produce un incremento mayor en la constante dieléctrica, por lo que el mecanismo se comporta de manera no lineal.

En la representación gráfica de  $\epsilon_r''$  y a  $\epsilon_r''/\epsilon_r'$  en función de la frecuencia para las diferentes conductividades ensayadas en la muestra C-002, se ha podido comprobar cómo la variación de la frecuencia de relajación ( $\omega_r$ ), en función de las diferentes conductividades analizadas, produce que la caída en los valores de  $\epsilon_r'$  tenga lugar a valores de frecuencia superiores cuanto mayor sea el valor de la conductividad.

Por último, mediante el análisis de los datos de la parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa obtenidos mediante el analizador de impedancias, se ha desarrollado una expresión analítica de ajuste que proporciona los valores de  $\epsilon_r''$  en función de la frecuencia y de la conductividad del fluido de formación.

La expresión desarrollada presenta un cierto grado de capacidad predictiva permitiendo obtener valiosa información, más allá de los 10 MHz de frecuencia límite de la instrumentación utilizada y aunque con esta ley no se proporciona un sentido explicativo completo del fenómeno, sin embargo, representa un primer paso que podrá facilitar el desarrollo de una ley empírica generalizada. No obstante, para poder determinar el alcance de su ámbito de aplicación, será necesario comprobar la validez de esta expresión para otro tipo de variables, como puede ser el caso de diferentes tipos de sales o distintos contaminantes.

Existen otros muchos factores que influyen notablemente en la constante dieléctrica, tales como la densidad, la composición mineralógica, la temperatura o el efecto de ciertos contaminantes, por lo que el estudio de algunos de ellos marcará las siguientes líneas de trabajo a implementar.



## **Capítulo 8**

# **CONCLUSIONES GENERALES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS**

### **8.1 Conclusiones generales**

En este apartado se presenta un compendio de las conclusiones generales obtenidas a partir de los resultados derivados de esta tesis.

En términos generales se puede afirmar que la interpretación cuantitativa de los datos de georradar debe sustituir a la tradicional interpretación visual de los registros en determinados ámbitos de aplicación de esta técnica. Por este motivo, las metodologías propuestas en este trabajo resultan de especial interés para ciertas investigaciones del subsuelo, como la caracterización de zonas contaminadas o el análisis del grado de humedad.

En lo referente a la metodología propuesta para el estudio de pavimentos asfálticos mediante el análisis de la señal de georradar, se pueden destacar algunas conclusiones generales.

En primer lugar, el algoritmo desarrollado para la eliminación de la componente continua (DC) mediante el cálculo de la mediana ha demostrado funcionar correctamente corrigiendo la posición de las trazas de una manera óptima. Por este motivo, dicho algoritmo fue implementado igualmente en los datos correspondientes al análisis del ancho de banda y de la frecuencia dominante.

En cuanto a la eliminación de los efectos geométricos (divergencia esférica y efecto dipolar) la multiplicación por el inverso de la función de propagación de todas las trazas consigue reproducir una situación en la que la señal alcanza su intensidad máxima de forma instantánea y ésta no decae en función de la distancia al foco emisor a medida que se aleja de él, por lo que la atenuación de la señal puede atribuirse únicamente a las propiedades electromagnéticas del medio investigado.

La metodología propuesta para la caracterización automática de reflectores ha proporcionado excelentes resultados y la interfase mostrada como ejemplo en este trabajo, correspondiente al contacto de la base granular con el terreno natural, ha quedado perfectamente definida en los cinco canales utilizados para la adquisición de los datos.

En cuanto a la identificación de zonas con alto grado de humedad en las diferentes capas del firme, el algoritmo desarrollado ha permitido determinar las zonas del radargrama donde se produce un mayor decaimiento de la señal y que pueden ser asociadas a la presencia de humedad.

A partir de los resultados obtenidos después de aplicar estas dos metodologías a un tramo de autovía se puede remarcar la enorme utilidad y las posibilidades que ofrecen ambos algoritmos, que pueden repercutir en una reducción considerable del tiempo de procesado e interpretación de los datos de georradar en este tipo de estudios.

En cuanto a la segunda metodología propuesta en esta tesis, consistente en el análisis conjunto del ancho de banda y la frecuencia dominante, ha demostrado su capacidad para obtener rápidos resultados relacionados con la presencia de ciertos contaminantes en el subsuelo, que a su vez dependen directamente de la conductividad y la atenuación del medio investigado con georradar.

Mediante el análisis del ancho de banda y de la frecuencia dominante simultáneamente se han podido delimitar las zonas contaminadas en un caso de estudio, asociándolas a aquellas en las que se produce una variación notable con respecto al espectro de frecuencias promedio de los perfiles de georradar.

Aunque, generalmente se asocia la presencia de LNAPL con resistividades elevadas, en este trabajo se ha podido comprobar que la presencia de LNAPL en el subsuelo producía un desplazamiento del espectro de frecuencia hacia valores menores al promedio de la zona, lo que se puede asociar con un aumento de la conductividad y de la atenuación de la señal de georradar.

No obstante, para que esta metodología proporcione resultados óptimos, será necesario que exista un alto contraste entre el espectro de frecuencias de una zona limpia y de otra con presencia de contaminante. En aquellos casos en que dicho contraste sea muy bajo, no será posible delimitar con precisión las zonas contaminadas mediante el análisis de la frecuencia dominante y del ancho de banda.

Se ha obtenido una correlación razonablemente buena entre los valores de resistividad, obtenidos en la misma zona de estudio y los resultados correspondientes al análisis de la frecuencia dominante y del ancho de banda.

Es importante destacar que la metodología propuesta en el Capítulo 6 no pretende sustituir a las técnicas de prospección eléctrica o electromagnética, sino constituir un complemento a las mismas, dado que la técnica del georradar presenta la ventaja de su versatilidad y rapidez en la adquisición de datos.

Finalmente, en lo referente a la determinación de la permitividad eléctrica a partir del analizador de impedancias, se puede destacar que el método experimental desarrollado ha mostrado una fuerte estabilidad en los resultados obtenidos en un amplio rango de frecuencias.

Las pruebas realizadas demuestran que la utilización del método del electrodo sin contacto, junto con el factor de corrección del efecto del recipiente plástico, proporciona idénticos resultados a los obtenidos con el método del electrodo de contacto. Esto implica una notable mejora en la precisión de las medidas, así como en la rapidez y facilidad de preparación de las muestras. Además, la utilización del recipiente plástico permite la posibilidad de realizar medidas sobre muestras no consolidadas o con escasa cohesión, por lo que amplía notablemente las posibilidades de aplicación de esta metodología.

Mediante la metodología propuesta, se ha conseguido cuantificar la influencia de la humedad y de la conductividad en los valores de la permitividad eléctrica del medio como parámetro determinante para poder calcular la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas durante el proceso de atribución de profundidades en el ámbito de aplicación del georradar.

En el análisis de la variación de los valores de la constante dieléctrica en función del grado de humedad, se ha podido comprobar, como era previsible, que la constante dieléctrica aumenta su valor con el incremento en el contenido en agua de la muestra. Por otro lado, mientras en las muestras secas se obtiene un valor constante, las muestras con diferente contenido en agua presentan una fuerte variación de la permitividad eléctrica relativa en función de la frecuencia.

Se ha observado un rápido aumento en los valores de la constante dieléctrica con el incremento de la humedad debido a la influencia principalmente del agua libre, por lo que este será el comportamiento previsible en suelos fundamentalmente arenosos.

Con respecto al análisis de las variaciones de los valores de permitividad eléctrica en función de la conductividad del medio, se ha podido comprobar como la constante dieléctrica aumenta su valor con el incremento en la conductividad del agua presente en la muestra. Además, se ha observado que, para ciertos niveles de aumento de la conductividad, se produce un incremento mayor en la constante dieléctrica, por lo que el mecanismo se comporta de manera no lineal.

Por otro lado, se ha constatado cómo la variación de la frecuencia de relajación ( $\omega_r$ ), en función de las diferentes conductividades ensayadas, produce que la caída en los valores de  $\epsilon_r'$  tenga lugar a valores de frecuencia superiores cuanto mayor sea el valor de la conductividad.

Por último, se ha desarrollado una expresión analítica que proporciona los valores de  $\epsilon_r''$  en función de la frecuencia y de la conductividad del fluido de formación. Es importante destacar que esta fórmula empírica presenta un cierto grado de capacidad predictiva permitiendo obtener valiosa información, más allá de la frecuencia de 10 MHz, que es el límite operativo del analizador de impedancias utilizado. No obstante, para poder determinar el alcance de su ámbito de aplicación, será necesario comprobar la validez de dicha

expresión para otro tipo de variables, como puede ser el caso de diferentes tipos de sales o distintos contaminantes.

## 8.2 Líneas de investigación futuras

Para terminar, en este último apartado se proponen posibles líneas de investigación que se podrán desarrollar en el futuro.

En los métodos propuestos para el análisis cuantitativo de pavimentos asfálticos a partir de las señales de georradar se ha podido comprobar que, aunque esta metodología ha demostrado su capacidad para identificar zonas con alto grado de humedad, con el fin de obtener una cuantificación del contenido en agua, una posible línea de investigación futura sería obtener una relación entre el porcentaje de humedad presente en la capa analizada y el coeficiente de atenuación. Para ello, la validación de los resultados debería implicar la toma de muestras en puntos específicos del tramo de carretera, con el fin de comparar los valores de humedad obtenidos en ensayos directos con los coeficientes de atenuación determinados a partir de los datos de georradar.

Una línea futura prometedora para la investigación en la caracterización automatizada de reflectores en pavimentos asfálticos es la aplicación de técnicas avanzadas de *machine learning*. La integración de algoritmos de aprendizaje automático, como redes neuronales profundas y modelos de aprendizaje supervisado, puede mejorar significativamente la precisión y eficiencia en la identificación y caracterización de reflectores. La combinación de estas técnicas con la metodología propuesta en esta tesis podría conducir a una caracterización más precisa y detallada de las diferentes capas presentes en la carretera analizada.

En cuanto al análisis del ancho de banda y de la frecuencia dominante, es importante destacar que, con el análisis de los datos de georradar en el dominio de frecuencias, se pierde la información relativa a la profundidad de investigación. Por este motivo, una línea de investigación futura consistirá en aplicar la metodología propuesta a diferentes ventanas temporales. De esta forma, sería posible realizar estimaciones más o menos precisas de la localización en profundidad de las anomalías identificadas.

Otra posibilidad de mejora de este tipo de análisis en el dominio de frecuencias se basa en la aplicación de otros índices como el diferencial de frecuencias (diferencia positiva o negativa entre las amplitudes de espectro de frecuencias de cada traza respecto al espectro promedio del perfil) o el análisis de las variaciones en los valores de la amplitud correspondiente a la frecuencia dominante (amplitud espectral máxima).

Por último, en lo referente al analizador de impedancias, las posibles líneas a seguir en futuros trabajos se pueden resumir en dos grupos. En primer lugar, el método experimental ha demostrado su validez en muestras porosas de laboratorio, por lo que será interesante aplicar este mismo procedimiento en muestras de suelo natural y comprobar su comportamiento. En segundo lugar, existen otros muchos factores que

influyen notablemente en la constante dieléctrica, tales como la presencia de ciertos contaminantes, la naturaleza de los mismos, la densidad, la composición mineralógica o la temperatura, por lo que el estudio de algunos de ellos marcará las posibles líneas de trabajo futuras a desarrollar.



## Referencias bibliográficas

Agilent Technologies (2009). A guide to measurement technology and techniques, fourth ed., *Impedance Measurement Handbook, Application Note*, 5950-3000 EN

Agilent Technologies (2014). Agilent Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials, *Application Note*, 5989-2589EN.

Anbazhagan, P., Chandran, D., & Burman, S. (2014). Subsurface imaging and interpretation using ground penetrating radar (GPR) and fast Fourier transformation (FFT). In *Information Technology in Geo-Engineering* (pp. 254-259). IOS Press.

Annan, A. P., Waller, W. M., Strangway, D. W., Rossiter, J. R., Redman, J. D., & Watts, R. D. (1975). The electromagnetic response of a low-loss, 2-layer, dielectric earth for horizontal electric dipole excitation. *Geophysics*, 40(2), 285-298.

Annan, A. P., Davis, J. L., & Gendzwill, D. (1988). Radar sounding in potash mines, Saskatchewan, Canada. *Geophysics*, 53(12), 1556-1564.

Annan, A. P. (1996). Transmission dispersion and GPR. *Journal of Environmental and Engineering Geophysics*, 1(B), 125-136.

Annan, A. P., & Davis, J. L. (1997). Ground penetrating radar—coming of age at last. In *Proceedings of Exploration* (Vol. 97, pp. 515-522).

Annan, A. P. (2001). Ground Penetrating Radar. Workshop Notes; *Sensors and Software Inc.: Technical report*. Mississauga, Ontario.

Annan, A. P. (2009). Electromagnetic principles of ground penetrating radar. *Ground penetrating radar: theory and applications*, 1(1), 3-41.

Allen, J. B., & Rabiner, L. R. (1977). A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis. *Proceedings of the IEEE*, 65(11), 1558-1564.

Arévalo-Lomas, L. (2013). *Nuevos avances sobre los procesos de interpretación de métodos geofísicos de prospección electromagnética superficial*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid.

Arévalo-Lomas, L., Biosca, B., Paredes-Palacios, D., & Díaz-Curiel, J. (2022). Processing Radargrams to Obtain Resistivity Sections. *Remote Sensing*, 14(11), 2639.

ASTM D-150-98 (2004). Test methods for AC loss characteristics and permittivity (dielectric constant) of solid electrical insulating materials. *Annual Book*, 10(1), 26-43.

- Atekwana, E. A., Sauck, W. A., & Werkema Jr, D. D. (1998, January). Characterization of a complex refinery groundwater contamination plume using multiple geoelectric methods. In *Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems 1998* (pp. 427-436). Society of Exploration Geophysicists.
- Audru, J. C., Bano, M., Begg, J., Berryman, K., Henrys, S., & Nivière, B. (2001). GPR investigations on active faults in urban areas: the Georisc-NZ project in Wellington, New Zealand. *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences-Series IIA-Earth and Planetary Science*, 333(8), 447-454.
- Baker, G. S. (1998). Applying AVO analysis to GPR data. *Geophysical Research Letters*, 25(3), 397-400.
- Bano, M. (1996). Constant dielectric losses of ground-penetrating radar waves. *Geophysical Journal International*, 124(1), 279-288.
- Bano, M., Marquis, G., Niviere, B., Maurin, J. C., & Cushing, M. (2000). Investigating alluvial and tectonic features with ground-penetrating radar and analyzing diffractions patterns. *Journal of Applied Geophysics*, 43(1), 33-41.
- Belina, F. A., Dafflon, B., Tronicke, J., & Holliger, K. (2009). Enhancing the vertical resolution of surface georadar data. *Journal of applied geophysics*, 68(1), 26-35.
- Beneduci, A. (2008). Which is the effective time scale of the fast Debye relaxation process in water? *Journal of molecular liquids*, 138(1-3), 55-60.
- Benesty, J., Chen, J., & Huang, Y. (2008). On the importance of the Pearson correlation coefficient in noise reduction. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 16(4), 757-765.
- Benson, A. K. (1995). Applications of ground penetrating radar in assessing some geological hazards: examples of groundwater contamination, faults, cavities. *Journal of applied Geophysics*, 33(1-3), 177-193.
- Beres Jr, M., & Haeni, F. P. (1991). Application of ground-penetrating-radar Methods in Hydrogeologic Studies. *Groundwater*, 29(3), 375-386.
- Berkowitz, R. S. (1965). *Modern Radar: Evaluation and System Design*. John Wiley & Sons, Inc.
- Bermejo, J. L., Sauck, W. A., & Atekwana, E. A. (1997). Geophysical discovery of a new LNAPL plume at the former Wurtsmith AFB, Oscoda, Michigan. *Groundwater Monitoring & Remediation*, 17(4), 131-137.
- Bianchini Ciampoli, L., Tosti, F., Economou, N., & Benedetto, F. (2019). Signal processing of GPR data for road surveys. *Geosciences*, 9(2), 96.
- Biosca, B., Arévalo-Lomas, L., Barrio-Parra, F., & Díaz-Curiel, J. (2020). Application and limitations of time domain-induced polarization tomography for the detection of hydrocarbon pollutants in soils with electro-metallic components: a case study. *Environmental monitoring and assessment*, 192, 1-11.

- Born, M., & Wolf, E. (2002). *Principles of optics: electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light*. Elsevier.
- Bradford, J. H. (2007). Frequency-dependent attenuation analysis of ground-penetrating radar data. *Geophysics*, 72(3), J7-J16.
- Brewster, M. L., & Annan, A. P. (1994). Ground-penetrating radar monitoring of a controlled DNAPL release: 200 MHz radar. *Geophysics*, 59(8), 1211-1221.
- Broadhurst, M. G., & Bur, A. J. (1965). Two-terminal dielectric measurements up to  $6 \times 10^8$  Hz. *J. Res. NBS*, 69, 165-172.
- Brunzell, H. (1998). Pre-processing of ground penetrating impulse radar data for improved detection capability. In *IGARSS'98. Sensing and Managing the Environment. 1998 IEEE International Geoscience and Remote Sensing. Symposium Proceedings. (Cat. No. 98CH36174)* (Vol. 3, pp. 1478-1480). IEEE.
- Cabrera, J. M., Agulló-López, F., & López, F. J. (1993). *Óptica electromagnética: Materiales y aplicaciones*. Addison-Wesley.
- Cai, J., & McMechan, G. A. (1995). Ray-based synthesis of bistatic ground-penetrating radar profiles. *Geophysics*, 60(1), 87-96.
- Carcione, J. M. (1996). Ground-penetrating radar: Wave theory and numerical simulation in lossy anisotropic media. *Geophysics*, 61(6), 1664-1677.
- Carcione, & Seriani. (2000). An electromagnetic modelling tool for the detection of hydrocarbons in the subsoil. *Geophysical Prospecting*, 48(2), 231-256.
- Carcione, J. M., Gei, D., Botelho, M. A., Osella, A., & de la Vega, M. (2006). Fresnel reflection coefficients for GPR-AVA analysis and detection of seawater and NAPL contaminants. *Near Surface Geophysics*, 4(4), 253-263.
- Cardama Aznar, A., Jofre Rosa, L., Rius Casals, J. M., Romeu Robert, J., Blanch Boris, S., & Bataller, M. F. (1998): "Antenas". *Edicions Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)*, S. L.
- Cassidy, N. J. (2004). Dielectric and GPR behaviour of free-phase NAPL mixtures: Implications for the practical assessment of hydrocarbon contamination. In *Proceedings of the Tenth International Conference on Grounds Penetrating Radar, 2004. GPR 2004.* (pp. 551-554). IEEE.
- Cassidy, N. J. (2007). Evaluating LNAPL contamination using GPR signal attenuation analysis and dielectric property measurements: Practical implications for hydrological studies. *Journal of Contaminant Hydrology*, 94(1-2), 49-75.
- Cassidy, N. J., & Jol, H. M. (2009). Ground penetrating radar data processing, modelling and analysis. *Ground penetrating radar: theory and applications*, 141-176.

- Čeru, T., Šegina, E., & Gosar, A. (2017). Geomorphological dating of Pleistocene conglomerates in central Slovenia based on spatial analyses of dolines using LiDAR and ground penetrating radar. *Remote Sensing*, 9(12), 1213.
- Chang, P. Y., Alumbaugh, D., Brainard, J., & Hall, L. (2004). The application of ground penetrating radar attenuation tomography in a vadose zone infiltration experiment. *Journal of Contaminant Hydrology*, 71(1-4), 67-87.
- Chen, C. S., & Jeng, Y. (2011). Nonlinear data processing method for the signal enhancement of GPR data. *Journal of Applied Geophysics*, 75(1), 113-123.
- Chew, W. C., & Kong, J. A. (1981). Electromagnetic field of a dipole on a two-layer earth. *Geophysics*, 46(3), 309-315.
- Conyers, L. B., & Goodman, D. (1997). *Ground-Penetrating Radar. An Introduction for Archaeologists*. Altamira Press.
- Cook, J. C. (1975). Radar transparencies of mine and tunnel rocks. *Geophysics*, 40(5), 865-885.
- Cooley, J. W., & Tukey, J. W. (1965). An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. *Mathematics of computation*, 19(90), 297-301.
- Cooper, R. I. B. (1948). The attenuation of ultra-high-frequency electromagnetic radiation by rocks. *Proceedings of the Physical Society*, 61(1), 40.
- Corson, L., & Lorrain, P. (1972). Campos y ondas electromagnéticas. *Selecciones científicas*.
- Corraliza Nieto, R. (2006). *Modelado de registros de geo-radar en dos y tres dimensiones diseño e implementación de algoritmos para la resolución de los problemas directo e inverso*. Tesis Doctoral, Universidad Complutense de Madrid.
- Dakin, T. W. (2006). Conduction and polarization mechanisms and trends in dielectric. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 22(5), 11-28.
- Daniels, D. J., Gunton, D. J., & Scott, H. F. (1988). Introduction to subsurface radar. In *IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing)* (Vol. 135, No. 4, pp. 278-320). IET Digital Library.
- Daniels, D. J. (1996). Surface Penetrating Radar. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 8(4), 165-182.
- Daniels, J. J., Roberts, R., & Vendl, M. (1995). Ground penetrating radar for the detection of liquid contaminants. *Journal of Applied Geophysics*, 33(1-3), 195-207.
- Davis, J. L., & ANNAN, A. P. (1989). Ground-penetrating radar for high-resolution mapping of soil and rock stratigraphy 1. *Geophysical prospecting*, 37(5), 531-551.

- De la Vega, M., Osella, A., & Lascano, E. (2003). Joint inversion of Wenner and dipole–dipole data to study a gasoline-contaminated soil. *Journal of applied geophysics*, 54(1-2), 97-109.
- Di Maio, R., & Piegari, E. (2011). Water storage mapping of pyroclastic covers through electrical resistivity measurements. *Journal of Applied Geophysics*, 75(2), 196-202.
- Díaz-Curiel, J. (2000). *Teoría y práctica de la Prospección Geofísica* (ISBN:978-84-692-7448-4).
- Díaz-Curiel, J., Biosca, B., Arévalo-Lomas, L., Paredes-Palacios, D., & Miguel, M. J. (2023). New Empirical Laws in Geosciences: A Successful Proposal. *Applied Sciences*, 13(18), 10321.
- Dios Otín, F., Artigas García, D., & Recolons Martos, J. (2004). *Campos electromagnéticos* (Vol. 70). Universitat Politècnica de Catalunya. Iniciativa Digital Politècnica.
- Dominic, D. F., Egan, K., Carney, C., Wolfe, P. J., & Boardman, M. R. (1995). Delineation of shallow stratigraphy using ground penetrating radar. *Journal of Applied Geophysics*, 33(1-3), 167-175.
- Dong, Z., Ye, S., Gao, Y., Fang, G., Zhang, X., Xue, Z., & Zhang, T. (2016). Rapid detection methods for asphalt pavement thicknesses and defects by a vehicle-mounted ground penetrating radar (GPR) system. *Sensors*, 16(12), 2067.
- Dossi, M., Forte, E., & Pipan, M. (2015). Auto-picking and phase assessment by means of attribute analysis applied to GPR pavement inspection. In *2015 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)* (pp. 1-4). IEEE.
- Dossi, M., Forte, E., & Pipan, M. (2018). Quantitative analysis of GPR signals: transmitted wavelet, amplitude decay, and sampling-related amplitude distortions. *Pure and applied Geophysics*, 175, 1103-1122.
- Economou, N., & Vafidis, A. (2010). Spectral balancing GPR data using time-variant bandwidth in the t-f domain. *Geophysics*, 75(3), J19-J27.
- Eide, E., Våland, P. A., & Sala, J. (2014). Ground-coupled antenna array for step-frequency GPR. In *Proceedings of the 15th International Conference on Ground Penetrating Radar* (pp. 756-761). IEEE.
- Elseicy, A., Alonso-Díaz, A., Solla, M., Rasol, M., & Santos-Assunção, S. (2022). Combined use of GPR and other NDTs for road pavement assessment: An overview. *Remote Sensing*, 14(17), 4336.
- Fernandes, N., Chaudhari, R., & Khandare, A. (2019). FPGA Implementation of GPR Signal Analysis using Modified Zoom FFT. In *2019 10th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)* (pp. 1-6). IEEE.
- Fisher, E., McMechan, G. A., Annan, A. P., & Cosway, S. W. (1992). Examples of reverse-time migration of single-channel, ground-penetrating radar profiles. *Geophysics*, 57(4), 577-586.

Forte, E., Pipan, M., Casabianca, D., Di Cuia, R., & Riva, A. (2012). Imaging and characterization of a carbonate hydrocarbon reservoir analogue using GPR attributes. *Journal of Applied Geophysics*, 81, 76-87.

Forte, E., & Pipan, M. (2017). Review of multi-offset GPR applications: Data acquisition, processing and analysis. *Signal processing*, 132, 210-220.

Gagliardi, V., Tosti, F., Bianchini Ciampoli, L., Battagliere, M. L., D'Amato, L., Alani, A. M., & Benedetto, A. (2023). Satellite remote sensing and non-destructive testing methods for transport infrastructure monitoring: Advances, challenges and perspectives. *Remote Sensing*, 15(2), 418.

Gajdoš, V., & Král, V. (1995). Influence of hydrocarbon pollution to soil conductivity. In *Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems 1995* (pp. 785-789). Society of Exploration Geophysicists.

Gerlitz, K., Knoll, M. D., Cross, G. M., Luzitano, R. D., & Knight, R. (1993). Processing ground penetrating radar data to improve resolution of near-surface targets. In *6th EEGS Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems* (pp. cp-209). European Association of Geoscientists & Engineers.

Ghani, A. B., Chakrabarty, C. K., Raymond, W. J. K., & Hock, G. C. (2013). Tan delta measurement of paper insulated laminates using capacitance method from 300kHz to 50MHz. In *2013 IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD)* (pp. 996-1000). IEEE.

Gloaguen, E., Lefebvre, R., Ballard, J. M., Paradis, D., Tremblay, L., & Michaud, Y. (2012). Inference of the two dimensional GPR velocity field using collocated cokriging of direct push permittivity and conductivity logs and GPR profiles. *Journal of applied geophysics*, 78, 94-101.

González, F. E., & Ruiz, F. J. M. (2002). *Fundamentos de radar*. Servicio de Publicaciones y Producción Documental de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria.

Got, J. B., Biielders, C. L., & Lambot, S. (2020). Characterizing soil piping networks in loess-derived soils using ground-penetrating radar. *Vadose Zone Journal*, 19(1), e20006.

Grigoriev, K., & Zelenkov, S. (2004). *Prism Software Package Version 2.1 User's Manual*. Radar Systems, Inc.

Holser, W. T., Brown, R. J. S., Roberts, F. A., Fredriksson, O. A., & Unterberger, R. R. (1972). Radar logging of a salt dome. *Geophysics*, 37(5), 889-906.

Hotta, M., Hayashi, M., Lanagan, M. T., Agrawal, D. K., & Nagata, K. (2011). Complex permittivity of graphite, carbon black and coal powders in the ranges of X-band frequencies (8.2 to 12.4 GHz) and between 1 and 10 GHz. *ISIJ international*, 51(11), 1766-1772.

- Hughes, L. J. (2009). Mapping contaminant-transport structures in karst bedrock with ground-penetrating radar. *Geophysics*, 74(6), B197-B208.
- İçier, F., & Baysal, T. (2004). Dielectrical properties of food materials—1: Factors affecting and industrial uses. *Critical reviews in food science and nutrition*, 44(6), 465-471.
- Irving, J. D. (2000). *Estimation and correction of wavelet dispersion in ground penetrating radar data* (Doctoral dissertation, University of British Columbia).
- Irving, J. D., & Knight, R. J. (2003). Removal of wavelet dispersion from ground-penetrating radar data. *Geophysics*, 68(3), 960-970.
- Jebarathinam, C., Home, D., & Sinha, U. (2020). Pearson correlation coefficient as a measure for certifying and quantifying high-dimensional entanglement. *Physical Review A*, 101(2), 022112.
- Jiang, W., Sun, M., Zhang, K., Wu, F., Xie, A., & Wang, M. (2016). Three-dimensional (3D)  $\alpha$ -Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>/polypyrrole (PPy) nanocomposite for effective electromagnetic absorption. *AIP Advances*, 6(6).
- Jiao, Y., McMechan, G. A., & Pettinelli, E. (2000). In situ 2-D and 3-D measurements of radiation patterns of half-wave dipole GPR antennas. *Journal of Applied Geophysics*, 43(1), 69-89.
- Salas, J. A. J., & de Justo Alpañes, J. L. (1975). *Geotecnia y cimientos: Propiedades de los suelos y de las rocas*. Rueda.
- Jol, H. M. (1995). Ground penetrating radar antennae frequencies and transmitter powers compared for penetration depth, resolution and reflection continuity. *Geophysical prospecting*, 43(5), 693-709.
- Jordan, T. E., Baker, G. S., Henn, K., & Messier, J. P. (2004). Using amplitude variation with offset and normalized residual polarization analysis of ground penetrating radar data to differentiate an NAPL release from stratigraphic changes. *Journal of Applied Geophysics*, 56(1), 41-58.
- Kakar, M. R., Hamzah, M. O., & Valentin, J. (2015). A review on moisture damages of hot and warm mix asphalt and related investigations. *Journal of Cleaner Production*, 99, 39-58.
- Karsznia, K. R., Onyszko, K., & Borkowska, S. (2021). Accuracy tests and precision assessment of localizing underground utilities using GPR detection. *Sensors*, 21(20), 6765.
- Kim, C., Daniels, J. J., Guy, E. D., Radzevicius, S. J., & Holt, J. (2000). Residual Hydrocarbons in a Water-Saturated Medium: A Detection Strategy Using Ground Penetrating Radar. *Environmental Geosciences*, 7(4), 169-176.
- Keysight Technologies (2008). 16451B Dielectric Test Fixture. Operation and service manual
- Kjartansson, E. (1979). Constant Q-wave propagation and attenuation. *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, 84(B9), 4737-4748.

- Knoll, M. D., & Knight, R. (1994). Relationships between dielectric and hydrogeologic properties of sand-clay mixtures. In *Fifth International Conferention on Ground Penetrating Radar* (pp. cp-300). European Association of Geoscientists & Engineers.
- Kong, J. A. (1972). Electromagnetic fields due to dipole antennas over stratified anisotropic media. *Geophysics*, 37(6), 985-996.
- Lai, W. L., Kind, T., & Wiggerhauser, H. (2011). Using ground penetrating radar and time–frequency analysis to characterize construction materials. *NDT & E International*, 44(1), 111-120.
- Lane Jr, J. W., Haeni, F. P., & Day-Lewis, F. D. (1998). Use of time-lapse attenuation-difference radar tomography methods to monitor saline tracer transport in fractured crystalline bedrock. In *Seventh International Conference on Ground Penetrating Radar* (pp. 533-538).
- Lane Jr, J. W., Day-Lewis, F. D., Harris, J. M., Haeni, F. P., & Gorelick, S. M. (2000). Attenuation-difference radar tomography: results of a multiplane experiment at the US Geological Survey Fractured-Rock Research Site, Mirror Lake, New Hampshire. In *Eighth International Conference on Ground Penetrating Radar* (Vol. 4084, pp. 666-675). SPIE.
- Lange, W. P., & Moon, V. G. (2007). Tsunami washover deposits, Tawharanui, New Zealand. *Sedimentary Geology*, 200(3-4), 232-247.
- Lapazaran Izargain, J. J. (2004). *Técnicas de procesado de datos de georradar y su aplicación al estudio del régimen termodinámico de los glaciares fríos y politérmicos*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid.
- Lázaro-Mancilla, O., & Gómez-Treviño, E. (1996). Synthetic radargrams from electrical conductivity and magnetic permeability variations. *Journal of applied Geophysics*, 34(4), 283-290.
- Leucci, G. (2008). Ground penetrating radar: the electromagnetic signal attenuation and maximum penetration depth. *Scholarly research exchange*, 2008.
- Liu, H., Xing, B., Zhu, J., Zhou, B., Wang, F., Xie, X., & Liu, Q. H. (2018). Quantitative stability analysis of ground penetrating radar systems. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 15(4), 522-526.
- Lorenzo, E. (1994). *Prospección geofísica de alta resolución mediante georradar. Aplicación a obras civiles*. Tesis Doctoral, Universidad Complutense de Madrid.
- Luo, H., Fang, X., & Ertas, B. (2009). Hilbert transform and its engineering applications. *AIAA journal*, 47(4), 923-932.
- Martin, S., Vaclav, M., Pavel, T., Jiri, B., Josef, P., & Petr, M. (2011). Cole-Cole diagram as diagnostic tool for dielectric liquids. In *2011 IEEE International Conference on Dielectric Liquids* (pp. 1-4). IEEE.

- Mattar, K. E., Watters, D. G., & Brodwin, M. E. (1991). Influence of wall contacts on measured complex permittivity spectra at coaxial line frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(3), 532-537.
- Mavko, G. M., & Nur, A. (1979). Wave attenuation in partially saturated rocks. *Geophysics*, 44(2), 161-178.
- Maxwell, J. C. (1873). *A Treatise on Electricity and Magnetism (Vol II)*.
- Maxwell, M., & Schmok, J. (1995, April). Detection and mapping of an LNAPL plume using GPR: A case study. In *8th EEGS Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems* (pp. cp-206). European Association of Geoscientists & Engineers.
- Mohr, P. J., & Taylor, B. N. (2002). *Fundamental physical constants*. Lide, D. R., ed.: The CRC Handbook of Chemistry and Physics 82<sup>nd</sup> Edition.
- Monier-Williams, M. (1995). Properties of light non-aqueous phase liquids and detection using commonly applied shallow sensing geophysical techniques. In *8th EEGS Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems* (pp. cp-206). European Association of Geoscientists & Engineers.
- Neto, P. X., & de Medeiros, W. E. (2006). A practical approach to correct attenuation effects in GPR data. *Journal of Applied Geophysics*, 59(2), 140-151.
- Nguyen, C., & Park, J. (2016). *Stepped-frequency radar sensors: Theory, analysis and design*. Berlin/Heidelberg, Germany: Springer International Publishing.
- Nigmatullin, R. R., Bataleva, E. A., Nepeina, K. S., & Matiukov, V. E. (2023). Quality control of the initial magnetotelluric data: Analysis of calibration curves using a fitting function represented by the ratio of 4th-order polynomials. *Measurement*, 216, 112914.
- Nodes, T., & Gallagher, N. (1982). Median filters: Some modifications and their properties. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 30(5), 739-746.
- Nuzzo, L., Leucci, G., & Negri, S. (2007). GPR, VES and refraction seismic surveys in the karstic area “Spedicaturo” near Nociglia (Lecce, Italy). *Near Surface Geophysics*, 5(1), 67-76.
- Olhoeft, G. R. (1998, May). Electrical, magnetic and geometric properties that determine ground penetrating radar performance. In *Proceedings of GPR* (Vol. 98, pp. 177-182).
- Oli, A. H. J., & Hemamalini, R. R. (2013). FPGA Implementation of Baseband OFDM Transmitter and Receiver Using Modified IFFT/FFT to Reduce Latency. *Int. Rev. Comput. Softw*, 8, 698-703.
- Onyszko, K., & Fryškowska-Skibniewska, A. (2021). A new methodology for the detection and extraction of hyperbolas in GPR images. *Remote Sensing*, 13(23), 4892.

- Orellana, E. (1974). *Prospección Geoeléctrica por campos variables*. Paraninfo, Madrid. 571 pp.
- Owens, F. J., & Murphy, M. S. (1988). A short-time Fourier transform. *Signal Processing*, 14(1), 3-10.
- Parasnis, D. S. (1962). *Principles of Applied Geophysics*. Paraninfo, Madrid. 208 pp.
- Pedret Rodés, J., Martínez Reguero, A., & Pérez-Gracia, V. (2020). GPR spectra for monitoring asphalt pavements. *Remote Sensing*, 12(11), 1749.
- Peplinski, N. R., Ulaby, F. T., & Dobson, M. C. (1995). Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range. *IEEE transactions on Geoscience and Remote sensing*, 33(3), 803-807.
- Pérez Gracia, V. (2001). *Radar de subsuelo. Evaluación para aplicaciones en Arqueología y en Patrimonio Histórico-Artístico*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña.
- Pipan, M., Baradello, L., Forte, E., Prizzon, A., & Finetti, I. (1999). 2-D and 3-D processing and interpretation of multi-fold ground penetrating radar data: a case history from an archaeological site. *Journal of Applied geophysics*, 41(2-3), 271-292.
- Portero, J. M., Díaz Molina, M., Pérez González, A., Gallardo, J., Aguilar, M. J. & Leal, M. C. (1990). *Memoria de la Hoja nº 590 (Alcalá de Henares)*. Mapa Geológico de España E. 1:50.000 (MAGNA), Segunda Serie, Primera edición. IGME, 52 pp.
- Quan, B., Liang, X., Ji, G., Cheng, Y., Liu, W., Ma, J., ... & Xu, G. (2017). Dielectric polarization in electromagnetic wave absorption: review and perspective. *Journal of Alloys and Compounds*, 728, 1065-1075.
- Raymond, W. J. K., Chakrabarty, C. K., Hock, G. C., & Ghani, A. B. (2013). Complex permittivity measurement using capacitance method from 300 kHz to 50 MHz. *Measurement*, 46(10), 3796-3801.
- Reitz, J. R., Milford, F. J., Christy, R. W. (1996). *Fundamentos de la teoría electromagnética*. Addison-Wesley Iberoamericana, S. A.
- Reynolds, J. M. (1997). *An introduction to applied and environmental geophysics*. Ed: John Wiley & sons. 796 pp.
- Ristić, A., Bugarinović, Ž., Vrtunski, M., & Govedarica, M. (2017). Point coordinates extraction from localized hyperbolic reflections in GPR data. *Journal of Applied Geophysics*, 144, 1-17.
- Rial, F. I., Lorenzo, H., Pereira, M., & Armesto, J. (2009). Waveform analysis of UWB GPR antennas. *Sensors*, 9(3), 1454-1470.
- Roth, F., van Genderen, P., & Verhaegen, M. (2003). Processing and analysis of polarimetric ground penetrating radar landmine signatures. In *Proceedings of the 2nd International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar, 2003*. (pp. 70-75). IEEE.

- Saarenketo, T. (1998). Electrical properties of water in clay and silty soils. *Journal of applied geophysics*, 40(1-3), 73-88.
- Sadiku, M. N. O. (1994). *Elements of Electromagnetics*. Saunders College Publishing. 2<sup>nd</sup> Edition.
- Samet, M., Levchenko, V., Boiteux, G., Seytre, G., Kallel, A., & Serghei, A. (2015). Electrode polarization vs. Maxwell-Wagner-Sillars interfacial polarization in dielectric spectra of materials: Characteristic frequencies and scaling laws. *The Journal of chemical physics*, 142(19).
- Santos, V. R. N., Al-Nuaimy, W., Porsani, J. L., Hirata, N. S. T., & Alzubi, H. S. (2014). Spectral analysis of ground penetrating radar signals in concrete, metallic and plastic targets. *Journal of Applied Geophysics*, 100, 32-43.
- Sauck, W. A., Atekwana, E. A., & Bermejo, J. L. (1998). Characterization of a Newly Discovered LNAPL Plume at Wurtsmith AFB, Oscoda, Michigan. In *11th EEGS Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems* (pp. cp-203). European Association of Geoscientists & Engineers.
- Sauck, W. A. (2000). A model for the resistivity structure of LNAPL plumes and their environs in sandy sediments. *Journal of Applied Geophysics*, 44(2-3), 151-165.
- Savage, J. C., & Hasegawa, H. S. (1967). Evidence for a linear attenuation mechanism. *Geophysics*, 32(6), 1003-1014.
- Schoolmeesters, J. W., & Slob, E. C. (1996). Effects of the conductivity/permittivity ratio on the dispersion and attenuation of radar signals. In *58th EAGE Conference and Exhibition* (pp. cp-48). European Association of Geoscientists & Engineers.
- Shao, W., Bouzerdoun, A., Phung, S. L., Su, L., Indraratna, B., & Rujikiatkamjorn, C. (2010). Automatic classification of GPR signals. In *Proceedings of the XIII International Conference on Ground Penetrating Radar* (pp. 1-6). IEEE.
- Sheen, J. (2005). Study of microwave dielectric properties measurements by various resonance techniques. *Measurement*, 37(2), 123-130.
- Şimşek, S., Işık, C., Topuz, E., & Esen, B. (2006). Determination of the complex permittivity of materials with transmission/reflection measurements in rectangular waveguides. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 60(9), 677-680.
- Spilsbury, M. J., & Euceda, A. (2016). Transformada rápida de Fourier. *Revista de la Escuela de Física*, 4(2), 45-52.

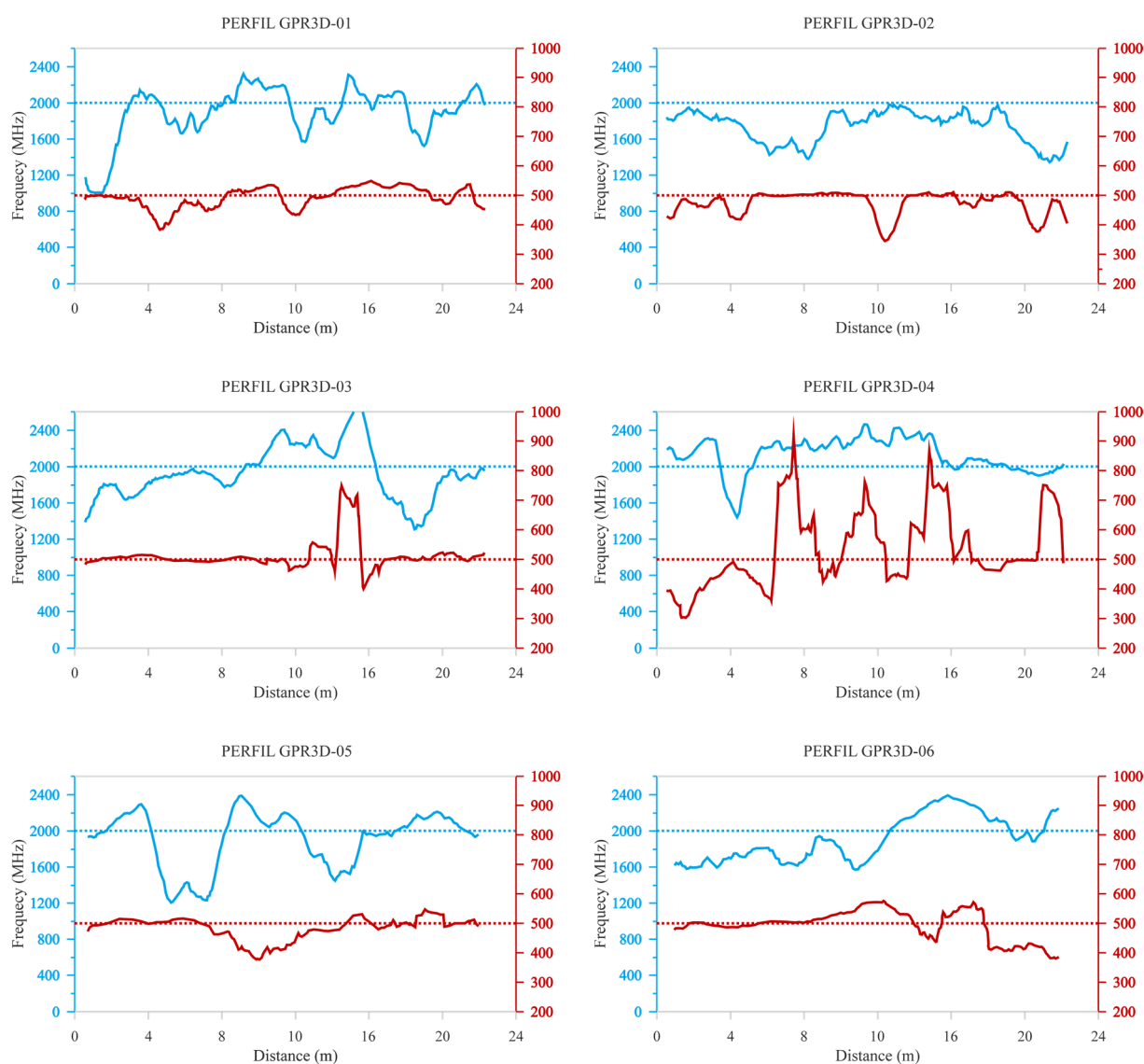
- Stewart, D. C., Anderson, W. L., Grover, T. P., & Labson, V. F. (1994). Shallow subsurface mapping by electromagnetic sounding in the 300 kHz to 30 MHz range: Model studies and prototype system assessment. *Geophysics*, 59(8), 1201-1210.
- Streich, R., van der Kruk, J., & Green, A. G. (2006). Three-dimensional multicomponent georadar imaging of sedimentary structures. *Near Surface Geophysics*, 4(1), 39-48.
- Sutinen, R. (1992). Glacial deposits, their electrical properties and surveying by image uinterpretation and ground penetrating radar. *Bulletin-Geological survey of Finland*, (359).
- Telford, W. M., Geldart, L. P., & Sheriff, R. E. (1990). *Applied geophysics*. Cambridge university press.
- Tillard, S., & Dubois, J. C. (1992). Influence of lithology on radar echoes: Analysis with respect to electromagnetic parameters and rock anisotropy. In Fourth International Conference on Ground Penetrating Radar (pp. cp-303). European Association of Geoscientists & Engineers.
- Tisato, N., Madonna, C., & Saenger, E. H. (2021). Attenuation of seismic waves in partially saturated Berea sandstone as a function of frequency and confining pressure. *Frontiers in Earth Science*, 9, 641177.
- Tomazic, S. (1996). On short-time Fourier transform with single-sided exponential window. *Signal processing*, 55(2), 141-148.
- Tronicke, J., & Knoll, M. D. (2005). Vertical radar profiling: influence of survey geometry on first-arrival traveltimes and amplitudes. *Journal of applied geophysics*, 57(3), 179-191.
- Turner, G., & Siggins, A. F. (1994). Constant Q attenuation of subsurface radar pulses. *Geophysics*, 59(8), 1192-1200.
- Ulriksen, C. P. F. (1982). Application of impulse radar to civil engineering. *Lund Univ. Dr. Thesis*.
- Van Overmeeren, R. A. (1998). Radar facies of unconsolidated sediments in The Netherlands: A radar stratigraphy interpretation method for hydrogeology. *Journal of applied geophysics*, 40(1-3), 1-18.
- Varela-González, M., Solla, M., Martínez-Sánchez, J., & Arias, P. (2014). A semi-automatic processing and visualisation tool for ground-penetrating radar pavement thickness data. *Automation in Construction*, 45, 42-49.
- Venkitaraman, A., Chatterjee, S., & Händel, P. (2019). On Hilbert transform, analytic signal, and modulation analysis for signals over graphs. *Signal Processing*, 156, 106-115.
- Wait, J. R. (1951). The magnetic dipole over the horizontally stratified earth. *Canadian Journal of Physics*, 29(6), 577-592.
- Wang, S., Liu, G., Jing, G., Feng, Q., Liu, H., & Guo, Y. (2022). State-of-the-art review of ground penetrating radar (GPR) applications for railway ballast inspection. *Sensors*, 22(7), 2450.

- Williams, K. K., & Greeley, R. (2001). Radar attenuation by sand: Laboratory measurements of radar transmission. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 39(11), 2521-2526.
- Xu, T., & McMechan, G. A. (1997). GPR attenuation and its numerical simulation in 2.5 dimensions. *Geophysics*, 62(2), 403-414.
- Xu, P., Han, X., Wang, C., Zhou, D., Lv, Z., Wen, A., ... & Zhang, B. (2008). Synthesis of electromagnetic functionalized nickel/polypyrrole core/shell composites. *The Journal of Physical Chemistry B*, 112(34), 10443-10448.
- Yalçiner, C. Ç., Bano, M., Kadioglu, M., Karabacak, V., Meghraoui, M., & Altunel, E. R. H. A. N. (2009). New temple discovery at the archaeological site of Nysa (western Turkey) using GPR method. *Journal of Archaeological Science*, 36(8), 1680-1689.
- Yu, Y., & Loskot, P. (2023). Polynomial distributions and transformations. *Mathematics*, 11(4), 985.
- Zhao, W., Forte, E., Pipan, M., & Tian, G. (2013). Ground penetrating radar (GPR) attribute analysis for archaeological prospection. *Journal of Applied Geophysics*, 97, 107-117.
- Zhao, W., Yang, Q., Wu, W., & Liu, J. (2022). Improving the accuracy of pavement structural quality assessment by correcting numerical hypothetical model of modulus Back-Calculation through GPR. *Construction and Building Materials*, 333, 127422.



## Anexo I. Gráficos de ancho de banda y frecuencia dominante

En este anexo se presentan los gráficos conjuntos de los valores obtenidos de ancho de banda y frecuencia dominante para cada uno de los 17 perfiles de georradar 3D multifrecuencia. Se muestra en color rojo las curvas correspondientes a la frecuencia dominante y en azul las correspondientes al ancho de banda. Las líneas punteadas indican los umbrales establecidos en el estudio (2000 MHz para el ancho de banda y 500 MHz para la frecuencia dominante).



**Figura I.1.** Resultados obtenidos para la frecuencia dominante (rojo) y el ancho de banda (azul) en los perfiles GPR3D-01 a GPR3D-06.

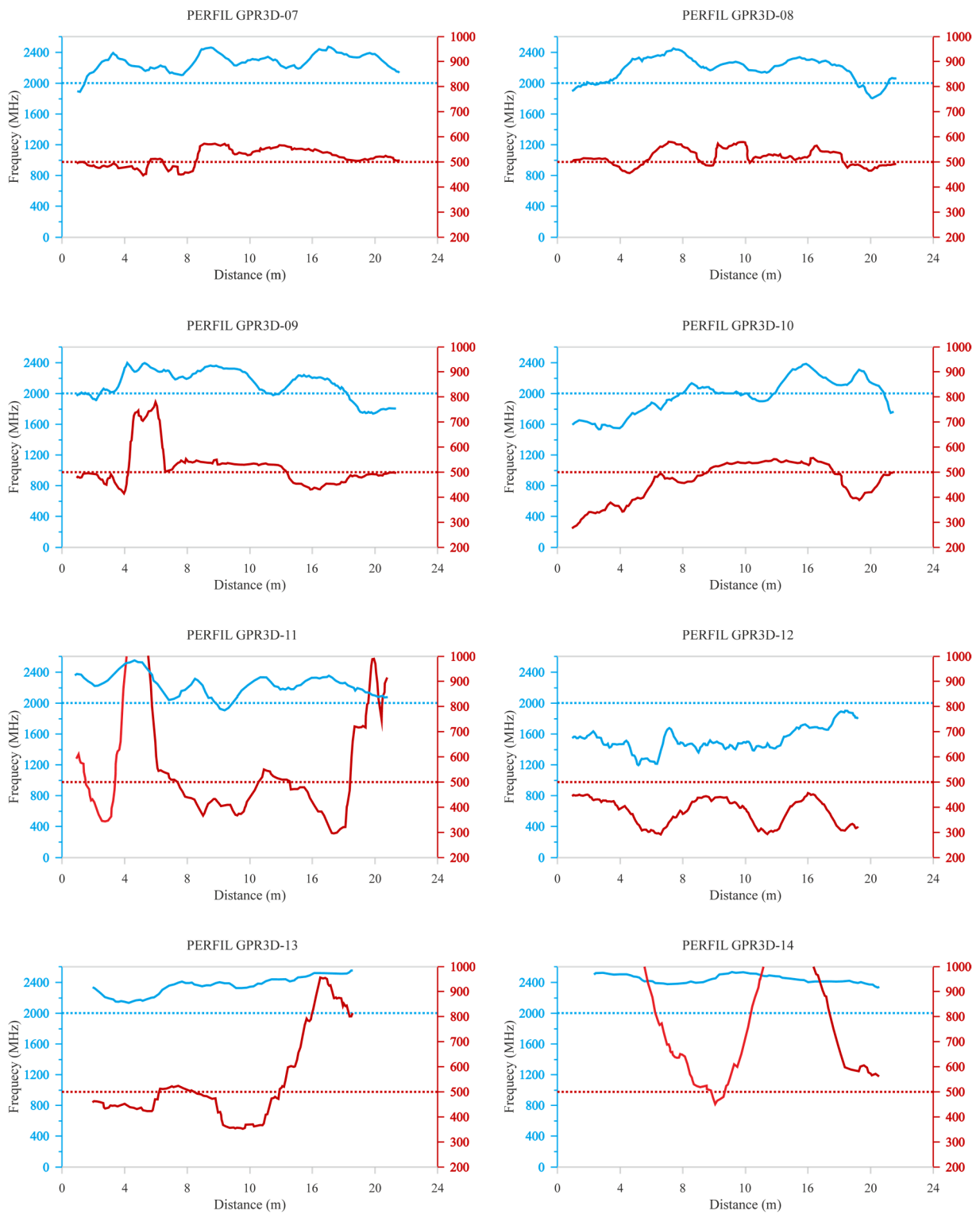
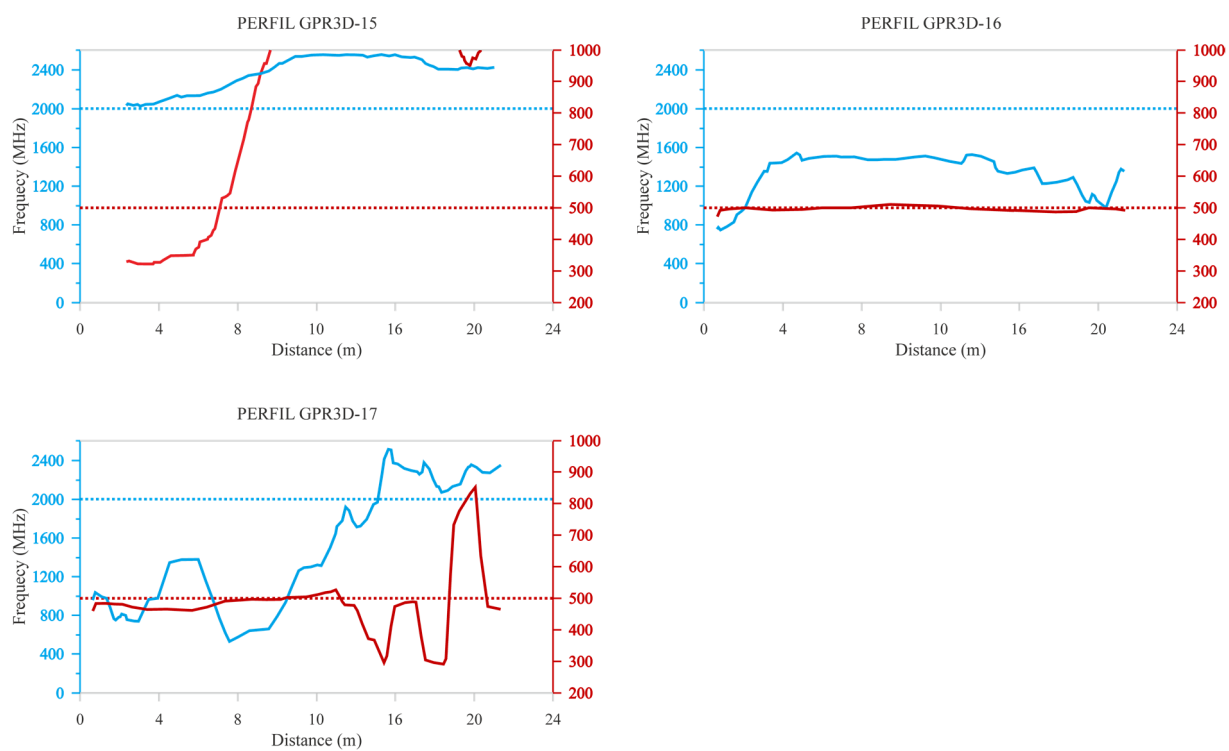


Figura I.2. Resultados obtenidos para la frecuencia dominante (rojo) y el ancho de banda (azul) en los perfiles GPR3D-07 a GPR3D-14.



**Figura I.3.** Resultados obtenidos para la frecuencia dominante (rojo) y el ancho de banda (azul) en los perfiles GPR3D-15 a GPR3D-17.



## Anexo II. Resultados numéricos de permitividad eléctrica relativa

En este anexo quedan recogidos de forma numérica los resultados obtenidos para la permitividad eléctrica relativa correspondientes al Capítulo 7 de esta tesis. Las cinco primeras tablas corresponden al análisis de la influencia de grado de humedad en la constante dieléctrica, para las cinco muestras ensayadas (w-001 a w-005) y las cinco siguientes tablas son las correspondientes al análisis de la influencia de la conductividad del fluido de formación, para las cinco muestras del estudio (C-001 a C-005).

**Tabla II.1.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-001

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )				
	Saturada	Estufa 10 min	Estufa 20 min	Estufa 30 min	Estufa 1 hora
1.01E+06	2.73E+01	2.39E+01	2.12E+01	1.70E+01	4.18E+00
1.07E+06	2.65E+01	2.32E+01	2.06E+01	1.65E+01	4.18E+00
1.15E+06	2.58E+01	2.25E+01	2.00E+01	1.61E+01	4.18E+00
1.23E+06	2.51E+01	2.18E+01	1.94E+01	1.56E+01	4.18E+00
1.31E+06	2.45E+01	2.11E+01	1.89E+01	1.52E+01	4.17E+00
1.40E+06	2.39E+01	2.06E+01	1.83E+01	1.49E+01	4.17E+00
1.49E+06	2.35E+01	2.00E+01	1.79E+01	1.45E+01	4.18E+00
1.59E+06	2.29E+01	1.95E+01	1.74E+01	1.42E+01	4.18E+00
1.70E+06	2.24E+01	1.89E+01	1.70E+01	1.38E+01	4.16E+00
1.82E+06	2.19E+01	1.84E+01	1.66E+01	1.35E+01	4.16E+00
1.94E+06	2.15E+01	1.81E+01	1.62E+01	1.33E+01	4.15E+00
2.07E+06	2.12E+01	1.78E+01	1.59E+01	1.30E+01	4.15E+00
2.21E+06	2.09E+01	1.75E+01	1.56E+01	1.28E+01	4.16E+00
2.36E+06	2.05E+01	1.72E+01	1.53E+01	1.26E+01	4.15E+00
2.52E+06	2.03E+01	1.69E+01	1.50E+01	1.23E+01	4.16E+00
2.69E+06	2.00E+01	1.66E+01	1.47E+01	1.21E+01	4.17E+00
2.87E+06	1.98E+01	1.63E+01	1.45E+01	1.20E+01	4.16E+00
3.07E+06	1.96E+01	1.62E+01	1.43E+01	1.18E+01	4.16E+00
3.28E+06	1.94E+01	1.59E+01	1.41E+01	1.16E+01	4.16E+00
3.50E+06	1.92E+01	1.57E+01	1.39E+01	1.15E+01	4.15E+00
3.74E+06	1.91E+01	1.56E+01	1.37E+01	1.13E+01	4.15E+00
3.99E+06	1.89E+01	1.55E+01	1.36E+01	1.12E+01	4.16E+00
4.26E+06	1.88E+01	1.52E+01	1.34E+01	1.11E+01	4.15E+00
4.55E+06	1.86E+01	1.51E+01	1.33E+01	1.10E+01	4.15E+00
4.86E+06	1.85E+01	1.50E+01	1.32E+01	1.09E+01	4.15E+00
5.19E+06	1.85E+01	1.49E+01	1.31E+01	1.08E+01	4.15E+00
5.54E+06	1.83E+01	1.49E+01	1.29E+01	1.07E+01	4.14E+00
5.92E+06	1.83E+01	1.48E+01	1.29E+01	1.06E+01	4.14E+00
6.32E+06	1.82E+01	1.47E+01	1.28E+01	1.05E+01	4.15E+00
6.75E+06	1.81E+01	1.46E+01	1.27E+01	1.05E+01	4.14E+00
7.20E+06	1.81E+01	1.46E+01	1.26E+01	1.04E+01	4.14E+00
7.69E+06	1.81E+01	1.46E+01	1.26E+01	1.03E+01	4.14E+00
8.21E+06	1.80E+01	1.46E+01	1.25E+01	1.03E+01	4.14E+00
8.77E+06	1.80E+01	1.45E+01	1.25E+01	1.02E+01	4.14E+00
9.36E+06	1.80E+01	1.45E+01	1.24E+01	1.02E+01	4.14E+00
1.00E+07	1.79E+01	1.44E+01	1.23E+01	1.01E+01	4.14E+00

**Tabla II.2.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-002

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon'_r$ )				
	Saturada	Estufa 10 min	Estufa 20 min	Estufa 30 min	Estufa 1 hora
1.01E+06	2.48E+01	2.20E+01	1.82E+01	1.43E+01	4.29E+00
1.07E+06	2.40E+01	2.13E+01	1.77E+01	1.39E+01	4.29E+00
1.15E+06	2.34E+01	2.07E+01	1.72E+01	1.35E+01	4.29E+00
1.23E+06	2.27E+01	2.01E+01	1.67E+01	1.32E+01	4.29E+00
1.31E+06	2.21E+01	1.95E+01	1.63E+01	1.28E+01	4.29E+00
1.40E+06	2.15E+01	1.90E+01	1.58E+01	1.25E+01	4.29E+00
1.49E+06	2.11E+01	1.86E+01	1.55E+01	1.22E+01	4.27E+00
1.59E+06	2.05E+01	1.80E+01	1.51E+01	1.20E+01	4.29E+00
1.70E+06	2.01E+01	1.76E+01	1.47E+01	1.17E+01	4.28E+00
1.82E+06	1.97E+01	1.72E+01	1.44E+01	1.15E+01	4.27E+00
1.94E+06	1.93E+01	1.68E+01	1.41E+01	1.13E+01	4.27E+00
2.07E+06	1.90E+01	1.65E+01	1.38E+01	1.11E+01	4.27E+00
2.21E+06	1.86E+01	1.62E+01	1.36E+01	1.09E+01	4.27E+00
2.36E+06	1.84E+01	1.59E+01	1.33E+01	1.08E+01	4.27E+00
2.52E+06	1.81E+01	1.56E+01	1.31E+01	1.06E+01	4.28E+00
2.69E+06	1.79E+01	1.53E+01	1.29E+01	1.04E+01	4.28E+00
2.87E+06	1.76E+01	1.51E+01	1.27E+01	1.03E+01	4.28E+00
3.07E+06	1.74E+01	1.49E+01	1.25E+01	1.01E+01	4.27E+00
3.28E+06	1.72E+01	1.47E+01	1.24E+01	1.00E+01	4.26E+00
3.50E+06	1.70E+01	1.45E+01	1.22E+01	9.91E+00	4.27E+00
3.74E+06	1.69E+01	1.44E+01	1.21E+01	9.82E+00	4.27E+00
3.99E+06	1.68E+01	1.42E+01	1.20E+01	9.73E+00	4.27E+00
4.26E+06	1.66E+01	1.41E+01	1.18E+01	9.62E+00	4.26E+00
4.55E+06	1.64E+01	1.40E+01	1.17E+01	9.52E+00	4.26E+00
4.86E+06	1.63E+01	1.38E+01	1.16E+01	9.44E+00	4.26E+00
5.19E+06	1.63E+01	1.37E+01	1.16E+01	9.39E+00	4.26E+00
5.54E+06	1.63E+01	1.36E+01	1.15E+01	9.32E+00	4.26E+00
5.92E+06	1.62E+01	1.35E+01	1.14E+01	9.26E+00	4.26E+00
6.32E+06	1.61E+01	1.35E+01	1.13E+01	9.20E+00	4.26E+00
6.75E+06	1.61E+01	1.34E+01	1.12E+01	9.14E+00	4.25E+00
7.20E+06	1.60E+01	1.33E+01	1.12E+01	9.10E+00	4.25E+00
7.69E+06	1.60E+01	1.33E+01	1.11E+01	9.06E+00	4.25E+00
8.21E+06	1.60E+01	1.32E+01	1.11E+01	9.02E+00	4.25E+00
8.77E+06	1.59E+01	1.32E+01	1.10E+01	8.98E+00	4.25E+00
9.36E+06	1.59E+01	1.31E+01	1.10E+01	8.94E+00	4.25E+00
1.00E+07	1.58E+01	1.31E+01	1.09E+01	8.90E+00	4.25E+00

Tabla II.3. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-003

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )				
	Saturada	Estufa 10 min	Estufa 20 min	Estufa 30 min	Estufa 1 hora
1.01E+06	1.60E+01	1.50E+01	1.48E+01	1.15E+01	4.02E+00
1.07E+06	1.57E+01	1.47E+01	1.44E+01	1.13E+01	4.02E+00
1.15E+06	1.55E+01	1.45E+01	1.41E+01	1.11E+01	4.02E+00
1.23E+06	1.52E+01	1.42E+01	1.38E+01	1.09E+01	4.02E+00
1.31E+06	1.50E+01	1.39E+01	1.35E+01	1.07E+01	4.02E+00
1.40E+06	1.48E+01	1.37E+01	1.32E+01	1.05E+01	4.01E+00
1.49E+06	1.46E+01	1.34E+01	1.30E+01	1.04E+01	4.02E+00
1.59E+06	1.44E+01	1.32E+01	1.27E+01	1.01E+01	4.03E+00
1.70E+06	1.42E+01	1.30E+01	1.25E+01	1.00E+01	4.02E+00
1.82E+06	1.40E+01	1.28E+01	1.22E+01	9.84E+00	4.02E+00
1.94E+06	1.39E+01	1.26E+01	1.20E+01	9.70E+00	4.01E+00
2.07E+06	1.38E+01	1.24E+01	1.19E+01	9.56E+00	4.00E+00
2.21E+06	1.36E+01	1.22E+01	1.17E+01	9.44E+00	4.00E+00
2.36E+06	1.35E+01	1.21E+01	1.15E+01	9.33E+00	4.01E+00
2.52E+06	1.34E+01	1.19E+01	1.14E+01	9.22E+00	4.00E+00
2.69E+06	1.33E+01	1.18E+01	1.12E+01	9.10E+00	4.00E+00
2.87E+06	1.32E+01	1.17E+01	1.11E+01	9.02E+00	4.00E+00
3.07E+06	1.30E+01	1.16E+01	1.09E+01	8.91E+00	4.00E+00
3.28E+06	1.30E+01	1.14E+01	1.08E+01	8.81E+00	4.00E+00
3.50E+06	1.29E+01	1.14E+01	1.07E+01	8.72E+00	4.00E+00
3.74E+06	1.28E+01	1.13E+01	1.06E+01	8.63E+00	4.00E+00
3.99E+06	1.27E+01	1.12E+01	1.05E+01	8.57E+00	3.99E+00
4.26E+06	1.27E+01	1.11E+01	1.04E+01	8.49E+00	4.00E+00
4.55E+06	1.26E+01	1.10E+01	1.03E+01	8.42E+00	3.99E+00
4.86E+06	1.25E+01	1.09E+01	1.03E+01	8.37E+00	3.99E+00
5.19E+06	1.25E+01	1.09E+01	1.02E+01	8.31E+00	3.99E+00
5.54E+06	1.24E+01	1.08E+01	1.01E+01	8.24E+00	3.99E+00
5.92E+06	1.24E+01	1.08E+01	1.01E+01	8.19E+00	3.99E+00
6.32E+06	1.24E+01	1.07E+01	1.00E+01	8.15E+00	3.98E+00
6.75E+06	1.23E+01	1.07E+01	9.97E+00	8.10E+00	3.98E+00
7.20E+06	1.23E+01	1.07E+01	9.93E+00	8.06E+00	3.98E+00
7.69E+06	1.23E+01	1.06E+01	9.89E+00	8.02E+00	3.98E+00
8.21E+06	1.22E+01	1.06E+01	9.86E+00	7.99E+00	3.98E+00
8.77E+06	1.22E+01	1.06E+01	9.83E+00	7.95E+00	3.98E+00
9.36E+06	1.22E+01	1.05E+01	9.79E+00	7.92E+00	3.98E+00
1.00E+07	1.22E+01	1.05E+01	9.75E+00	7.90E+00	3.98E+00

**Tabla II.4.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-004

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )				
	Saturada	Estufa 10 min	Estufa 20 min	Estufa 30 min	Estufa 1 hora
1.01E+06	1.74E+01	1.89E+01	1.75E+01	1.43E+01	3.68E+00
1.07E+06	1.72E+01	1.85E+01	1.71E+01	1.40E+01	3.68E+00
1.15E+06	1.70E+01	1.82E+01	1.68E+01	1.37E+01	3.68E+00
1.23E+06	1.68E+01	1.78E+01	1.64E+01	1.34E+01	3.67E+00
1.31E+06	1.65E+01	1.75E+01	1.60E+01	1.32E+01	3.67E+00
1.40E+06	1.63E+01	1.72E+01	1.57E+01	1.29E+01	3.67E+00
1.49E+06	1.62E+01	1.69E+01	1.54E+01	1.26E+01	3.69E+00
1.59E+06	1.59E+01	1.65E+01	1.50E+01	1.24E+01	3.69E+00
1.70E+06	1.58E+01	1.62E+01	1.47E+01	1.21E+01	3.67E+00
1.82E+06	1.56E+01	1.59E+01	1.44E+01	1.19E+01	3.67E+00
1.94E+06	1.54E+01	1.56E+01	1.41E+01	1.17E+01	3.68E+00
2.07E+06	1.52E+01	1.53E+01	1.38E+01	1.14E+01	3.67E+00
2.21E+06	1.51E+01	1.51E+01	1.36E+01	1.12E+01	3.66E+00
2.36E+06	1.49E+01	1.49E+01	1.33E+01	1.11E+01	3.66E+00
2.52E+06	1.48E+01	1.47E+01	1.31E+01	1.09E+01	3.66E+00
2.69E+06	1.47E+01	1.44E+01	1.29E+01	1.07E+01	3.66E+00
2.87E+06	1.45E+01	1.42E+01	1.27E+01	1.05E+01	3.66E+00
3.07E+06	1.44E+01	1.40E+01	1.25E+01	1.04E+01	3.66E+00
3.28E+06	1.43E+01	1.38E+01	1.23E+01	1.02E+01	3.66E+00
3.50E+06	1.41E+01	1.36E+01	1.21E+01	1.01E+01	3.65E+00
3.74E+06	1.40E+01	1.34E+01	1.19E+01	9.93E+00	3.66E+00
3.99E+06	1.39E+01	1.33E+01	1.18E+01	9.82E+00	3.65E+00
4.26E+06	1.39E+01	1.31E+01	1.16E+01	9.71E+00	3.66E+00
4.55E+06	1.38E+01	1.30E+01	1.15E+01	9.60E+00	3.65E+00
4.86E+06	1.37E+01	1.29E+01	1.14E+01	9.49E+00	3.65E+00
5.19E+06	1.36E+01	1.28E+01	1.12E+01	9.40E+00	3.65E+00
5.54E+06	1.35E+01	1.26E+01	1.11E+01	9.29E+00	3.65E+00
5.92E+06	1.35E+01	1.25E+01	1.10E+01	9.21E+00	3.65E+00
6.32E+06	1.34E+01	1.24E+01	1.09E+01	9.13E+00	3.64E+00
6.75E+06	1.33E+01	1.23E+01	1.08E+01	9.06E+00	3.65E+00
7.20E+06	1.33E+01	1.23E+01	1.07E+01	8.99E+00	3.65E+00
7.69E+06	1.32E+01	1.22E+01	1.07E+01	8.92E+00	3.64E+00
8.21E+06	1.32E+01	1.21E+01	1.06E+01	8.87E+00	3.64E+00
8.77E+06	1.31E+01	1.21E+01	1.05E+01	8.81E+00	3.64E+00
9.36E+06	1.31E+01	1.20E+01	1.05E+01	8.77E+00	3.64E+00
1.00E+07	1.31E+01	1.20E+01	1.04E+01	8.72E+00	3.64E+00

Tabla II.5. Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de humedad para la muestra w-005

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )				
	Saturada	Estufa 10 min	Estufa 20 min	Estufa 30 min	Estufa 1 hora
1.01E+06	1.95E+01	1.95E+01	1.60E+01	1.16E+01	5.27E+00
1.07E+06	1.91E+01	1.90E+01	1.56E+01	1.14E+01	5.27E+00
1.15E+06	1.87E+01	1.85E+01	1.52E+01	1.12E+01	5.27E+00
1.23E+06	1.83E+01	1.80E+01	1.49E+01	1.10E+01	5.26E+00
1.31E+06	1.79E+01	1.76E+01	1.45E+01	1.08E+01	5.26E+00
1.40E+06	1.75E+01	1.71E+01	1.42E+01	1.06E+01	5.26E+00
1.49E+06	1.72E+01	1.67E+01	1.39E+01	1.04E+01	5.28E+00
1.59E+06	1.69E+01	1.64E+01	1.36E+01	1.02E+01	5.28E+00
1.70E+06	1.65E+01	1.59E+01	1.33E+01	1.01E+01	5.26E+00
1.82E+06	1.62E+01	1.56E+01	1.30E+01	9.89E+00	5.26E+00
1.94E+06	1.60E+01	1.53E+01	1.28E+01	9.76E+00	5.26E+00
2.07E+06	1.57E+01	1.50E+01	1.25E+01	9.64E+00	5.25E+00
2.21E+06	1.55E+01	1.47E+01	1.23E+01	9.49E+00	5.25E+00
2.36E+06	1.53E+01	1.45E+01	1.21E+01	9.38E+00	5.24E+00
2.52E+06	1.51E+01	1.42E+01	1.19E+01	9.26E+00	5.24E+00
2.69E+06	1.49E+01	1.40E+01	1.18E+01	9.15E+00	5.24E+00
2.87E+06	1.47E+01	1.38E+01	1.16E+01	9.06E+00	5.24E+00
3.07E+06	1.45E+01	1.36E+01	1.15E+01	8.96E+00	5.24E+00
3.28E+06	1.44E+01	1.34E+01	1.13E+01	8.86E+00	5.24E+00
3.50E+06	1.42E+01	1.32E+01	1.11E+01	8.78E+00	5.23E+00
3.74E+06	1.41E+01	1.30E+01	1.10E+01	8.69E+00	5.23E+00
3.99E+06	1.40E+01	1.29E+01	1.09E+01	8.60E+00	5.23E+00
4.26E+06	1.38E+01	1.27E+01	1.08E+01	8.54E+00	5.23E+00
4.55E+06	1.37E+01	1.26E+01	1.07E+01	8.48E+00	5.23E+00
4.86E+06	1.37E+01	1.25E+01	1.06E+01	8.42E+00	5.22E+00
5.19E+06	1.36E+01	1.24E+01	1.05E+01	8.36E+00	5.22E+00
5.54E+06	1.34E+01	1.23E+01	1.04E+01	8.29E+00	5.22E+00
5.92E+06	1.34E+01	1.22E+01	1.03E+01	8.24E+00	5.22E+00
6.32E+06	1.33E+01	1.21E+01	1.02E+01	8.19E+00	5.21E+00
6.75E+06	1.32E+01	1.20E+01	1.02E+01	8.15E+00	5.21E+00
7.20E+06	1.32E+01	1.19E+01	1.01E+01	8.10E+00	5.21E+00
7.69E+06	1.31E+01	1.18E+01	1.00E+01	8.06E+00	5.21E+00
8.21E+06	1.31E+01	1.18E+01	9.99E+00	8.02E+00	5.21E+00
8.77E+06	1.30E+01	1.17E+01	9.94E+00	7.99E+00	5.21E+00
9.36E+06	1.30E+01	1.17E+01	9.91E+00	7.96E+00	5.21E+00
1.00E+07	1.30E+01	1.16E+01	9.86E+00	7.93E+00	5.20E+00

**Tabla II.6.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-001

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	1.73E+01	2.29E+01	2.90E+01	3.58E+01	4.39E+01	4.00E+01
1.07E+06	1.70E+01	2.25E+01	2.86E+01	3.56E+01	4.33E+01	3.99E+01
1.15E+06	1.67E+01	2.21E+01	2.81E+01	3.55E+01	4.28E+01	3.98E+01
1.23E+06	1.65E+01	2.17E+01	2.76E+01	3.53E+01	4.24E+01	3.97E+01
1.31E+06	1.62E+01	2.13E+01	2.72E+01	3.51E+01	4.19E+01	3.96E+01
1.40E+06	1.60E+01	2.09E+01	2.67E+01	3.49E+01	4.15E+01	3.96E+01
1.49E+06	1.59E+01	2.05E+01	2.62E+01	3.49E+01	4.11E+01	3.95E+01
1.59E+06	1.57E+01	2.01E+01	2.58E+01	3.45E+01	4.07E+01	3.94E+01
1.70E+06	1.54E+01	1.97E+01	2.53E+01	3.43E+01	4.06E+01	3.94E+01
1.82E+06	1.53E+01	1.93E+01	2.49E+01	3.42E+01	4.03E+01	3.92E+01
1.94E+06	1.51E+01	1.90E+01	2.45E+01	3.40E+01	4.00E+01	3.91E+01
2.07E+06	1.50E+01	1.86E+01	2.39E+01	3.37E+01	3.96E+01	3.91E+01
2.21E+06	1.48E+01	1.82E+01	2.34E+01	3.34E+01	3.93E+01	3.90E+01
2.36E+06	1.47E+01	1.79E+01	2.30E+01	3.32E+01	3.91E+01	3.89E+01
2.52E+06	1.46E+01	1.76E+01	2.25E+01	3.29E+01	3.88E+01	3.89E+01
2.69E+06	1.45E+01	1.73E+01	2.21E+01	3.26E+01	3.86E+01	3.88E+01
2.87E+06	1.44E+01	1.70E+01	2.16E+01	3.23E+01	3.84E+01	3.88E+01
3.07E+06	1.43E+01	1.67E+01	2.11E+01	3.21E+01	3.81E+01	3.87E+01
3.28E+06	1.43E+01	1.65E+01	2.07E+01	3.17E+01	3.79E+01	3.85E+01
3.50E+06	1.42E+01	1.62E+01	2.03E+01	3.14E+01	3.78E+01	3.85E+01
3.74E+06	1.41E+01	1.60E+01	1.99E+01	3.12E+01	3.76E+01	3.85E+01
3.99E+06	1.41E+01	1.57E+01	1.95E+01	3.09E+01	3.75E+01	3.84E+01
4.26E+06	1.40E+01	1.55E+01	1.90E+01	3.06E+01	3.72E+01	3.83E+01
4.55E+06	1.40E+01	1.53E+01	1.87E+01	3.03E+01	3.70E+01	3.82E+01
4.86E+06	1.39E+01	1.52E+01	1.83E+01	3.00E+01	3.69E+01	3.82E+01
5.19E+06	1.39E+01	1.50E+01	1.79E+01	2.95E+01	3.66E+01	3.81E+01
5.54E+06	1.38E+01	1.48E+01	1.75E+01	2.90E+01	3.63E+01	3.80E+01
5.92E+06	1.38E+01	1.46E+01	1.71E+01	2.86E+01	3.62E+01	3.79E+01
6.32E+06	1.38E+01	1.45E+01	1.68E+01	2.82E+01	3.59E+01	3.77E+01
6.75E+06	1.37E+01	1.44E+01	1.65E+01	2.78E+01	3.57E+01	3.76E+01
7.20E+06	1.37E+01	1.43E+01	1.61E+01	2.73E+01	3.55E+01	3.76E+01
7.69E+06	1.37E+01	1.42E+01	1.58E+01	2.68E+01	3.52E+01	3.75E+01
8.21E+06	1.37E+01	1.41E+01	1.56E+01	2.63E+01	3.50E+01	3.74E+01
8.77E+06	1.37E+01	1.40E+01	1.53E+01	2.59E+01	3.48E+01	3.73E+01
9.36E+06	1.36E+01	1.39E+01	1.51E+01	2.54E+01	3.45E+01	3.72E+01
1.00E+07	1.36E+01	1.38E+01	1.49E+01	2.49E+01	3.42E+01	3.71E+01

**Tabla II.7.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-002

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	1.50E+01	2.09E+01	2.22E+01	3.09E+01	3.82E+01	3.54E+01
1.07E+06	1.48E+01	2.05E+01	2.19E+01	3.07E+01	3.81E+01	3.53E+01
1.15E+06	1.46E+01	2.01E+01	2.17E+01	3.05E+01	3.79E+01	3.52E+01
1.23E+06	1.44E+01	1.97E+01	2.15E+01	3.03E+01	3.77E+01	3.50E+01
1.31E+06	1.43E+01	1.93E+01	2.12E+01	3.01E+01	3.75E+01	3.49E+01
1.40E+06	1.41E+01	1.89E+01	2.10E+01	2.99E+01	3.73E+01	3.48E+01
1.49E+06	1.40E+01	1.85E+01	2.07E+01	2.96E+01	3.72E+01	3.47E+01
1.59E+06	1.39E+01	1.81E+01	2.04E+01	2.94E+01	3.70E+01	3.47E+01
1.70E+06	1.37E+01	1.77E+01	2.02E+01	2.92E+01	3.67E+01	3.45E+01
1.82E+06	1.36E+01	1.74E+01	1.99E+01	2.90E+01	3.67E+01	3.43E+01
1.94E+06	1.35E+01	1.71E+01	1.96E+01	2.88E+01	3.63E+01	3.42E+01
2.07E+06	1.34E+01	1.67E+01	1.94E+01	2.85E+01	3.62E+01	3.42E+01
2.21E+06	1.33E+01	1.64E+01	1.90E+01	2.82E+01	3.59E+01	3.41E+01
2.36E+06	1.32E+01	1.61E+01	1.87E+01	2.79E+01	3.56E+01	3.40E+01
2.52E+06	1.31E+01	1.58E+01	1.84E+01	2.75E+01	3.53E+01	3.39E+01
2.69E+06	1.31E+01	1.56E+01	1.81E+01	2.73E+01	3.51E+01	3.38E+01
2.87E+06	1.30E+01	1.53E+01	1.78E+01	2.70E+01	3.49E+01	3.37E+01
3.07E+06	1.30E+01	1.51E+01	1.75E+01	2.68E+01	3.47E+01	3.36E+01
3.28E+06	1.29E+01	1.49E+01	1.72E+01	2.65E+01	3.45E+01	3.35E+01
3.50E+06	1.29E+01	1.47E+01	1.69E+01	2.62E+01	3.42E+01	3.33E+01
3.74E+06	1.28E+01	1.45E+01	1.66E+01	2.59E+01	3.40E+01	3.32E+01
3.99E+06	1.28E+01	1.43E+01	1.64E+01	2.57E+01	3.38E+01	3.32E+01
4.26E+06	1.27E+01	1.42E+01	1.61E+01	2.53E+01	3.36E+01	3.30E+01
4.55E+06	1.27E+01	1.40E+01	1.58E+01	2.50E+01	3.34E+01	3.29E+01
4.86E+06	1.26E+01	1.39E+01	1.55E+01	2.47E+01	3.31E+01	3.28E+01
5.19E+06	1.26E+01	1.37E+01	1.52E+01	2.43E+01	3.28E+01	3.27E+01
5.54E+06	1.26E+01	1.36E+01	1.49E+01	2.39E+01	3.25E+01	3.26E+01
5.92E+06	1.25E+01	1.35E+01	1.47E+01	2.35E+01	3.22E+01	3.25E+01
6.32E+06	1.25E+01	1.34E+01	1.44E+01	2.31E+01	3.20E+01	3.23E+01
6.75E+06	1.25E+01	1.33E+01	1.42E+01	2.27E+01	3.17E+01	3.22E+01
7.20E+06	1.24E+01	1.32E+01	1.40E+01	2.24E+01	3.14E+01	3.21E+01
7.69E+06	1.24E+01	1.31E+01	1.38E+01	2.20E+01	3.11E+01	3.20E+01
8.21E+06	1.24E+01	1.31E+01	1.36E+01	2.16E+01	3.09E+01	3.18E+01
8.77E+06	1.24E+01	1.30E+01	1.34E+01	2.12E+01	3.06E+01	3.17E+01
9.36E+06	1.23E+01	1.29E+01	1.33E+01	2.08E+01	3.03E+01	3.16E+01
1.00E+07	1.23E+01	1.29E+01	1.31E+01	2.04E+01	3.00E+01	3.15E+01

**Tabla II.8.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-003

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	1.37E+01	1.54E+01	1.56E+01	1.99E+01	2.17E+01	2.07E+01
1.07E+06	1.35E+01	1.52E+01	1.54E+01	1.97E+01	2.16E+01	2.06E+01
1.15E+06	1.33E+01	1.50E+01	1.53E+01	1.96E+01	2.15E+01	2.05E+01
1.23E+06	1.31E+01	1.48E+01	1.52E+01	1.95E+01	2.15E+01	2.05E+01
1.31E+06	1.29E+01	1.45E+01	1.50E+01	1.94E+01	2.14E+01	2.04E+01
1.40E+06	1.28E+01	1.43E+01	1.49E+01	1.93E+01	2.13E+01	2.04E+01
1.49E+06	1.26E+01	1.41E+01	1.48E+01	1.92E+01	2.13E+01	2.03E+01
1.59E+06	1.25E+01	1.39E+01	1.46E+01	1.90E+01	2.12E+01	2.02E+01
1.70E+06	1.23E+01	1.36E+01	1.45E+01	1.89E+01	2.11E+01	2.02E+01
1.82E+06	1.21E+01	1.35E+01	1.43E+01	1.88E+01	2.11E+01	2.01E+01
1.94E+06	1.20E+01	1.33E+01	1.42E+01	1.87E+01	2.10E+01	2.00E+01
2.07E+06	1.19E+01	1.30E+01	1.41E+01	1.86E+01	2.09E+01	2.00E+01
2.21E+06	1.18E+01	1.29E+01	1.38E+01	1.84E+01	2.08E+01	1.99E+01
2.36E+06	1.16E+01	1.26E+01	1.37E+01	1.83E+01	2.07E+01	1.99E+01
2.52E+06	1.15E+01	1.25E+01	1.35E+01	1.81E+01	2.07E+01	1.98E+01
2.69E+06	1.14E+01	1.23E+01	1.33E+01	1.80E+01	2.06E+01	1.97E+01
2.87E+06	1.13E+01	1.21E+01	1.31E+01	1.78E+01	2.05E+01	1.97E+01
3.07E+06	1.12E+01	1.20E+01	1.30E+01	1.77E+01	2.04E+01	1.97E+01
3.28E+06	1.11E+01	1.18E+01	1.28E+01	1.76E+01	2.03E+01	1.96E+01
3.50E+06	1.10E+01	1.17E+01	1.26E+01	1.74E+01	2.03E+01	1.95E+01
3.74E+06	1.09E+01	1.15E+01	1.25E+01	1.73E+01	2.02E+01	1.95E+01
3.99E+06	1.09E+01	1.14E+01	1.23E+01	1.72E+01	2.01E+01	1.94E+01
4.26E+06	1.08E+01	1.13E+01	1.21E+01	1.70E+01	2.00E+01	1.93E+01
4.55E+06	1.07E+01	1.12E+01	1.20E+01	1.69E+01	2.00E+01	1.93E+01
4.86E+06	1.07E+01	1.11E+01	1.18E+01	1.67E+01	1.99E+01	1.92E+01
5.19E+06	1.06E+01	1.10E+01	1.17E+01	1.65E+01	1.98E+01	1.92E+01
5.54E+06	1.05E+01	1.08E+01	1.15E+01	1.63E+01	1.97E+01	1.91E+01
5.92E+06	1.05E+01	1.07E+01	1.13E+01	1.61E+01	1.96E+01	1.91E+01
6.32E+06	1.04E+01	1.07E+01	1.12E+01	1.59E+01	1.95E+01	1.90E+01
6.75E+06	1.03E+01	1.06E+01	1.11E+01	1.57E+01	1.94E+01	1.89E+01
7.20E+06	1.03E+01	1.05E+01	1.09E+01	1.55E+01	1.93E+01	1.88E+01
7.69E+06	1.03E+01	1.05E+01	1.08E+01	1.53E+01	1.92E+01	1.88E+01
8.21E+06	1.02E+01	1.04E+01	1.07E+01	1.51E+01	1.91E+01	1.87E+01
8.77E+06	1.02E+01	1.03E+01	1.06E+01	1.49E+01	1.90E+01	1.87E+01
9.36E+06	1.01E+01	1.03E+01	1.05E+01	1.47E+01	1.89E+01	1.86E+01
1.00E+07	1.01E+01	1.02E+01	1.04E+01	1.45E+01	1.88E+01	1.85E+01

**Tabla II.9.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-004

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	9.94E+00	1.18E+01	1.34E+01	1.98E+01	1.96E+01	2.15E+01
1.07E+06	9.86E+00	1.17E+01	1.33E+01	1.97E+01	1.95E+01	2.15E+01
1.15E+06	9.78E+00	1.15E+01	1.32E+01	1.96E+01	1.95E+01	2.14E+01
1.23E+06	9.70E+00	1.13E+01	1.31E+01	1.95E+01	1.94E+01	2.14E+01
1.31E+06	9.63E+00	1.12E+01	1.30E+01	1.94E+01	1.94E+01	2.13E+01
1.40E+06	9.56E+00	1.10E+01	1.29E+01	1.93E+01	1.93E+01	2.13E+01
1.49E+06	9.51E+00	1.09E+01	1.28E+01	1.92E+01	1.93E+01	2.13E+01
1.59E+06	9.39E+00	1.07E+01	1.26E+01	1.91E+01	1.92E+01	2.12E+01
1.70E+06	9.35E+00	1.06E+01	1.25E+01	1.89E+01	1.92E+01	2.12E+01
1.82E+06	9.34E+00	1.05E+01	1.24E+01	1.88E+01	1.92E+01	2.11E+01
1.94E+06	9.28E+00	1.04E+01	1.23E+01	1.87E+01	1.91E+01	2.11E+01
2.07E+06	9.21E+00	1.03E+01	1.22E+01	1.85E+01	1.90E+01	2.11E+01
2.21E+06	9.17E+00	1.01E+01	1.20E+01	1.83E+01	1.90E+01	2.11E+01
2.36E+06	9.11E+00	1.00E+01	1.19E+01	1.81E+01	1.89E+01	2.10E+01
2.52E+06	9.09E+00	9.93E+00	1.17E+01	1.79E+01	1.88E+01	2.10E+01
2.69E+06	9.05E+00	9.83E+00	1.16E+01	1.78E+01	1.88E+01	2.09E+01
2.87E+06	9.03E+00	9.76E+00	1.15E+01	1.76E+01	1.87E+01	2.09E+01
3.07E+06	9.01E+00	9.68E+00	1.14E+01	1.75E+01	1.86E+01	2.09E+01
3.28E+06	8.97E+00	9.58E+00	1.12E+01	1.73E+01	1.86E+01	2.08E+01
3.50E+06	8.95E+00	9.53E+00	1.11E+01	1.71E+01	1.85E+01	2.08E+01
3.74E+06	8.91E+00	9.46E+00	1.10E+01	1.69E+01	1.85E+01	2.08E+01
3.99E+06	8.88E+00	9.40E+00	1.08E+01	1.68E+01	1.84E+01	2.07E+01
4.26E+06	8.87E+00	9.35E+00	1.07E+01	1.66E+01	1.83E+01	2.06E+01
4.55E+06	8.85E+00	9.30E+00	1.06E+01	1.64E+01	1.83E+01	2.06E+01
4.86E+06	8.83E+00	9.24E+00	1.04E+01	1.62E+01	1.82E+01	2.06E+01
5.19E+06	8.81E+00	9.20E+00	1.03E+01	1.59E+01	1.81E+01	2.06E+01
5.54E+06	8.78E+00	9.16E+00	1.02E+01	1.57E+01	1.80E+01	2.05E+01
5.92E+06	8.77E+00	9.12E+00	1.01E+01	1.55E+01	1.79E+01	2.04E+01
6.32E+06	8.75E+00	9.08E+00	9.95E+00	1.52E+01	1.78E+01	2.04E+01
6.75E+06	8.73E+00	9.05E+00	9.84E+00	1.50E+01	1.77E+01	2.03E+01
7.20E+06	8.72E+00	9.03E+00	9.74E+00	1.48E+01	1.76E+01	2.03E+01
7.69E+06	8.72E+00	9.01E+00	9.65E+00	1.45E+01	1.74E+01	2.02E+01
8.21E+06	8.72E+00	8.98E+00	9.55E+00	1.43E+01	1.73E+01	2.02E+01
8.77E+06	8.70E+00	8.96E+00	9.48E+00	1.41E+01	1.72E+01	2.01E+01
9.36E+06	8.69E+00	8.95E+00	9.39E+00	1.39E+01	1.71E+01	2.01E+01
1.00E+07	8.69E+00	8.93E+00	9.32E+00	1.36E+01	1.70E+01	2.00E+01

**Tabla II.10.** Análisis de la permitividad eléctrica frente a variaciones de conductividad para la muestra C-005

Frecuencia (Hz)	Permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r'$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	1.33E+01	1.56E+01	1.67E+01	2.12E+01	3.16E+01	3.84E+01
1.07E+06	1.31E+01	1.53E+01	1.65E+01	2.11E+01	3.13E+01	3.77E+01
1.15E+06	1.29E+01	1.50E+01	1.63E+01	2.10E+01	3.10E+01	3.70E+01
1.23E+06	1.27E+01	1.47E+01	1.61E+01	2.09E+01	3.07E+01	3.63E+01
1.31E+06	1.25E+01	1.44E+01	1.59E+01	2.08E+01	3.04E+01	3.56E+01
1.40E+06	1.24E+01	1.41E+01	1.57E+01	2.07E+01	3.01E+01	3.50E+01
1.49E+06	1.22E+01	1.39E+01	1.55E+01	2.06E+01	2.98E+01	3.44E+01
1.59E+06	1.20E+01	1.36E+01	1.53E+01	2.05E+01	2.95E+01	3.38E+01
1.70E+06	1.18E+01	1.34E+01	1.50E+01	2.03E+01	2.91E+01	3.34E+01
1.82E+06	1.17E+01	1.32E+01	1.49E+01	2.03E+01	2.90E+01	3.30E+01
1.94E+06	1.15E+01	1.30E+01	1.46E+01	2.01E+01	2.87E+01	3.25E+01
2.07E+06	1.14E+01	1.27E+01	1.44E+01	1.99E+01	2.84E+01	3.20E+01
2.21E+06	1.12E+01	1.25E+01	1.42E+01	1.98E+01	2.82E+01	3.16E+01
2.36E+06	1.11E+01	1.23E+01	1.40E+01	1.96E+01	2.79E+01	3.12E+01
2.52E+06	1.10E+01	1.21E+01	1.38E+01	1.94E+01	2.77E+01	3.09E+01
2.69E+06	1.09E+01	1.20E+01	1.35E+01	1.93E+01	2.75E+01	3.05E+01
2.87E+06	1.08E+01	1.18E+01	1.34E+01	1.91E+01	2.72E+01	3.01E+01
3.07E+06	1.07E+01	1.17E+01	1.31E+01	1.89E+01	2.69E+01	2.99E+01
3.28E+06	1.06E+01	1.15E+01	1.30E+01	1.87E+01	2.67E+01	2.95E+01
3.50E+06	1.05E+01	1.14E+01	1.28E+01	1.85E+01	2.65E+01	2.93E+01
3.74E+06	1.04E+01	1.13E+01	1.26E+01	1.84E+01	2.62E+01	2.89E+01
3.99E+06	1.03E+01	1.11E+01	1.25E+01	1.81E+01	2.60E+01	2.87E+01
4.26E+06	1.02E+01	1.10E+01	1.23E+01	1.79E+01	2.58E+01	2.84E+01
4.55E+06	1.02E+01	1.09E+01	1.21E+01	1.77E+01	2.55E+01	2.82E+01
4.86E+06	1.01E+01	1.08E+01	1.19E+01	1.75E+01	2.53E+01	2.80E+01
5.19E+06	1.00E+01	1.07E+01	1.18E+01	1.72E+01	2.51E+01	2.77E+01
5.54E+06	9.93E+00	1.06E+01	1.16E+01	1.70E+01	2.47E+01	2.74E+01
5.92E+06	9.86E+00	1.05E+01	1.15E+01	1.67E+01	2.45E+01	2.72E+01
6.32E+06	9.81E+00	1.04E+01	1.14E+01	1.65E+01	2.42E+01	2.69E+01
6.75E+06	9.74E+00	1.04E+01	1.12E+01	1.62E+01	2.40E+01	2.67E+01
7.20E+06	9.69E+00	1.03E+01	1.11E+01	1.60E+01	2.37E+01	2.65E+01
7.69E+06	9.65E+00	1.02E+01	1.10E+01	1.57E+01	2.35E+01	2.63E+01
8.21E+06	9.60E+00	1.02E+01	1.09E+01	1.55E+01	2.32E+01	2.61E+01
8.77E+06	9.56E+00	1.01E+01	1.08E+01	1.52E+01	2.30E+01	2.59E+01
9.36E+06	9.52E+00	1.01E+01	1.07E+01	1.50E+01	2.27E+01	2.57E+01
1.00E+07	9.48E+00	1.01E+01	1.06E+01	1.47E+01	2.24E+01	2.55E+01

Por último, las dos tablas siguientes corresponden a los resultados obtenidos para la parte imaginaria de la permitividad eléctrica y para el factor de disipación, en ambos casos obtenidos para la muestra C-002.

**Tabla II.11.** Análisis de la parte imaginaria de permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ ) frente a variaciones de conductividad para la muestra C-002

Frecuencia (Hz)	Parte imaginaria de la permitividad eléctrica relativa ( $\epsilon_r''$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	3.60E+00	7.75E+00	5.80E+00	6.16E+00	5.16E+00	3.68E+00
1.07E+06	3.43E+00	7.55E+00	5.84E+00	6.26E+00	5.22E+00	3.61E+00
1.15E+06	3.27E+00	7.33E+00	5.88E+00	6.36E+00	5.28E+00	3.55E+00
1.23E+06	3.11E+00	7.11E+00	5.92E+00	6.46E+00	5.34E+00	3.49E+00
1.31E+06	2.97E+00	6.88E+00	5.95E+00	6.56E+00	5.40E+00	3.44E+00
1.40E+06	2.82E+00	6.64E+00	5.95E+00	6.65E+00	5.47E+00	3.40E+00
1.49E+06	2.70E+00	6.39E+00	5.98E+00	6.76E+00	5.53E+00	3.34E+00
1.59E+06	2.56E+00	6.14E+00	5.98E+00	6.86E+00	5.58E+00	3.31E+00
1.70E+06	2.44E+00	5.91E+00	5.99E+00	6.95E+00	5.68E+00	3.27E+00
1.82E+06	2.32E+00	5.68E+00	5.97E+00	7.06E+00	5.73E+00	3.24E+00
1.94E+06	2.20E+00	5.44E+00	5.96E+00	7.17E+00	5.79E+00	3.22E+00
2.07E+06	2.10E+00	5.18E+00	5.89E+00	7.25E+00	5.88E+00	3.22E+00
2.21E+06	2.00E+00	4.95E+00	5.84E+00	7.36E+00	5.94E+00	3.20E+00
2.36E+06	1.90E+00	4.72E+00	5.78E+00	7.41E+00	5.99E+00	3.20E+00
2.52E+06	1.81E+00	4.49E+00	5.71E+00	7.51E+00	6.08E+00	3.19E+00
2.69E+06	1.73E+00	4.28E+00	5.64E+00	7.60E+00	6.17E+00	3.18E+00
2.87E+06	1.65E+00	4.07E+00	5.53E+00	7.70E+00	6.25E+00	3.18E+00
3.07E+06	1.57E+00	3.87E+00	5.41E+00	7.79E+00	6.33E+00	3.19E+00
3.28E+06	1.49E+00	3.68E+00	5.30E+00	7.87E+00	6.39E+00	3.19E+00
3.50E+06	1.42E+00	3.48E+00	5.19E+00	7.96E+00	6.49E+00	3.20E+00
3.74E+06	1.35E+00	3.30E+00	5.05E+00	8.04E+00	6.56E+00	3.21E+00
3.99E+06	1.29E+00	3.13E+00	4.91E+00	8.08E+00	6.65E+00	3.23E+00
4.26E+06	1.23E+00	2.96E+00	4.76E+00	8.13E+00	6.74E+00	3.24E+00
4.55E+06	1.17E+00	2.80E+00	4.60E+00	8.19E+00	6.80E+00	3.26E+00
4.86E+06	1.11E+00	2.65E+00	4.43E+00	8.19E+00	6.87E+00	3.30E+00
5.19E+06	9.31E-01	2.35E+00	4.09E+00	7.91E+00	6.58E+00	2.98E+00
5.54E+06	8.69E-01	2.20E+00	3.91E+00	7.89E+00	6.64E+00	2.99E+00
5.92E+06	8.08E-01	2.06E+00	3.73E+00	7.85E+00	6.68E+00	2.98E+00
6.32E+06	7.46E-01	1.92E+00	3.56E+00	7.80E+00	6.73E+00	2.99E+00
6.75E+06	6.89E-01	1.79E+00	3.38E+00	7.73E+00	6.77E+00	2.99E+00
7.20E+06	6.34E-01	1.67E+00	3.20E+00	7.64E+00	6.80E+00	2.99E+00
7.69E+06	5.78E-01	1.54E+00	3.02E+00	7.54E+00	6.84E+00	2.99E+00
8.21E+06	5.21E-01	1.42E+00	2.85E+00	7.42E+00	6.88E+00	3.00E+00
8.77E+06	4.64E-01	1.31E+00	2.68E+00	7.29E+00	6.92E+00	2.99E+00
9.36E+06	4.09E-01	1.20E+00	2.51E+00	7.14E+00	6.94E+00	2.99E+00
1.00E+07	3.60E+00	7.75E+00	5.80E+00	6.16E+00	5.16E+00	3.68E+00

**Tabla II.12.** Análisis del factor de disipación ( $\epsilon_r''/\epsilon_r'$ ) frente a variaciones de conductividad para la muestra C-002

Frecuencia (Hz)	Factor de disipación ( $\epsilon_r''/\epsilon_r'$ )					
	2.72 $\mu\text{S/cm}$	71 $\mu\text{S/cm}$	335 $\mu\text{S/cm}$	1564 $\mu\text{S/cm}$	8680 $\mu\text{S/cm}$	43000 $\mu\text{S/cm}$
1.01E+06	2.43E-01	3.78E-01	2.64E-01	2.00E-01	1.36E-01	1.04E-01
1.07E+06	2.35E-01	3.76E-01	2.69E-01	2.05E-01	1.38E-01	1.03E-01
1.15E+06	2.26E-01	3.73E-01	2.74E-01	2.10E-01	1.40E-01	1.01E-01
1.23E+06	2.18E-01	3.69E-01	2.79E-01	2.15E-01	1.42E-01	9.98E-02
1.31E+06	2.10E-01	3.65E-01	2.84E-01	2.19E-01	1.45E-01	9.87E-02
1.40E+06	2.02E-01	3.59E-01	2.88E-01	2.25E-01	1.47E-01	9.78E-02
1.49E+06	1.94E-01	3.54E-01	2.93E-01	2.30E-01	1.50E-01	9.64E-02
1.59E+06	1.86E-01	3.47E-01	2.97E-01	2.35E-01	1.52E-01	9.60E-02
1.70E+06	1.79E-01	3.40E-01	3.01E-01	2.40E-01	1.55E-01	9.53E-02
1.82E+06	1.72E-01	3.33E-01	3.04E-01	2.45E-01	1.58E-01	9.47E-02
1.94E+06	1.65E-01	3.25E-01	3.08E-01	2.51E-01	1.60E-01	9.41E-02
2.07E+06	1.58E-01	3.16E-01	3.10E-01	2.57E-01	1.64E-01	9.45E-02
2.21E+06	1.51E-01	3.07E-01	3.12E-01	2.64E-01	1.67E-01	9.41E-02
2.36E+06	1.44E-01	2.98E-01	3.14E-01	2.69E-01	1.70E-01	9.43E-02
2.52E+06	1.38E-01	2.89E-01	3.15E-01	2.75E-01	1.73E-01	9.45E-02
2.69E+06	1.33E-01	2.79E-01	3.16E-01	2.81E-01	1.77E-01	9.44E-02
2.87E+06	1.27E-01	2.70E-01	3.16E-01	2.87E-01	1.80E-01	9.48E-02
3.07E+06	1.21E-01	2.60E-01	3.15E-01	2.94E-01	1.84E-01	9.54E-02
3.28E+06	1.16E-01	2.50E-01	3.14E-01	3.00E-01	1.87E-01	9.58E-02
3.50E+06	1.11E-01	2.40E-01	3.12E-01	3.07E-01	1.91E-01	9.61E-02
3.74E+06	1.06E-01	2.30E-01	3.09E-01	3.13E-01	1.94E-01	9.68E-02
3.99E+06	1.01E-01	2.21E-01	3.05E-01	3.20E-01	1.98E-01	9.78E-02
4.26E+06	9.68E-02	2.11E-01	3.01E-01	3.25E-01	2.02E-01	9.85E-02
4.55E+06	9.25E-02	2.02E-01	2.96E-01	3.32E-01	2.06E-01	9.95E-02
4.86E+06	8.84E-02	1.93E-01	2.91E-01	3.37E-01	2.10E-01	1.01E-01
5.19E+06	7.41E-02	1.73E-01	2.74E-01	3.31E-01	2.03E-01	9.15E-02
5.54E+06	6.94E-02	1.63E-01	2.66E-01	3.36E-01	2.06E-01	9.21E-02
5.92E+06	6.48E-02	1.54E-01	2.58E-01	3.40E-01	2.09E-01	9.22E-02
6.32E+06	5.99E-02	1.45E-01	2.50E-01	3.43E-01	2.12E-01	9.28E-02
6.75E+06	5.54E-02	1.36E-01	2.41E-01	3.46E-01	2.15E-01	9.31E-02
7.20E+06	5.10E-02	1.27E-01	2.32E-01	3.48E-01	2.18E-01	9.35E-02
7.69E+06	4.66E-02	1.18E-01	2.22E-01	3.50E-01	2.22E-01	9.40E-02
8.21E+06	4.21E-02	1.10E-01	2.12E-01	3.51E-01	2.25E-01	9.45E-02
8.77E+06	3.76E-02	1.01E-01	2.02E-01	3.51E-01	2.28E-01	9.47E-02
9.36E+06	3.32E-02	9.30E-02	1.92E-01	3.50E-01	2.31E-01	9.49E-02
1.00E+07	2.43E-01	3.78E-01	2.64E-01	2.00E-01	1.36E-01	1.04E-01

## *Anexo III. Contribuciones Científicas*

En este anexo se presentan las publicaciones científicas y las contribuciones a congresos surgidas del trabajo de esta tesis.

Publicaciones científicas:

- Arévalo-Lomas, L.; Biosca, B.; **Paredes-Palacios, D.**; Díaz-Curiel, J. Processing Radargrams to Obtain Resistivity Sections. *Remote Sensing*, **2022**, *14*(11), 2639.  
<https://doi.org/10.3390/rs14112639>  
 Indicios de calidad: 2022 – JCR – Q1 – T1 (31/201 Geosciences, Multidisciplinary) 5.0  
 2022 – SJR – Q1 – T1 (37/322 Earth and Planetary Sciences) 1.136
- **Paredes-Palacios, D.**; Mota-Toledo, F.; Biosca, B.; Arévalo-Lomas, L.; Díaz-Curiel, J. Optimization of Dominant Frequency and Bandwidth Analysis in Multi-Frequency 3D GPR Signals to Identify Contaminated Areas. *Sensors*, **2022**, *22*(24), 9851.  
<https://doi.org/10.3390/s22249851>  
 Indicios de calidad: 2022 – JCR – Q2 – T1 (19/63 Instruments & Instrumentation) 3.9  
 2022 – SJR – Q1 – T1 (29/141 Instrumentation) 0.764
- Díaz-Curiel, J.; Biosca, B.; Arévalo-Lomas, L.; **Paredes-Palacios, D.**; Miguel, M. J. New Empirical Laws in Geosciences: A Successful Proposal. *Applied Sciences*, **2023**, *13*(18), 10321.  
<https://doi.org/10.3390/app131810321>  
 Indicios de calidad: 2023 – JCR – Q1 – T1 (44/179 Engineering, Multidisciplinary) 2.5  
 2023 – SJR – Q1 – T1 (62/307 General Engineering) 0.508
- Díaz-Curiel, J.; Biosca, B.; Arévalo-Lomas, L.; **Paredes-Palacios, D.**; Miguel, M. J. On the Influence of Grain Size Compared with Other Internal Factors Affecting the Permeability of Granular Porous Media: Redefining the Permeability Units. *Lithosphere*, **2024**, *2024*(1), lithosphere\_2023\_231.  
[https://doi.org/10.2113/2024/lithosphere\\_2023\\_231](https://doi.org/10.2113/2024/lithosphere_2023_231)  
 Indicios de calidad: 2023 – JCR – Q1 – T1 (51/101 Geochemistry & Geophysics) 1.8  
 2022 – SJR – Q2 – T21 (113/305 Geology) 0.49

Contribuciones a congresos:

- **Paredes-Palacios, D.**; Sandoval, S; Mínguez, R. Caracterización de la calidad del balasto en vías de ferrocarril mediante georradar tridimensional multifrecuencia. 9ª Asamblea Hispano-Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Universidad Complutense de Madrid. 28-30 junio 2016. Presentación Oral.
- **Paredes-Palacios, D.**; Mota-Toledo, F.; Biosca, B.; Arévalo-Lomas, L.; Díaz-Curiel, J. Optimización del análisis del ancho de banda y de la frecuencia dominante en señales de georradar 3D multifrecuencia para la detección de zonas contaminadas. 10ª Asamblea Hispano-Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Toledo. 28 noviembre -30 diciembre 2022. Presentación Oral.
- Biosca, B.; Arévalo-Lomas, L.; **Paredes-Palacios, D.**; Díaz-Curiel, J.; Barrio-Parra, F.; Medina, R. Izquierdo-Díaz, M.; De Miguel, E. Limitaciones para la detección de LNAPL en suelos mediante tomografía eléctrica de resistividad y de polarización inducida asociadas a la presencia de sales electrometálicas. 10ª Asamblea Hispano-Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Toledo. 28 noviembre -30 diciembre 2022. Presentación Oral.
- **Paredes-Palacios, D.**; Biosca, B.; Arévalo-Lomas, L.; Díaz-Curiel, J. Análisis de la permitividad eléctrica en medidas directas. Fourth Annual International Congress of Doctoral Students of the University Miguel Hernández de Elche. Formato online. 1-2 febrero 2024. Presentación Oral.