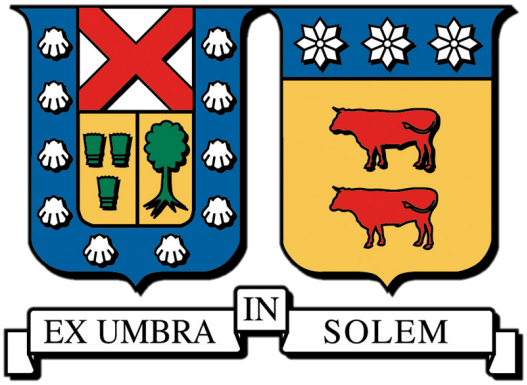
**UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA**

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA




# Metodología para la obtención de los parámetros eléctricos del suelo en función de la frecuencia.

**Vicente Rodríguez**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRICISTA

Profesor Guía: Johny Montaña

Profesor Co-referente: Alejandro Angulo

JUNIO - 2025

# CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

## 1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

**Tipo de monografía (marcar una opción):** ☒ Memoria o trabajo de título; ☐ Tesis de Postgrado;

**Título del trabajo:** Metodología para la obtención de los parámetros eléctricos del suelo en función de la frecuencia.

**Nombre del candidato(a):** Vicente Alejandro Rodríguez Canseco

**Carrera / Grado:** Ingeniería Eléctrica/Ingeniero Electricista

**Campus:** Casa Central Valparaiso **;** **Departamento**: Ingeniería Eléctrica

## 2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Johny Montaña Chaparro, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución

## 3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL

☒ El trabajo **NO contiene información que amerite confidencialidad** y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (embargo) por:

☐ 6 meses; ☐ 12 meses; ☐ 2 años; ☐ 3 años; ☐ 5 años; ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

## 4.- FIRMAS

**Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:**

**Fecha: 14-08-2025** ; **Firma:** JOHNY MONTAÑA

**Estudiante o Candidato(a):**

**Fecha:** 14-08-2025 ; **Firma:** Vicente

*Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.*

# Tabla de Contenidos


**1 Introducción** **1**

1.1 Motivación . . . . . 1
1.2 Antecedentes Generales . . . . . 2
1.3 Objetivo General . . . . . 2
1.4 Objetivos Específicos . . . . . 3
1.5 Alcance del Estudio . . . . . 3

**2 Marco Teórico** **4**

2.1 Estado del Arte . . . . . 4
2.2 Fundamentos Electromagnéticos y del Suelo . . . . . 5
2.2.1 Ecuaciones de Maxwell . . . . . 5
2.2.2 Análisis Cuasiestático de los Campos Electromagnéticos . . . . . 9
2.2.3 Principio de Superposición . . . . . 10
2.2.4 Características Eléctricas del Suelo . . . . . 12
2.2.5 Dispersión Radial de la Corriente . . . . . 14
2.3 Técnicas de Medición en Suelo . . . . . 17
2.3.1 Mediciones del Suelo en Baja Frecuencia . . . . . 17
2.3.2 Mediciones del suelo en alta frecuencia . . . . . 19
2.4 Modelos de Comportamiento del Suelo . . . . . 22
2.4.1 Modelos de Comportamiento en Alta Frecuencia . . . . . 22
2.5 Señales Eléctricas y Procesamiento Espectral . . . . . 24
2.5.1 Señales de Impulso y Generadores de Impulso . . . . . 24
2.6 Procesamiento Espectral de Señales Impulsivas . . . . . 26
2.6.1 Transformada de Fourier y Análisis de Frecuencia . . . . . 26
2.6.2 Aliasing, Nyquist y Fenómenos de Muestreo . . . . . 26
2.6.3 Leakage y Scalloping Loss . . . . . 27
2.6.4 Zero-Padding e Interpolación Espectral . . . . . 27
2.6.5 Selección del Intervalo Temporal de Análisis . . . . . 28

**3 Metodología** **29**
3.1 Descripción general del procedimiento . . . 29
3.2 Materiales utilizados en baja frecuencia . . . 30
3.2.1 Fuente de corriente: batería de 12 [V] . . . 30
3.2.2 Multímetros digitales . . . 30
3.2.3 Electrodos de cobre . . . 30
3.2.4 Telurómetro EM4058 . . . 30
3.3 Materiales utilizados en alta frecuencia . . . 30
3.3.1 Sistema de alimentación auxiliar . . . 30
3.3.2 Fuente de alta tensión DC (Keithley 247) . . . 31
3.3.3 Generador de impulsos de tensión . . . 31
3.3.4 Electrodos de cobre . . . 31
3.3.5 Sonda de alta tensión (Tektronix P6015A) . . . 31
3.3.6 Bobina de corriente (Pearson 150) . . . 31
3.3.7 Osciloscopio digital (Rigol DS4014-E) . . . 32
3.4 Metodología de Trabajo . . . 32
3.4.1 Baja Frecuencia . . . 32
3.4.2 Alta Frecuencia . . . 33

**4 Resultados** **36**
4.1 Mediciones en baja frecuencia . . . 36
4.1.1 Selección de suelos para las mediciones . . . 36
4.1.2 Suelo 1: Piscina USM, Cerro Placeres, Valparaíso . . . 37
4.1.3 Suelo 2: Sitio Eriazo, Cerro El Guindo, Valle de Colchagua . . . 37
4.1.4 Validación experimental con inyección puntual (método de la esfera) . . . 37
4.1.5 Análisis de resultados en baja frecuencia . . . 38
4.2 Mediciones en alta frecuencia . . . 41
4.2.1 Validación de la hipótesis de cuasiestacionaridad . . . 41
4.2.2 Consideraciones en el procesamiento de datos . . . 43
4.2.3 Validación Experimental en Alta Frecuencia . . . 46
4.2.4 Análisis de las configuraciones . . . 49
4.2.5 Wenner y Schlumberger . . . 51
4.2.6 Dipolos Paralelos, Horizontales, Superpuestos, Azimutales y Tipo T . . . 54

**5 Conclusiones** **58**

**6 Trabajo Futuro** **60**

**Referencias** **61**

**A Posiciones de los Electrodos en Alta Frecuencia** **65**

**B Equipamiento utilizado** **70**

# Lista de Tablas

2.1 Propiedades fundamentales de la Transformada de Fourier en tiempo discreto (DTFT) [36, 33]. . . . . 28

# Lista de Figuras


2.1 Efecto de la polarización en un volumen. . . . . 14
2.2 Disposición de los electrodos en el campo y comportamiento radial de la corriente en un suelo homogéneo [16]. . . . . 15
2.3 Método de Wenner y distribución de campos eléctricos. . . . . 18
2.4 Configuraciones empleadas en distintas metodologías de medición [2, 21]. . . . . 19
2.5 Métodos de medición en laboratorio [23, 24]. . . . . 20
2.6 Forma de onda y circuito de impulso utilizados en la ingeniería de alta tensión. . . . 25

3.1 Configuraciones experimentales de electrodos utilizadas. Elaboración propia. . . . . 33
3.2 Layout experimental en alta frecuencia utilizando electrodos tipo varilla. Elaboración propia. . . . . 34

4.1 Resistencia medida e interpolada en función del factor de forma $k$. Elaboración propia. 39
4.2 Comportamiento de la resistividad normalizada y su error relativo en función de $k$. Elaboración propia. . . . . 39
4.3 Comportamiento de las Equipotenciales e influencia en las topologías. Elaboración propia. . . . . 40
4.4 Validación de la hipótesis cuasiestática en función de la frecuencia. Elaboración propia. 42
4.5 Efecto de la frecuencia de corte en el filtrado de la señal de tensión. Elaboración propia. . . . . 44
4.6 Efecto de la resolución espectral en la estimación de parámetros. Elaboración propia. 45
4.7 Resultados experimentales iniciales obtenidos con la configuración de esfera. Elaboración propia. . . . . 46
4.8 Resultados suavizados mediante ajuste spline. Elaboración propia. . . . . 47
4.9 Impedancia obtenida utilizando el método de la esfera. Elaboración propia. . . . . 48
4.10 Comparación de resultados experimentales y modelos teóricos. Elaboración propia. . 49
4.11 Resultados en alta frecuencia. Elaboración propia. . . . . 50
4.12 Resultados de las otras configuraciones en alta frecuencia. Elaboración propia. . . . 50

4.13 Impedancia obtenida utilizando el método de Wenner. Elaboración propia. . . . . 51
4.14 Impedancia obtenida utilizando el método de Schlumberger. Elaboración propia. . . 52
4.15 Respuesta espectral de Wenner y Schlumberger comparada con los modelos teóricos. Elaboración propia. . . . . 53
4.16 Validación de la condición cuasiestática para Wenner y Schlumberger. Elaboración propia. . . . . 53
4.17 Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Tipo T. Elaboración propia. . 55
4.18 Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Superpuestos. Elaboración propia. . . . . 55
4.19 Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Azimutales. Elaboración propia. 56
4.20 Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Horizontales. Elaboración propia. . . . . 56
4.21 Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Paralelos. Elaboración propia. 57

A.1 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Wenner. . . . . 65
A.2 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Schlumberger. . . . . 66
A.3 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Superpuestos. . . . . 66
A.4 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Horizontales. . . . . 67
A.5 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Paralelos. . . . . 67
A.6 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Azimutales. . . . . 68
A.7 Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Tipo T. . . . . 69

B.1 Sistema de alimentación auxiliar. . . . . 70
B.2 Sistema de generación de impulsos. . . . . 71
B.3 Osciloscopio Rigol DS4014-E conectado durante las mediciones. . . . . 71
B.4 Sistema de medición de tensión y corriente. . . . . 71
B.5 Electrodos utilizados en las mediciones. . . . . 72

# Capítulo 1

# Introducción

## 1.1 Motivación

La ingeniería eléctrica depende en gran medida del diseño adecuado de los sistemas de puesta a tierra para garantizar la seguridad y eficiencia de los sistemas eléctricos. Un sistema de puesta a tierra bien diseñado proporciona un camino seguro para que la corriente de falla fluya hacia la tierra, protegiendo tanto a las personas como a los equipos eléctricos. La ausencia de un sistema de puesta a tierra adecuado puede resultar en descargas eléctricas peligrosas, daños en los equipos y fallos en el suministro eléctrico. Sin un diseño adecuado, las corrientes de falla no se disipan eficazmente, aumentando el riesgo de descargas eléctricas, daños en los equipos, interrupciones del servicio eléctrico e incluso incendios y accidentes fatales. Además, la presencia de impedancias de puesta a tierra elevadas puede causar diferencias de potencial que afecten la precisión y el funcionamiento de los dispositivos de protección, como disyuntores y fusibles.

Tradicionalmente, los diseños de sistemas de puesta a tierra se han basado en mediciones realizadas a bajas frecuencias, considerándolas seguras para la mayoría de las aplicaciones. Sin embargo, durante los últimos años, las investigaciones han demostrado que, en altas frecuencias, las características eléctricas del suelo, como la resistividad y la permitividad, pueden cambiar considerablemente con la frecuencia, afectando la efectividad del sistema de puesta a tierra, especialmente ante impactos de rayos. La falta de una adecuada medición en alta frecuencia puede resultar en sistemas de puesta a tierra menos efectivos, incrementando el riesgo de fallos y daños en los sistemas eléctricos.

Para abordar estos desafíos, es fundamental desarrollar métodos que permitan realizar mediciones precisas de las propiedades eléctricas del suelo en función de la frecuencia, directamente en el terreno. La mayoría de los estudios realizados que exploran la dependencia de la frecuencia de los parámetros del suelo, se han hecho en condiciones de laboratorio con muestras pequeñas, o en condiciones muy controladas, lo que no siempre refleja con precisión las condiciones reales del suelo.

Aunque los modelos analíticos desarrollados en estos estudios pueden predecir el comportamiento del suelo a diferentes frecuencias, los resultados pueden diferir al realizar mediciones en condiciones naturales.

Por lo tanto, la medición de las propiedades eléctricas del suelo en alta frecuencia presenta varios desafíos. Los métodos tradicionales que utilizan electrodos hemisféricos pueden introducir errores debido a la resistencia de contacto entre el electrodo y el suelo. Además, estos métodos requieren grandes espacios de trabajo, lo que no siempre es práctico. Para superar estas limitaciones, se propone el uso de configuraciones de electrodos de tipo varilla. En estas configuraciones, la diferencia de potencial se mide utilizando electrodos eléctricamente separados de los electrodos de corriente, proporcionando mediciones más precisas y que utilizan espacios de trabajo más pequeños.

## 1.2 Antecedentes Generales

La caracterización de la resistividad y la permitividad del suelo es un aspecto fundamental en el diseño de sistemas de puesta a tierra [1]. Aunque las mediciones a baja frecuencia han sido tradicionalmente suficientes, estudios recientes han evidenciado que estos parámetros dependen de la frecuencia [2, 3, 4], afectando el desempeño ante eventos transitorios.

Modelos basados exclusivamente en información en frecuencia pueden subestimar o sobrestimar la respuesta real del sistema frente a impulsos eléctricos. Investigaciones como las de Visacro y Alipio han destacado la necesidad de incluir la variación de frecuencia de los parámetros del suelo para mejorar la precisión de las simulaciones [2, 3].

Los métodos convencionales, como el uso de electrodos hemisféricos [2], presentan limitaciones en frecuencias altas por su susceptibilidad a errores de contacto y requerimientos espaciales. En respuesta, se han desarrollado configuraciones más compactas y precisas, como los arreglos con electrodos tipo varilla [4].

Incorporar modelos dependientes de la frecuencia en el diseño de sistemas eléctricos mejora su fiabilidad frente a perturbaciones de alta frecuencia, como rayos o fallas transitorias [1].

## 1.3 Objetivo General

- Calcular la resistividad y la permitividad del suelo en función de la frecuencia, utilizando formas funcionales de la literatura y métodos de estimación de parámetros basados en mediciones experimentales.

## 1.4 Objetivos Específicos

- Establecer un conjunto de configuraciones de electrodos para medir los parámetros eléctricos del suelo en función de la frecuencia, utilizando profundidades y distancias de separación menores a 5 metros.
- Realizar mediciones en un terreno seleccionado para obtener los parámetros eléctricos del mismo, utilizando señales tipo impulso y sinusoidales.
- Calcular los parámetros eléctricos del suelo a partir de las mediciones en terreno utilizando métodos de estimación, para obtener la configuración más adecuada de electrodos.
- Comparar los resultados de la estimación de parámetros con los datos obtenidos en modelos analíticos existentes, y validar los resultados realizando mediciones en otros suelos con la configuración elegida.

## 1.5 Alcance del Estudio

Este trabajo tiene por objetivo caracterizar la resistividad $\rho(f)$ y la permitividad relativa $\varepsilon_r(f)$ del suelo en función de la frecuencia, mediante mediciones en terreno con señales de impulso y análisis espectral basado en la transformada de Fourier. Se propone una metodología experimental simple, utilizando configuraciones de electrodos tipo varilla y esfera, que permita obtener estos parámetros directamente y compararlos con modelos teóricos y empíricos existentes.

El análisis se desarrolla bajo el régimen electrocuasiestático, considerando dimensiones pequeñas respecto a la longitud de onda y despreciando efectos de propagación y acoplamiento inductivo. El rango de estudio se extiende hasta 1 [MHz], limitado por el ancho de banda del equipamiento y del análisis electrocuasiestático realizado. No se consideran efectos térmicos, variaciones de humedad o temperatura, anisotropías dieléctricas, ni estratificación del terreno, que se asume homogéneo y sin multicapas.

Las mediciones se realizaron en dos sitios para baja frecuencia y en un único terreno para alta frecuencia, debido a restricciones logísticas y de equipamiento. Además, no se incluyen excitaciones sinusoidales, dado que no se disponía de un generador de señales para realizar las mediciones en terreno.El estudio no contempla simulaciones tridimensionales ni análisis de suelos con propiedades magnéticas variables. Se asume permeabilidad constante y equivalente a la del vacío. De este modo, el alcance del trabajo queda acotado a condiciones experimentales controladas, que permiten validar la metodología propuesta dentro de un marco frecuencial representativo.

# Capítulo 2

# Marco Teórico

## 2.1 Estado del Arte

El estudio de las propiedades eléctricas del suelo en alta frecuencia ha sido objeto de investigación desde el siglo XX, a través de ensayos tanto en laboratorio como en terreno. En la década de 1930, Smith-Rose [5] realizó uno de los primeros trabajos sistemáticos, midiendo la conductividad y la permitividad relativa de muestras de suelo con diferentes contenidos de humedad, en un rango de 1 [kHz] a 10 [MHz]. Posteriormente, en los años 60, Scott [6] desarrolló experimentos controlados en laboratorio, observando la variación de las propiedades dieléctricas del suelo en función de la frecuencia, lo que constituyó un hito inicial en el desarrollo de modelos eléctricos aplicables a sistemas de puesta a tierra.

Continuando esta línea, Smith y Longmire [7] propusieron métodos de extrapolación de datos obtenidos a bajas frecuencias hacia rangos más altos, estableciendo las bases de modelos predictivos, aunque inicialmente limitados a condiciones de laboratorio.

En las décadas siguientes, diversos autores ampliaron el conocimiento experimental: Amant estudió la constante dieléctrica y la resistividad de rocas considerando efectos de temperatura y frecuencia; Eberle et al. [8] trabajaron en el rango de 100 [Hz] a 100 [MHz], introduciendo métodos gráficos de interpolación; mientras que Hipp [9] investigó la influencia de la densidad y el contenido de humedad en las propiedades dieléctricas de materiales, en frecuencias de 30 [MHz] a 4 [GHz].

Un avance significativo se produjo en los años 80, cuando Portela [10] desarrolló una metodología *in situ* basada en configuraciones de electrodos, permitiendo obtener datos directamente en terreno, superando las limitaciones propias de los ensayos de laboratorio.

Durante el siglo XXI, se han incorporado nuevas tecnologías como la caja de Miller y otros

dispositivos de medición avanzada. En 2012, Visacro y Alipio [2] propusieron una técnica innovadora basada en la aplicación de señales de impulso y configuraciones específicas de electrodos, facilitando la medición de propiedades dieléctricas y conductivas del suelo en alta frecuencia de forma práctica y precisa.

Más recientemente, CIGRÉ ha consolidado estos desarrollos mediante modelos empíricos que permiten estimar el comportamiento de los parámetros eléctricos del suelo en alta frecuencia a partir de mediciones en baja frecuencia [11]. Esta aproximación ha simplificado los procedimientos de caracterización, permitiendo obtener las propiedades dieléctricas y conductivas del suelo a partir de un conjunto reducido de parámetros medidos.

## 2.2 Fundamentos Electromagnéticos y del Suelo

### 2.2.1 Ecuaciones de Maxwell

La caracterización de las propiedades eléctricas del suelo en función de la frecuencia se fundamenta en el análisis de campos electromagnéticos, descritos por las ecuaciones de Maxwell, las cuales son la base del electromagnetismo clásico [12]. Estas ecuaciones relacionan los campos eléctricos y magnéticos con sus fuentes, describiendo su evolución espacio-temporal e interacción con los materiales.

En el caso del suelo, coexisten propiedades dieléctricas y conductoras. Las primeras reflejan la capacidad del medio de almacenar energía eléctrica a través de mecanismos de polarización, caracterizados por la permitividad eléctrica $\varepsilon$ [13]. Por su parte, las propiedades conductoras corresponden al movimiento de cargas libres, dando lugar al flujo de corriente de conducción, cuantificado por la conductividad eléctrica $\sigma$.

Este comportamiento dual implica que, al analizar el suelo como medio electromagnético, debe considerarse tanto la corriente de conducción como la corriente de desplazamiento. Su suma constituye la densidad de corriente total que alimenta el campo magnético, conforme a la ley de Ampère-Maxwell. La adecuada incorporación de ambas contribuciones es esencial en el análisis dependiente de frecuencia, donde su comportamiento varía según el rango espectral considerado.

En consecuencia, el estudio electromagnético del suelo requiere el estudio de las ecuaciones de Maxwell, junto con las relaciones constitutivas del medio, que vinculan sus propiedades macroscópicas con los campos aplicados [12, 13].

**Forma diferencial en el dominio temporal**

El comportamiento de los campos electromagnéticos en función del tiempo está regido por las ecuaciones de Maxwell, formuladas en su forma diferencial [12, 13]. Estas ecuaciones describen las interacciones entre los campos eléctricos y magnéticos, sus fuentes, y la respuesta de los medios materiales, permitiendo unificar el análisis de fenómenos eléctricos, magnéticos y de propagación de ondas.

En el dominio temporal, las ecuaciones de Maxwell se expresan como:

$$\nabla \cdot \vec{D}(t) = \rho(t) \quad \text{(Ley de Gauss para el campo eléctrico)} \tag{2.1}$$

$$\nabla \cdot \vec{B}(t) = 0 \quad \text{(Ley de Gauss para el campo magnético)} \tag{2.2}$$

$$\nabla \times \vec{E}(t) = -\frac{\partial \vec{B}(t)}{\partial t} \quad \text{(Ley de Faraday)} \tag{2.3}$$

$$\nabla \times \vec{H}(t) = \vec{J}_c(t) + \frac{\partial \vec{D}(t)}{\partial t} \quad \text{(Ley de Ampère-Maxwell)} \tag{2.4}$$

Las variables involucradas corresponden a:

- $\vec{E}(t)$: Campo eléctrico [V/m].
- $\vec{D}(t)$: Desplazamiento eléctrico [C/m$^2$].
- $\vec{B}(t)$: Inducción magnética o densidad de flujo magnético [T].
- $\vec{H}(t)$: Campo magnético [A/m].
- $\rho(t)$: Densidad de carga libre [C/m$^3$].
- $\vec{J}_c(t)$: Densidad de corriente de conducción [A/m$^2$].

Para medios lineales, isotrópicos y homogéneos, se introducen las relaciones constitutivas:

$$\vec{D}(t) = \varepsilon \vec{E}(t), \quad \vec{B}(t) = \mu \vec{H}(t), \quad \vec{J}_c(t) = \sigma \vec{E}(t), \tag{2.5}$$

donde $\varepsilon$ es la permitividad eléctrica [F/m], $\mu$ la permeabilidad magnética [H/m], y $\sigma$ la conductividad eléctrica [S/m].

En esta misma línea, la densidad de corriente total se describe como la suma de dos contribuciones:

- Corriente de conducción: $\vec{J}_c = \sigma \vec{E}$.
- Corriente de desplazamiento: $\partial \vec{D}/\partial t$.

De esta manera, $J_T(t)$:

$$\vec{J}_{\mathrm{T}}(t) = \vec{J}_c(t) + \frac{\partial \vec{D}(t)}{\partial t}. \tag{2.6}$$

Este término es fundamental para describir medios como el suelo, donde coexisten fenómenos de conducción y de polarización dieléctrica. La importancia de cada componente depende de la frecuencia, a bajas frecuencias predomina la conducción, mientras que a frecuencias crecientes los efectos dieléctricos se tornan más relevantes debido a los diferentes mecanismos de polarización que actúan sobre diversas escalas temporales [13].

**Forma diferencial en el dominio fasorial (dominio de la frecuencia)**

Cuando los campos electromagnéticos varían armónicamente en el tiempo, es posible describir el sistema en el dominio de la frecuencia mediante la transformación fasorial. En esta representación, todas las magnitudes temporales poseen una dependencia del tipo $e^{j\omega t}$, lo que permite reemplazar las derivadas temporales por factores algebraicos $j\omega$. Este procedimiento simplifica el análisis de problemas en régimen permanente sinusoidal, particularmente en medios lineales, isotrópicos y homogéneos [12, 13].

Aplicando esta transformación a las ecuaciones de Maxwell, se obtienen sus expresiones diferenciales fasoriales:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{(Ley de Gauss para el campo eléctrico)} \tag{2.7}$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{(Ley de Gauss para el campo magnético)} \tag{2.8}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} \quad \text{(Ley de Faraday)} \tag{2.9}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_c + j\omega \vec{D} \quad \text{(Ley de Ampère-Maxwell)} \tag{2.10}$$

Las relaciones constitutivas se mantienen:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H}, \quad \vec{J}_c = \sigma \vec{E}, \tag{2.11}$$

donde $\varepsilon$, $\mu$ y $\sigma$ corresponden a la permitividad eléctrica, permeabilidad magnética y conductividad

eléctrica del material, respectivamente.

Sustituyendo estas relaciones en la ley de Ampère-Maxwell se obtiene la expresión compacta para la densidad de corriente total:

$$\vec{J}_{\mathrm{T}} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\,\vec{E}. \tag{2.12}$$

Esta expresión muestra que el medio responde mediante:

- $\sigma\vec{E}$: componente resistiva (conducción de cargas libres).
- $j\omega\varepsilon\vec{E}$: componente reactiva (polarización dieléctrica).

En la caracterización de suelos, este modelo permite interpretar la respuesta del terreno como una impedancia compleja dependiente de la frecuencia. Las propiedades dieléctricas del suelo varían con el espectro frecuencial debido a los diversos mecanismos de polarización, generando fenómenos de dispersión y pérdidas dieléctricas [13].

**Condiciones de Frontera**

En la presencia de interfaces entre medios con diferentes propiedades materiales (por ejemplo, entre capas de suelo de distinta composición o en la vecindad de un electrodo enterrado), los campos electromagnéticos deben satisfacer las condiciones de frontera derivadas de las ecuaciones de Maxwell [12]:

$$\hat{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_s \quad \text{(Discontinuidad normal de } \vec{D} \text{ por carga superficial)} \tag{2.13}$$

$$\hat{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \quad \text{(Continuidad tangencial del campo eléctrico)} \tag{2.14}$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad \text{(Continuidad normal del flujo magnético)} \tag{2.15}$$

$$\hat{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_s \quad \text{(Discontinuidad tangencial por corriente superficial)} \tag{2.16}$$

Estas condiciones aseguran la correcta continuidad de los campos ante discontinuidades materiales, y resultan fundamentales al modelar configuraciones de medición en terreno, donde la distribución espacial de los campos eléctricos y corrientes depende directamente de las propiedades locales de cada región.

### 2.2.2 Análisis Cuasiestático de los Campos Electromagnéticos

En su forma general, las ecuaciones de Maxwell describen la evolución de los campos eléctricos y magnéticos en el espacio y el tiempo, permitiendo mostrar los fenómenos de propagación de ondas electromagnéticas como lo de interacción material [12]. El acoplamiento entre $\vec{E}$ y $\vec{H}$ ocurre a través de la inducción electromagnética (ley de Faraday) y de la corriente de desplazamiento (ley de Ampère-Maxwell), mecanismos responsables de la propagación de ondas en el espacio libre.

Sin embargo, las escalas de longitud y frecuencia de trabajo permiten adoptar aproximaciones simplificadas. En particular, cuando las dimensiones características del sistema $L$ son pequeñas frente a la longitud de onda $\lambda = c/f$, y las frecuencias de operación son moderadamente bajas, los efectos ondulatorios pueden despreciarse [12].

En estos casos, es posible trabajar bajo el régimen *cuasiestático*, donde los campos siguen siendo variables en el tiempo pero el acoplamiento dinámico entre $\vec{E}$ y $\vec{H}$ es muy pequeño. Según la naturaleza del problema, se distinguen dos aproximaciones [12]:

- **Electrocuasiestático (EQS)**: se conserva la ley de Gauss para el campo eléctrico, mientras se desprecia la inducción magnética en la ley de Faraday ($\partial\vec{B}/\partial t \approx 0$). El campo eléctrico es esencialmente conservativo: $\vec{E} \approx -\nabla V$.
- **Magnetocuasiestático (MQS)**: se conserva la ley de Ampère-Maxwell pero se desprecia la corriente de desplazamiento frente a la corriente de conducción. Este régimen es relevante en dispositivos inductivos.

El análisis de las propiedades eléctricas del suelo en función de la frecuencia, abarcando desde corriente continua hasta frecuencias del orden de [MHz], se encuentra típicamente dentro del régimen electrocuasiestático [13]. Dado que las longitudes de onda involucradas superan ampliamente las dimensiones de los sistemas de medición (por ejemplo, configuraciones de electrodos), esta aproximación permite estudiar el problema sin considerar fenómenos de propagación completa, enfocándose en los procesos locales de conducción, polarización y almacenamiento de energía eléctrica.

#### Condiciones para el Régimen Cuasiestático

La hipótesis cuasiestática es válida cuando las variaciones temporales de los campos son lo suficientemente lentas como para que los efectos de propagación de ondas completas puedan ser despreciados. Esta condición se establece comparando el tiempo característico $\tau_c$ de variación

de los campos con el tiempo que tarda una perturbación electromagnética en recorrer la longitud característica $L$ del sistema a la velocidad de propagación $c$ [12]:

$$\frac{L}{c} \ll \tau_c. \tag{2.17}$$

En el vacío, $c$ se define como $c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$. Al expresar esta condición en función de la frecuencia $f$, se obtienela ecuación 2.18:

$$f \ll \frac{1}{L\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{c}{L\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}, \tag{2.18}$$

donde $\varepsilon_r$ y $\mu_r$ son la permitividad y permeabilidad relativas del medio. Esta relación indica que a frecuencias bajas, o para sistemas de dimensiones pequeñas respecto a la longitud de onda, el acoplamiento dinámico entre campos eléctricos y magnéticos es mínimo, lo que permite simplificar las ecuaciones de Maxwell.

**Implicancias del Régimen Electrocuasiestático (EQS)**

En el régimen EQS, las ecuaciones de Maxwell se simplifican para describir el comportamiento eléctrico del suelo, donde coexisten fenómenos de conducción y polarización dieléctrica dependientes de la frecuencia. Las expresiones relevantes bajo esta aproximación son:

$$\vec{E} = -\nabla V, \qquad \vec{D} = \varepsilon(\omega)\vec{E}, \qquad \vec{J} = \sigma\vec{E}, \qquad \nabla \cdot \vec{D} = \rho. \tag{2.19}$$

Aunque el análisis se realiza en régimen cuasiestático, es posible incorporar la dependencia en frecuencia de las propiedades dieléctricas mediante la introducción de una permitividad compleja $\varepsilon(\omega)$, manteniéndose la proporcionalidad lineal entre $\vec{D}$ y $\vec{E}$:

$$\vec{D}(\omega) = \varepsilon(\omega)\vec{E}(\omega). \tag{2.20}$$

### 2.2.3 Principio de Superposición

El principio de superposición establece que, en sistemas lineales e invariantes, la respuesta total ante múltiples excitaciones es igual a la suma algebraica de las respuestas individuales producidas por cada fuente actuando de manera independiente [12, 13]. Este principio constituye un fundamento

esencial del análisis electromagnético, y se mantiene válido dentro del régimen electrocuasiestático (EQS) siempre que el medio conserve su linealidad y estacionariedad.

En el régimen EQS, al despreciarse la variación temporal del campo magnético ($\partial\vec{B}/\partial t \approx 0$), las ecuaciones de Maxwell conservan su linealidad mientras las relaciones constitutivas permanezcan proporcionales al campo eléctrico:

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E}, \qquad \vec{J} = \sigma\vec{E}. \tag{2.21}$$

Bajo estas condiciones, cualquier excitación puede descomponerse en componentes elementales, resolverse de forma individual y luego sumarse para obtener la respuesta total:

$$\vec{E}_{\text{total}} = \sum_i \vec{E}_i, \qquad \vec{V}_{\text{total}} = \sum_i \vec{V}_i. \tag{2.22}$$

Este principio permite el análisis espectral mediante la transformada de Fourier, descomponiendo señales arbitrarias (incluyendo impulsos no periódicos) en una superposición continua de componentes armónicas:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{j\omega t}d\omega. \tag{2.23}$$

La respuesta del sistema puede así evaluarse de forma independiente para cada frecuencia, reconstruyendo posteriormente la señal total a partir de la superposición de todas las respuestas espectrales.

En este trabajo, las propiedades eléctricas del suelo, como la resistividad $\rho(\omega)$ y la permitividad dieléctrica $\varepsilon(\omega)$, son consideradas dependientes de la frecuencia debido a los mecanismos dispersivos presentes en el medio. A pesar de esta dependencia espectral, la linealidad se mantiene mientras exista proporcionalidad entre las densidades de corriente o desplazamiento y el campo eléctrico:

$$\vec{J}(\omega) = \frac{\vec{E}(\omega)}{\rho(\omega)}, \qquad \vec{D}(\omega) = \varepsilon(\omega)\vec{E}(\omega). \tag{2.24}$$

Aunque $\rho$ y $\varepsilon$ son funciones de la frecuencia, las relaciones constitutivas siguen siendo algebraicamente lineales respecto a $\vec{E}(\omega)$, lo que garantiza la validez del principio de superposición dentro del análisis espectral [12, 13].

### 2.2.4 Características Eléctricas del Suelo

La resistividad ($\rho$) y la permitividad ($\varepsilon$) son los parámetros fundamentales en la caracterización eléctrica del suelo, influenciando directamente el diseño de sistemas de puesta a tierra y la protección frente a descargas atmosféricas. La resistividad expresa la oposición al flujo de corriente eléctrica, mientras que la permitividad cuantifica la capacidad del medio para almacenar energía eléctrica mediante polarización frente a un campo aplicado [13]. A diferencia de la permeabilidad magnética, estos parámetros son altamente sensibles a factores como la humedad, la composición química, la temperatura y, especialmente, la frecuencia.

A bajas frecuencias, el fenómeno dominante es la conducción eléctrica, por lo que la resistividad permanece prácticamente constante y la permitividad relativa comienza a disminuir. No obstante, al aumentar la frecuencia, los mecanismos de polarización cobran mayor importancia, dando lugar a fenómenos de dispersión y pérdidas dieléctricas que provocan una disminución tanto en la resistividad como en la permitividad del medio [2].

#### Permitividad del Suelo

La permitividad ($\varepsilon$) caracteriza la capacidad del material para almacenar energía bajo la acción de un campo eléctrico, relacionándose con el desplazamiento eléctrico mediante:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}. \tag{2.25}$$

En medios homogéneos, lineales e isotrópicos, $\varepsilon$ puede considerarse escalar. No obstante, a frecuencias elevadas, la respuesta dieléctrica del material presenta dependencia espectral y se describe mediante una permitividad compleja:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega), \tag{2.26}$$

donde:

- $\varepsilon'(\omega)$: componente real, asociada al almacenamiento reversible de energía eléctrica (polarización dieléctrica).
- $\varepsilon''(\omega)$: componente imaginaria, asociada a las pérdidas dieléctricas por mecanismos disipativos (relajación dipolar, pérdidas conductivas residuales, etc.) [13].

### Resistividad del Suelo

La resistividad eléctrica del suelo ($\rho$) es una propiedad física que cuantifica la oposición del medio al paso de corriente eléctrica. Se relaciona inversamente con la conductividad eléctrica ($\sigma$), de acuerdo con la expresión:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} \tag{2.27}$$

Este parámetro es fundamental en el análisis y diseño de sistemas de puesta a tierra, ya que determina la forma en que las corrientes se distribuyen en el subsuelo y cómo se elevan los potenciales en la superficie ante eventos eléctricos transitorios. Además, influye directamente en el dimensionamiento de electrodos de tierra y en la evaluación del riesgo eléctrico en instalaciones críticas [1].

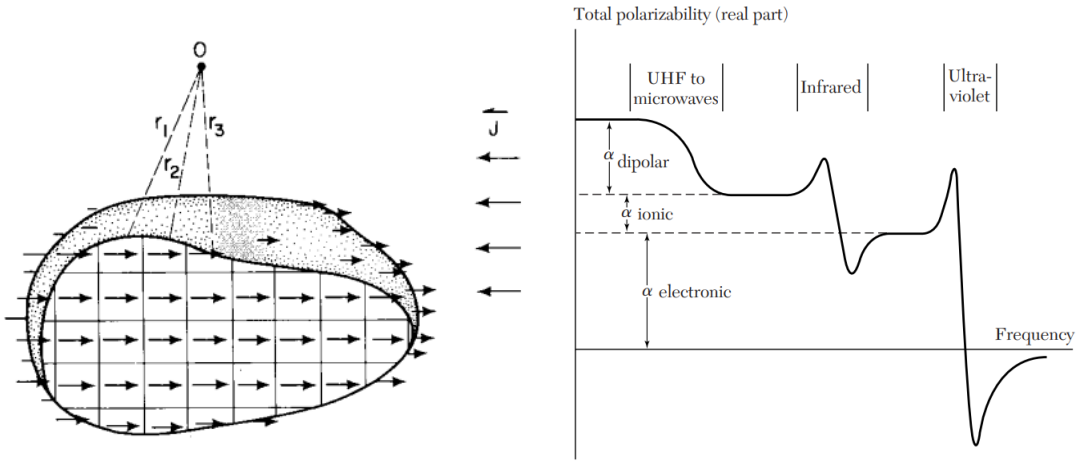
En medios homogéneos, la resistividad puede considerarse constante, sin embargo, en suelos reales, su valor puede variar con la profundidad, la humedad, la temperatura e incluso con la frecuencia de la señal aplicada, lo que requiere técnicas de caracterización espectral para su modelado preciso.

### Polarización del Material

La polarización es el fenómeno mediante el cual los dipolos eléctricos se alinean con un campo aplicado. Su comportamiento depende de la frecuencia, dando lugar a distintos mecanismos [14, 15]:

- **Polarización electrónica**: ocurre a frecuencias muy altas, por desplazamiento de electrones respecto al núcleo.
- **Polarización iónica**: involucra desplazamientos relativos de iones en la red cristalina, dominante en frecuencias intermedias.
- **Polarización dipolar**: ocurre a bajas frecuencias, cuando dipolos permanentes se orientan con el campo eléctrico.

A medida que la frecuencia aumenta, los dipolos no logran seguir las oscilaciones del campo, lo que genera una disminución de la permitividad real ($\varepsilon'$) y un incremento de las pérdidas dieléctricas ($\varepsilon''$) [14].




(a) Volumen uniformemente polarizado [15]. (b) Tipos de polarización y frecuencia [14].

Figura 2.1: Efecto de la polarización en un volumen.

### 2.2.5 Dispersión Radial de la Corriente

#### Inyección de Corriente en un Punto del Suelo

Para establecer la relación entre la respuesta eléctrica del suelo y la frecuencia, se emplea una configuración experimental basada en la inyección de corriente en un punto $A$ del suelo, modelado como un medio continuo homogéneo caracterizado por los parámetros $\sigma$ y $\varepsilon$.

Recordando la expresión compacta de la densidad de corriente total, derivada de la ley de Ampère-Maxwell en el dominio fasorial:

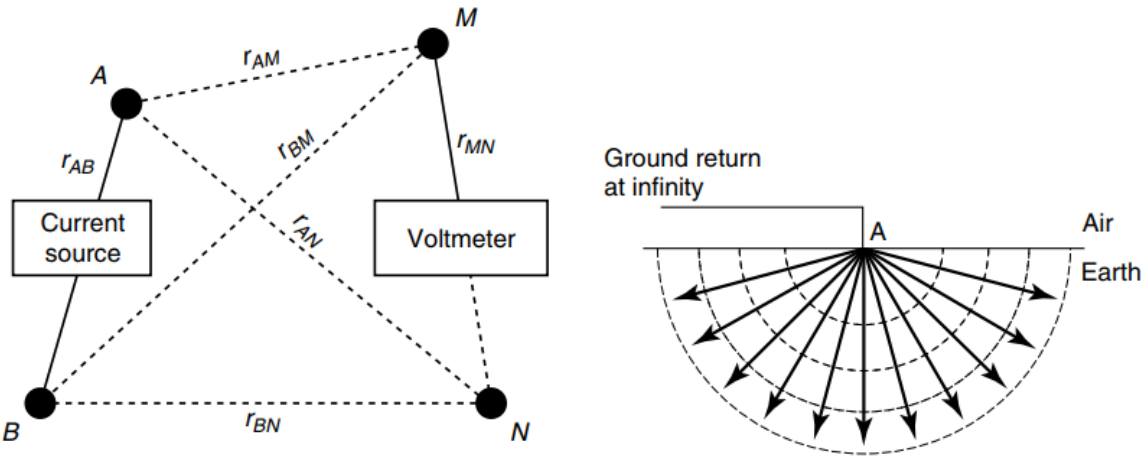
$$\vec{J}_{\text{total}} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E}. \tag{2.28}$$

Asumiendo régimen electrocuasiestático, donde el acoplamiento magnético puede despreciarse, el campo eléctrico se expresa como gradiente de potencial:

$$\vec{E} = -\nabla V. \tag{2.29}$$

Suponiendo una geometría de flujo radial en el semiespacio correspondiente al suelo (Fig. 2.2.b), la corriente total que atraviesa una superficie semiesférica de radio $r$ es:

$$I(r) = \int_S \vec{J}_{\text{total}} \cdot d\vec{A} = (\sigma + j\omega\varepsilon)E(r) \cdot 2\pi r^2, \quad \Rightarrow \quad E(r) = \frac{I}{2\pi r^2(\sigma + j\omega\varepsilon)}.$$




(a) Vista en planta de una disposición genérica de cuatro electrodos para medir resistividad del suelo

(b) Comportamiento geométrico del flujo de corriente del desde una fuente puntual en un suelo homogéneo.

Figura 2.2: Disposición de los electrodos en el campo y comportamiento radial de la corriente en un suelo homogéneo [16].

Integrando el campo eléctrico entre dos puntos $M$ y $N$ (Fig. 2.2.a), situados a distancias $r_{AM}$ y $r_{AN}$ respecto al electrodo de corriente $A$, se obtiene la diferencia de potencial:

$$V_{AM} - V_{AN} = \frac{I}{2\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)} \left( \frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{AN}} \right). \tag{2.30}$$

Si la corriente de retorno $-I$ es recogida en un electrodo ubicado en el punto $B$, este genera un potencial adicional:

$$V_{BM} - V_{BN} = -\frac{I}{2\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)} \left( \frac{1}{r_{BM}} - \frac{1}{r_{BN}} \right). \tag{2.31}$$

Aplicando el principio de superposición, la diferencia de potencial medida entre $M$ y $N$ es:

$$\Delta V_{MN} = \frac{I}{2\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)} \left[ \left( \frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{AN}} \right) - \left( \frac{1}{r_{BM}} - \frac{1}{r_{BN}} \right) \right]. \tag{2.32}$$

Se define el factor de forma geométrico como:

$$k = \frac{2\pi}{\left[ \left( \frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{AN}} \right) - \left( \frac{1}{r_{BM}} - \frac{1}{r_{BN}} \right) \right]}. \tag{2.33}$$

Este factor $k$ depende exclusivamente de la geometría de la configuración de electrodos.

Así, la impedancia del sistema puede expresarse como:

$$Z(\omega) = \frac{1}{k\left(\frac{1}{\rho} + j\omega\varepsilon\right)}. \tag{2.34}$$

Definiendo la admitancia $Y(\omega) = 1/Z(\omega)$, se obtiene:

$$Y(\omega) = G + j\omega C = k\left(\frac{1}{\rho} + j\omega\varepsilon\right) \quad \Rightarrow \quad \rho = \frac{k}{G} = \frac{k}{\Re(Y)}, \quad \varepsilon = \frac{\Im(Y)}{\omega k}. \tag{2.35}$$

Esta formulación es equivalente a la empleada en los clásicos ensayos de resistividad de corriente continua (por ejemplo, Wenner y Schlumberger), que corresponden al caso particular $\omega = 0$. En el presente trabajo, este modelo se generaliza para incorporar los efectos de frecuencia y analizar el comportamiento espectral del suelo en distintas metodologías de medición.

**Inyección de Corriente a Través de una Semiesfera**

Consideremos ahora el caso de inyección radial a través de una semiesfera de radios $r_1$ y $r_2$. Suponiendo un medio homogéneo, lineal e isotrópico caracterizado por $\sigma = 1/\rho$ y $\varepsilon$, la densidad de corriente total en el dominio fasorial es:

$$\vec{J}_{\text{total}} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E}. \tag{2.36}$$

Considerando la relación del campo eléctrico y el potencial se obtiene:

$$E(r) = \frac{I}{2\pi r^2(\sigma + j\omega\varepsilon)}, \qquad dV = -E(r)dr. \tag{2.37}$$

Integrando entre $r_1$ y $r_2$ se obtiene:

$$V = \frac{I}{2\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)}\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right) \quad \rightarrow \quad Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{2\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)}\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right) \tag{2.38}$$

Finalmente, la admitancia compleja es:

$$\frac{1}{Z} = G + j\omega C = \frac{2\pi\left(\frac{1}{\rho} + j\omega\varepsilon\right)}{\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right)}. \tag{2.39}$$

Esta expresión representa la respuesta compleja del suelo ante excitaciones dependientes de la frecuencia, incluyendo tanto los efectos resistivos como los capacitivos del medio [2].

## 2.3 Técnicas de Medición en Suelo

### 2.3.1 Mediciones del Suelo en Baja Frecuencia

#### Método de Wenner

El método de Wenner es uno de los procedimientos más utilizados para medir la resistividad del suelo. Consiste en inyectar corriente a través de dos electrodos de corriente y medir la diferencia de potencial entre dos electrodos de potencial equidistantes. La separación entre electrodos determina la profundidad de investigación efectiva [17].

En baja frecuencia, el término de desplazamiento en la ley de Ampère se desprecia, quedando su forma estática [13], $\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$. Suponiendo un flujo radial de corriente continua y la relación $\vec{J} = \vec{E}/\rho$, el campo eléctrico adopta la forma de $E(r) = \frac{\rho I}{2\pi r^2}$, y su integración da el potencial$V(r) = \frac{\rho I}{2\pi}\frac{1}{r}$.

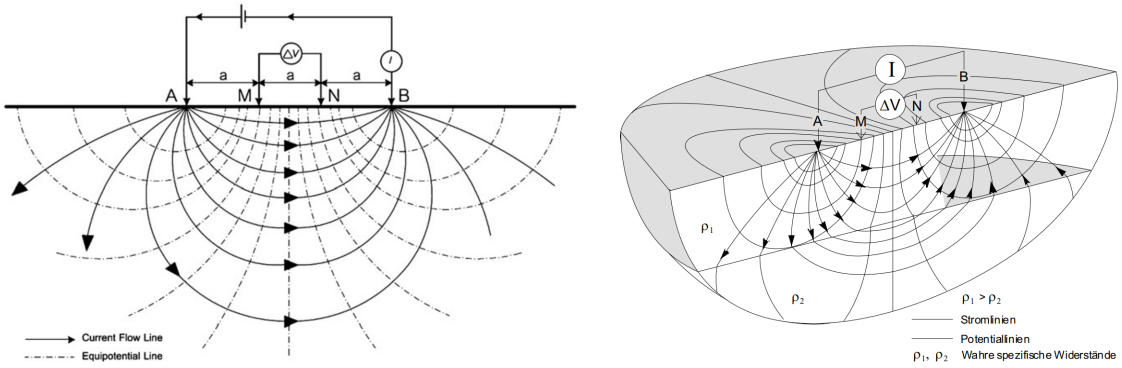
Para dos fuentes de corriente opuestas ubicadas en $A$ y $B$, los potenciales en los puntos $M$ y $N$ son:

$$V(M) = \frac{\rho}{2\pi}\left(\frac{I}{r_{AM}} - \frac{I}{r_{BM}}\right), \qquad V(N) = \frac{\rho}{2\pi}\left(\frac{I}{r_{AN}} - \frac{I}{r_{BN}}\right). \tag{2.40}$$

La resistividad se obtiene como:

$$\rho = \frac{2\pi\Delta V_{MN}}{I\left(\frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{AN}} - \frac{1}{r_{BN}} + \frac{1}{r_{BM}}\right)} \quad \rightarrow \quad \rho = 2\pi a R, . \tag{2.41}$$

En la configuración Wenner, donde los electrodos están igualmente espaciados, esta expresión se simplifica a 2.41 donde $a$ es la separación entre electrodos y $R = \Delta V/I$ la resistencia medida.




(a) Método de Wenner y distribución de campos eléctricos [18].

(b) Distribución radial del campo eléctrico [19].

Figura 2.3: Método de Wenner y distribución de campos eléctricos.

### Método de Schlumberger

En el método de Schlumberger, los electrodos de potencial permanecen fijos mientras se varía la distancia entre los electrodos de corriente. La resistividad se determina mediante:

$$\rho = \frac{\pi(L^2 - d^2)}{4d}\frac{\Delta V}{I}, \tag{2.42}$$

donde $L$ es la separación entre electrodos de corriente y $d$ la distancia entre los de potencial. Esta formulación es consistente con la expresión general (2.34) aplicada al régimen de corriente continua.

### Método de Inyección de Corriente con Electrodo Esférico

Este método utiliza una esfera metálica parcialmente enterrada como electrodo de corriente, con electrodos de varilla para la medición de potencial. La resistividad se determina mediante la expresión deducida previamente a partir de la solución semiesférica (2.39), que en baja frecuencia adopta la forma:

$$\rho = \frac{V}{I}\left(\frac{2\pi}{\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}}\right),$$

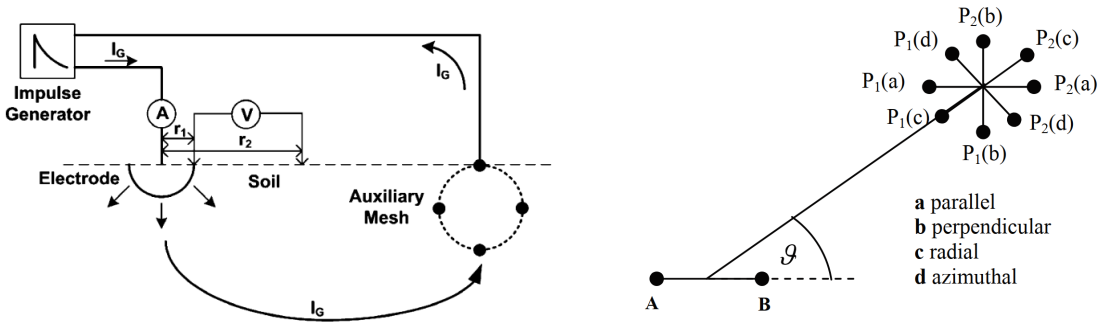
donde $r_1$ y $r_2$ son las distancias de los electrodos de potencial al electrodo de corriente.

### Métodos Dipolares

Los métodos dipolares permiten obtener perfiles de resistividad en volúmenes distintos. Su análisis se basa en la misma formulación general (2.34), pudiéndose expresar en términos del factor geométrico $k$ [20]:

$$\rho = 2\pi k R,$$

donde $R$ es la resistencia medida y $k$ depende exclusivamente de la geometría de los electrodos.




(a) Método de Esfera [2]. (b) Configuraciones dipolo-dipolo [21].

Figura 2.4: Configuraciones empleadas en distintas metodologías de medición [2, 21].

Cada método presenta ventajas y limitaciones según el tipo de suelo, el objetivo del estudio y la logística de implementación [22].

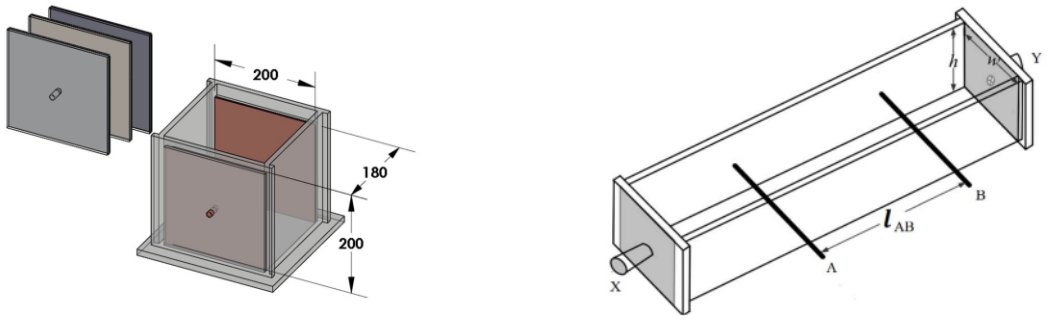
## 2.3.2 Mediciones del suelo en alta frecuencia

Diversos métodos han sido desarrollados para caracterizar las propiedades eléctricas del suelo en alta frecuencia, tanto en condiciones de laboratorio como en terreno. En [23], se presenta una compilación detallada de estas técnicas. A continuación, se resumen los enfoques experimentales más representativos aplicados en laboratorio.

### Mediciones en laboratorios

**Celdas de prueba:** Este método consiste en colocar una muestra de suelo o solución entre dos electrodos planos dispuestos en una celda, conectada a un generador de señales y un osciloscopio. Los electrodos, conectados mediante terminales de corriente y potencial, aseguran un contacto uniforme con la muestra. Se aplica una señal de corriente alterna controlada y se mide el voltaje

resultante. La impedancia se calcula como $Z = \frac{V}{I}$. Conociendo el área de los electrodos y la distancia entre ellos, se obtienen la resistividad y la permitividad mediante ecuaciones adaptadas a la geometría de la celda. Las mediciones se realizan sobre un rango de frecuencias y se corrigen por efectos como la capacitancia parásita y la inductancia de los cables.




(a) Método de celdas de prueba en laboratorio [23] (b) Método de la caja de Miller [24].

Figura 2.5: Métodos de medición en laboratorio [23, 24].

**Método de la caja de Miller:** La caja de Miller es una caja de dimensiones conocidas en la que se compacta la muestra de suelo entre dos electrodos metálicos ubicados en los extremos. Se conecta a un generador de corriente alterna y a un medidor de impedancia o voltímetro. La resistencia se calcula como $R = \frac{V}{I}$, mientras que la resistividad se determina multiplicando esta resistencia por un factor geométrico de la caja, $K = \frac{a \cdot b}{L}$, donde $a$ y $b$ son las dimensiones transversales internas de la caja, y $L$ la distancia entre los electrodos [24].

**Método del espectrómetro dieléctrico:** He et al. [25] emplearon un espectrómetro dieléctrico de banda ancha para medir la resistividad y permitividad del suelo entre 1 [Hz] y 10 [MHz]. Las muestras se colocaron entre placas paralelas, en forma de condensador, y se midieron a humedades del 0 [%], 1[%] y 10[%], y temperaturas de -15[°C] y 20[°C]. El sistema aplicó corriente alterna y registró la amplitud y fase del voltaje ($U$) y la corriente ($I$). La capacitancia total se corrigió considerando efectos parásitos. Se calcularon la permitividad relativa y la resistividad según:

$$C_p = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{d}, \quad \rho = \frac{1}{2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon_r''} \tag{2.43}$$

donde $A$ es el área de las placas, $d$ su separación, y $\varepsilon_r''$ la parte imaginaria de la permitividad relativa.

### Mediciones en Terreno

**Método de Portela:** En 1999, Portela desarrolló una metodología experimental para realizar mediciones de campo adaptadas a distintos tipos de suelo [26]. Se implementaron tres configuraciones según la naturaleza del material:

En **Rocas**, se extrajeron de núcleos cilíndricos de 0.1 [m] de diámetro y 0.8 [m] de longitud mediante perforación. En **suelos consistentes**, se cortaron bloques paralelepipédicos de $1.2\,[\text{m}] \times 0.2\,[\text{m}] \times 0.2\,[\text{m}]$, preservando estructura y contenido de humedad. En **Arenas y suelos sueltos**, se usaron tubos plásticos de 0.2 [m] de diámetro y 1.2 [m] de largo, con extremos metálicos para facilitar la inserción en el terreno.

En los extremos de las muestras se instalaron electrodos de cobre para inyección de corriente, y electrodos intermedios para medición de potencial. Se aplicó corriente alterna de frecuencia variable mediante un oscilador, registrándose amplitud y fase del voltaje. A partir de estos datos, considerando la geometría del montaje, se determinaron la resistividad $\rho$ y la permitividad $\varepsilon$ como función de la frecuencia.

**Método de la Semiesfera de Visacro y Alipio:** Visacro y Alipio propusieron un método experimental *in situ* para analizar la respuesta transitoria de sistemas de puesta a tierra, considerando explícitamente la dependencia de frecuencia de la resistividad y la permitividad del suelo [2].

El montaje empleó un electrodo hemisférico metálico de 23 [cm] de radio (Fig. 2.5.a), enterrado en el suelo y conectado a un generador de impulsos. La corriente retornaba a través de una malla auxiliar de cuatro varillas de 50 [cm] de longitud, ubicadas a 30 [m] del electrodo principal. Se aplicaron impulsos de corriente con frentes inferiores a 0.2 [$\mu$s] y voltajes peak de 0.5 a 2 [kV].

La impedancia espectral se determinó mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT), calculando:

$$Z(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)}. \tag{2.44}$$

Posteriormente, considerando la geometría hemisférica, se obtuvo la admitancia compleja:

$$G + j\omega C = \frac{1}{Z} = \frac{2\pi\left(\frac{1}{\rho} + j\omega\varepsilon\right)}{\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right)}, \tag{2.45}$$

permitiendo así determinar $\rho$ y $\varepsilon$ como funciones de frecuencia.

## 2.4 Modelos de Comportamiento del Suelo

### 2.4.1 Modelos de Comportamiento en Alta Frecuencia

El análisis de la variación de la resistividad y de la permitividad del suelo en función de la frecuencia ha sido objeto de múltiples investigaciones experimentales y teóricas. En 2014, Cavka [27] recopiló los principales modelos disponibles en la literatura, destacando sus alcances y limitaciones. A continuación, se resumen los más relevantes:

#### Modelo de Scott

Scott [6] realizó estudios experimentales en laboratorio entre 100 [Hz] y 1 [MHz], proponiendo expresiones empíricas para la permitividad y la conductividad en función de la frecuencia y de la conductividad a 100 [Hz]:

$$\varepsilon_r(f) = 10^D \tag{2.46}$$

$$\begin{aligned} D = {} & 5.491 + 0.946\log_{10}(\sigma_{100}) - 1.097\log_{10}(f) + 0.069\log_{10}^2(\sigma_{100}) \\ & - 0.114\log_{10}(f)\log_{10}(\sigma_{100}) + 0.067\log_{10}^2(f) \end{aligned} \tag{2.47}$$

$$\sigma(f) = 10^K \quad [\text{mS/m}] \tag{2.48}$$

$$\begin{aligned} K = {} & 0.028 + 1.098\log_{10}(\sigma_{100}) - 0.068\log_{10}(f) + 0.036\log_{10}^2(\sigma_{100}) \\ & - 0.046\log_{10}(f)\log_{10}(\sigma_{100}) + 0.018\log_{10}^2(f) \end{aligned} \tag{2.49}$$

#### Modelo de Smith y Longmire

Smith y Longmire [7, 28], basándose en los datos de Scott, propusieron un ajuste mediante sumas de funciones tipo Lorentz:

$$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_\infty + \sum_{i=1}^{13} \frac{a_i}{1 + \left(\frac{f}{F_i}\right)^2} \tag{2.50}$$

$$\sigma(f) = \sigma_{DC} + 2\pi\varepsilon_0 \sum_{i=1}^{13} a_i F_i \frac{\left(\frac{f}{F_i}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{F_i}\right)^2} \quad [\text{S/m}] \tag{2.51}$$

**Modelo de Messier**

Messier [29] propuso un modelo que refleja la transición gradual entre los fenómenos conductivos y dieléctricos:

$$\varepsilon_r(f) = \frac{\varepsilon_\infty}{\varepsilon_0}\left(1 + \sqrt{\frac{\sigma_{DC}}{\pi f \varepsilon_\infty}}\right) \tag{2.52}$$

$$\sigma(f) = \sigma_{DC}\left(1 + \sqrt{\frac{4\pi f \varepsilon_\infty}{\sigma_{DC}}}\right) \tag{2.53}$$

**Modelo de Visacro y Portela**

Visacro y Portela [10] propusieron expresiones logarítmicas de regresión basadas en datos de campo:

$$\varepsilon_r(f) = 2.34 \times 10^6 \cdot \sigma_{100}^{-0.535} \cdot f^{-0.597} \tag{2.54}$$

$$\sigma(f) = \sigma_{100}\left(\frac{f}{100}\right)^{0.072} \tag{2.55}$$

**Modelo de Portela**

Portela [26] introdujo un modelo complejo general que representa simultáneamente las componentes resistiva y dieléctrica:

$$\sigma(f) \pm j\omega\varepsilon(f) = \sigma_{100} + \Delta_i \left[\cot\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) \pm j\right] \left(\frac{\omega}{2\pi \cdot 10^6}\right)^\alpha \tag{2.56}$$

**Modelo de Visacro y Alipio**

Visacro y Alipio [2], a partir de mediciones de campo, propusieron:

$$\sigma(f) = \sigma_{DC}\left(1 + 4.7 \cdot 10^{-6} \cdot \sigma_{DC}^{-0.73} \cdot f^{0.54}\right) \tag{2.57}$$

$$\varepsilon_r(f) = 9.5 \cdot 10^4 \cdot \sigma_{DC}^{0.27} \cdot f^{-0.46} + 12 \tag{2.58}$$

$$\rho(f) = \frac{1}{\sigma(f)}. \tag{2.59}$$

**Modelo de Visacro y Alipio( CIGRÉ)**

Finalmente, la CIGRÉ, recomienda el uso de las siguiente escuaciones para calcular parámetros del suelo, basandose en el modelo desarrollado por Visacro y Alipio [11]:

$$\varepsilon_r'(f) = \varepsilon_\infty + \frac{\tan(\pi\gamma/2) \cdot 10^{-3}}{2\pi\varepsilon_0 \cdot 10^{6\gamma}} \cdot \sigma_0 h(\sigma_0) \cdot f^{\gamma-1} \tag{2.60}$$

$$\varepsilon_r''(f) = \frac{\sigma_0 h(\sigma_0) \cdot 10^{-3}}{2\pi f \varepsilon_0}\left(\frac{f}{10^6}\right)^\gamma \tag{2.61}$$

$$\rho(f) = \frac{10^3}{\sigma_0 + \sigma_0 h(\sigma_0)\left(\frac{f}{10^6}\right)^\gamma} \tag{2.62}$$

con:

$$h(\sigma_0) = 1.26 \cdot \sigma_0^{-0.73}, \quad \varepsilon_\infty = 12, \quad \gamma = 0.54. \tag{2.63}$$

## 2.5 Señales Eléctricas y Procesamiento Espectral

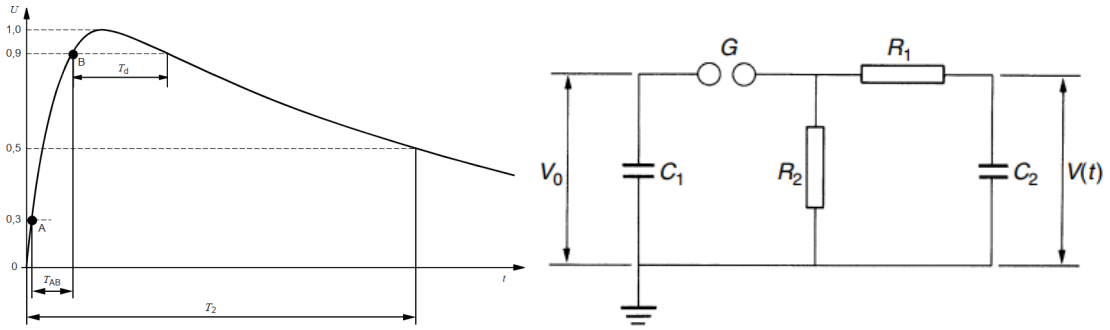
### 2.5.1 Señales de Impulso y Generadores de Impulso

**Señales de Impulso**

Las señales de impulso son ampliamente utilizadas en la caracterización eléctrica del suelo a alta frecuencia, particularmente en el análisis transitorio de sistemas de puesta a tierra ante fenómenos como descargas atmosféricas o fallas eléctricas [30]. Estas señales, de corta duración y alta amplitud,

excitan un amplio rango espectral, lo que permite obtener información en el espectro frecuencial a partir de una única medición transitoria.

Las principales características de una señal de impulso son el tiempo de frente, el tiempo de cola y la duración total. Estos parámetros determinan la forma temporal de la onda, que debe ser representativa de los fenómenos reales que se desea simular.




(a) Forma de onda de impulso normalizada según IEC 60060-1 [31].

(b) Circuito generador de impulso tipo B [30].

Figura 2.6: Forma de onda y circuito de impulso utilizados en la ingeniería de alta tensión.

El análisis de la respuesta dieléctrica del suelo frente a impulsos permite estimar el comportamiento dependiente de frecuencia de la resistividad y la permitividad. La descomposición espectral de estas señales mediante la transformada de Fourier permite obtener la evolución de estos parámetros en el dominio de la frecuencia [3].

### Generadores de Impulso

Los generadores de impulso están diseñados para reproducir transitorios de alta tensión mediante la descarga rápida de bancos de condensadores sobre la carga de prueba. Estos sistemas combinan resistencias y capacitancias conectadas a una fuente de alta tensión continua [30].

En el circuito ilustrado en la Fig. 2.6, la resistencia de frente controla el tiempo de subida del impulso, mientras que la resistencia de cola ajusta el tiempo de descenso al 50% del valor peak [32]. Las capacitancias definen la energía disponible y la magnitud final del impulso.

El amplio contenido frecuencial de estas señales permite evaluar la respuesta espectral del suelo en un único ensayo. Aplicando la transformada rápida de Fourier (FFT) sobre las señales de tensión y corriente registradas durante el ensayo es posible obtener la impedancia espectral del medio $Z(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)}$.

A partir de esta impedancia compleja, y considerando la geometría de inyección, se derivan la

permitividad y la resistividad del suelo como función de la frecuencia [2, 3].

Este enfoque experimental permite, por tanto, simular condiciones reales de operación bajo transitorios de alta energía y validar modelos eléctricos de comportamiento dependiente de frecuencia para el suelo.

## 2.6 Procesamiento Espectral de Señales Impulsivas

### 2.6.1 Transformada de Fourier y Análisis de Frecuencia

La transformada de Fourier es la herramienta fundamental que permite descomponer cualquier señal temporal $f(t)$ en sus componentes armónicas, facilitando el análisis de su comportamiento frecuencial [33]. Su formulación continua se expresa como:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t}dt, \quad f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{j\omega t}d\omega. \tag{2.64}$$

Dado que las señales medidas en campo son digitales y discretas, se utiliza su versión discreta: la Transformada Discreta de Fourier (DFT), definida para una señal $x[n]$ de longitud $N$ como:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi\frac{k}{N}n}, \quad k = 0, 1, \ldots, N-1. \tag{2.65}$$

Cada bin $k$ representa la frecuencia:

$$f_k = \frac{k}{N}f_s = \frac{k}{N\Delta t}, \tag{2.66}$$

donde $f_s = 1/\Delta t$ es la frecuencia de muestreo. La separación entre bins, denominada resolución espectral, es:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{T_{\text{total}}}. \tag{2.67}$$

Esto implica que cuanto mayor sea la duración de la ventana de análisis $T_{\text{total}}$, mayor será la resolución espectral.

### 2.6.2 Aliasing, Nyquist y Fenómenos de Muestreo

La frecuencia de muestreo $f_s$ debe cumplir el criterio de Nyquist:

$$f_s \geq 2f_{\max}, \tag{2.68}$$

para evitar el fenómeno de aliasing, donde las componentes de alta frecuencia se reflejan erróneamente sobre frecuencias más bajas [34]. Para mitigar el aliasing en señales reales se emplean filtros anti-aliasing analógicos antes de la digitalización.

### 2.6.3 Leakage y Scalloping Loss

Debido a la naturaleza finita de las mediciones, la DFT presenta dos limitaciones importantes [35]:

- **Leakage espectral:** Dispersión de energía hacia frecuencias adyacentes debido a discontinuidades en los extremos de la ventana de observación.
- **Scalloping loss:** Reducción de la magnitud de componentes armónicas cuando sus frecuencias no coinciden exactamente con los bins de la DFT [35].

Ambos efectos pueden atenuarse parcialmente mediante el uso de funciones ventana (windowing) y técnicas de interpolación espectral.

### 2.6.4 Zero-Padding e Interpolación Espectral

El zero-padding consiste en extender la secuencia de datos añadiendo ceros hasta una longitud $nfft$, superior al número real de muestras $N$:

$$x_{\text{padded}}[n] = \begin{cases} x[n], & 0 \leq n < N \\ 0, & N \leq n < nfft. \end{cases} \tag{2.69}$$

El zero-padding no incrementa la verdadera resolución espectral física (que sigue siendo $\Delta f = 1/T_{\text{total}}$), pero sí densifica el muestreo en frecuencia:

$$\Delta f_{\text{interp}} = \frac{f_s}{nfft}. \tag{2.70}$$

Esta técnica mejora la visualización del espectro, permite localizar con mayor precisión las frecuencias dominantes, y facilita los ajustes no lineales en la estimación de parámetros [35, 33].

Finalmente, la DFT está definida para $\omega \in [-\pi, \pi]$ y es periódica con período $2\pi$. A continuación, se presentan sus propiedades fundamentales:

| **Propiedad** | **Expresión Matemática** |
|---|---|
| Linealidad | $\mathcal{F}\{ax_1[n] + bx_2[n]\} = aX_1(e^{j\omega}) + bX_2(e^{j\omega})$ |
| Desplazamiento en el tiempo | $\mathcal{F}\{x[n - n_0]\} = e^{-j\omega n_0}X(e^{j\omega})$ |
| Propiedad de convolución | $x[n] * h[n] \xrightarrow{\mathcal{F}} X(e^{j\omega}) \cdot H(e^{j\omega})$ |
| Multiplicación temporal | $x[n] \cdot h[n] \xrightarrow{\mathcal{F}} \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\theta})H(e^{j(\omega-\theta)})d\theta$ |
| Propiedad de diferenciación (diferencia hacia atrás) | $\mathcal{F}\{x[n] - x[n-1]\} = (1 - e^{-j\omega})X(e^{j\omega})$ |
| Paridad (tiempo reverso) | $\mathcal{F}\{x[-n]\} = X(e^{-j\omega})$ |
| Periodicidad de la DTFT | $X(e^{j(\omega+2\pi)}) = X(e^{j\omega})$ |

Tabla 2.1: Propiedades fundamentales de la Transformada de Fourier en tiempo discreto (DTFT) [36, 33].

### 2.6.5 Selección del Intervalo Temporal de Análisis

Para maximizar la calidad espectral, es importante definir adecuadamente el tramo de señal a analizar. En este trabajo se emplean dos métodos complementarios:

- **Método de energía acumulada:** Se calcula la energía acumulada de la señal $E[n] = \sum_{k=0}^{n} x[k]^2$ seleccionando el intervalo que contiene el mayor porcentaje de energía [36].
- **Método de derivada discreta:** Se calcula la primera diferencia $y[n] = x[n] - x[n-1]$ para identificar las regiones de máxima pendiente, que corresponden al inicio efectivo del impulso.

Ambos métodos permiten definir con precisión la ventana de análisis, minimizando la influencia de ruido o reflexiones espurias, optimizando así la estimación espectral.

# Capítulo 3

# Metodología

En este capítulo se describe la metodología experimental aplicada para la caracterización de las propiedades eléctricas del suelo en función de la frecuencia, incluyendo los materiales, instrumentos (ver Anexo B), configuraciones y procedimientos utilizados tanto en baja como en alta frecuencia. El objetivo principal de este trabajo es obtener mediciones de resistividad y permitividad a lo largo de un amplio rango frecuencial, garantizando la reproducibilidad de los resultados bajo condiciones controladas de campo.

## 3.1 Descripción general del procedimiento

Las mediciones se organizaron en dos grandes bloques:

- **Mediciones en baja frecuencia:** empleando corriente continua y corriente alterna de baja frecuencia, aplicando métodos clásicos de resistividad (Wenner, Schlumberger y variantes).
- **Mediciones en alta frecuencia:** utilizando impulsos de tensión de alta energía para excitar un amplio espectro frecuencial y obtener la respuesta espectral del suelo mediante transformada de Fourier.

En todos los casos, las magnitudes fundamentales medidas fueron la corriente inyectada al suelo y la diferencia de potencial en puntos específicos, a partir de las cuales se derivan los parámetros eléctricos del medio.

## 3.2 Materiales utilizados en baja frecuencia

### 3.2.1 Fuente de corriente: batería de 12 [V]

Se empleó una batería de 12 [V] (marca Hugel, 60 [Ah]), la cual permitió la inyección de corriente continua al subsuelo mediante los electrodos de corriente durante las pruebas de resistividad.

### 3.2.2 Multímetros digitales

Se utilizaron multímetros digitales Uni-T, con capacidad de medición de hasta 10 [A] en corriente continua, para registrar la corriente inyectada y la caída de tensión entre los electrodos de potencial durante los ensayos de resistividad.

### 3.2.3 Electrodos de cobre

Se utilizaron dos tipos de electrodos de cobre:

- **Esfera de cobre**: de 10 [cm] de diámetro, empleada en configuraciones hemisféricas.
- **Varillas de cobre**: de 50 [cm] de longitud y 1 [cm] de diámetro, empleadas en configuraciones clásicas de resistividad y dipolos.

### 3.2.4 Telurómetro EM4058

El telurómetro digital EM4058 fue utilizado como método alternativo para las mediciones de resistividad. Opera mediante inyección de corriente alterna a cinco frecuencias seleccionables (270 [Hz], 570 [Hz], 870 [Hz], 1170 [Hz] y 1470 [Hz]), con una resolución de lectura de 0.01 [Ω]. El equipo incorpora microprocesador y puede realizar mediciones bajo el método Wenner.

## 3.3 Materiales utilizados en alta frecuencia

### 3.3.1 Sistema de alimentación auxiliar

Dado que las mediciones de impulso requieren el uso de una tierra flotante, se utilizaron baterías de 12 [V] adicionales, junto a un inversor PI400LA (Black & Decker), el cual convierte 12.8 [$V_{DC}$]

en 220 $V_{AC}$ con una potencia nominal de 400 [W], para alimentar el generador de señales y los dispositivos auxiliares.

### 3.3.2 Fuente de alta tensión DC (Keithley 247)

Se empleó una fuente Keithley 247, con regulación de tensión entre 0 a 3 [kV] DC, con corriente máxima de 6 [mA]. El equipo incorpora un conversor DC-DC de 20 [kHz], permitiendo cargar los capacitores del generador de impulso.

### 3.3.3 Generador de impulsos de tensión

Se utilizó un generador de impulsos móvil de 60 [kV], equipado con **Resistencias de frente y de cola** de 116 [Ω] (frente) y 19 [Ω] (cola) para obtener un **Tiempo de frente** de 0.417 [$\mu$s]; **tiempo de cola:** 13.316 [$\mu$s]. **Capacitores de carga e impulso** de 0.0012 [$\mu$F] y 1 [$\mu$F] respectivamente. **Espinterómetros de disparo** tipo esfera-esfera de 10 [cm] y una pértiga aislante para la descarga del sistema (ver Fig. 2.6.b).

### 3.3.4 Electrodos de cobre

Se utilizaron los mismos electrodos descritos en baja frecuencia, una esfera de 10 [cm] y varillas de 70 [cm], adaptadas para realizar las mediciones en la configuración tipo esfera [37].

### 3.3.5 Sonda de alta tensión (Tektronix P6015A)

La sonda P6015A permitió medir tensiones impulsivas hasta 75 MHz de ancho de banda, con atenuación 1000:1, impedancia de entrada de 100 [MΩ] y precisión de ±3[%].

### 3.3.6 Bobina de corriente (Pearson 150)

La bobina de corriente Pearson 150 registró la corriente impulsiva, con sensibilidad de 0.5 [V/A], ancho de banda desde 40 [Hz] hasta 20 [MHz] (-3 [dB]), corriente máxima de 1000 [A] peak.

### 3.3.7 Osciloscopio digital (Rigol DS4014-E)

El Rigol DS4014-E, con ancho de banda de 100 [MHz], velocidad de muestreo de 4 [GS/s] y memoria de 24 millones de puntos por canal, registró las señales temporales necesarias para el análisis espectral.

## 3.4 Metodología de Trabajo

### 3.4.1 Baja Frecuencia

El análisis experimental del comportamiento eléctrico del suelo en baja frecuencia se realizó siguiendo una estrategia de medición escalonada, empleando inicialmente un método alternativo al de Wenner como referencia primaria.

#### Medición con electrodo esférico

En primer lugar, se inyectó corriente continua al terreno mediante un electrodo esférico de cobre de 10 cm de diámetro, conectado directamente a una batería de 12 [V]. La diferencia de potencial se midió mediante un electrodo de potencial ubicado a 10 [m] de distancia perpendicular al electrodo esférico. La resistividad del suelo fue calculada considerando un modelo de semiesfera para la distribución radial de corriente, utilizando las expresiones derivadas previamente para este tipo de geometría.

Posteriormente, se empleó el telurómetro EM4058 configurado a 270 [Hz] para obtener una segunda medición de referencia sobre el mismo punto de ensayo. Esta medición permitió verificar la consistencia de los valores obtenidos mediante el método de la esfera y generar una primera validación cruzada de las lecturas.

#### Mediciones con distintas configuraciones

A continuación, se procedió a aplicar diferentes configuraciones de electrodos para caracterizar con mayor detalle el comportamiento resistivo del suelo. Las configuraciones empleadas fueron: Wenner, Schlumberger, dipolo azimutal, dipolo paralelo, dipolo superpuesto, tipo-T y dipolo perpendicular (ver Fig. 3.1) [22]. En cada una de las configuraciones, se realizaron mediciones tanto con la batería de 12 [V] como con el telurómetro EM4058.

En total, se realizaron 120 mediciones independientes por cada tipo de suelo estudiado, abarcando

las distintas geometrías de inyección y recepción de corriente. Para cada medición se aplicaron los factores de forma específicos de cada configuración, según los desarrollos geométricos presentados en [20], permitiendo calcular la resistividad aparente en cada caso.

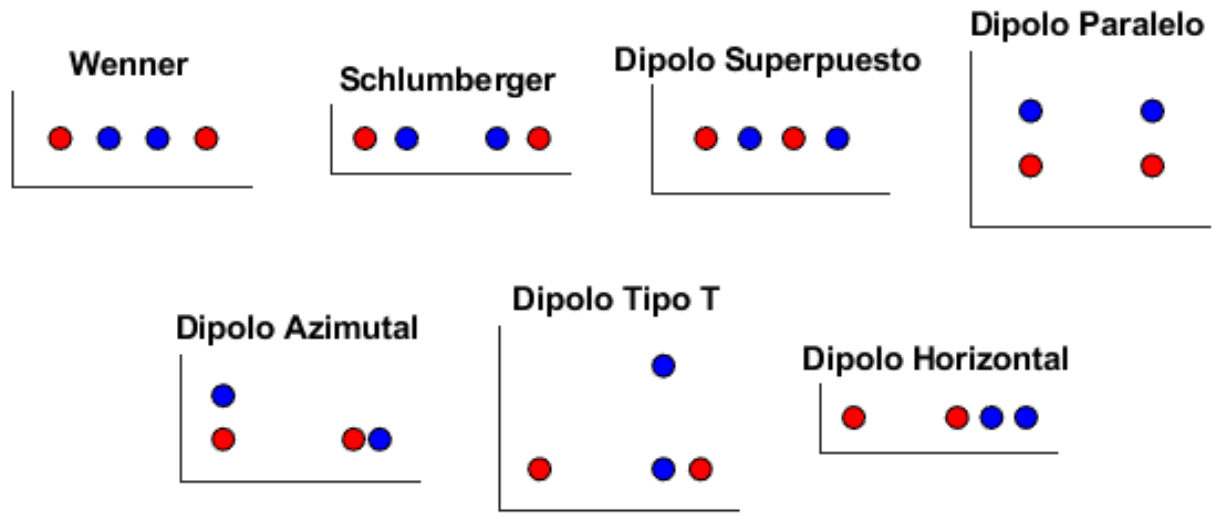



Figura 3.1: Configuraciones experimentales de electrodos utilizadas. Elaboración propia.

#### Procesamiento estadístico de las mediciones

Para obtener un valor representativo de la resistividad del suelo a baja frecuencia, se calculó una media ponderada considerando el conjunto completo de mediciones. El procedimiento de ponderación se implementó mediante un algoritmo de minimización de error, de modo de reducir la diferencia cuadrática entre el valor medio obtenido y los valores medidos individuales en cada configuración.

### 3.4.2 Alta Frecuencia

El objetivo de esta sección es caracterizar la resistividad y la permitividad del suelo en alta frecuencia, a partir de la inyección de impulsos de tensión y posterior procesamiento espectral de las señales adquiridas.

Antes de realizar las mediciones, se establecieron las siguientes hipótesis y consideraciones experimentales:

- Se asumió un comportamiento lineal de la resistividad y la permitividad, despreciando variaciones debidas a temperatura, humedad o condiciones climáticas, dado que las mediciones se realizaron en fechas y horarios distintos.

- El suelo se consideró un medio homogéneo e isotrópico, con propiedades constantes en todas las direcciones; es decir, $\rho$, $\varepsilon$ y $\mu$ independientes de la orientación espacial [16].
- Se adoptó $\mu_r = 1$, por lo que la permeabilidad absoluta es $\mu = \mu_0$. Esta condición resulta fundamental para establecer la frecuencia máxima de validez del régimen electrocuasiestático.

Previamente a las pruebas, se realizó un cálculo preliminar de la permitividad relativa aplicando el modelo de Visacro y Alipio [2] presentado en 2.59. A partir de este valor estimado, se determinó la frecuencia máxima compatible con el régimen electrocuasiestático, verificando así el rango operativo válido para las mediciones.

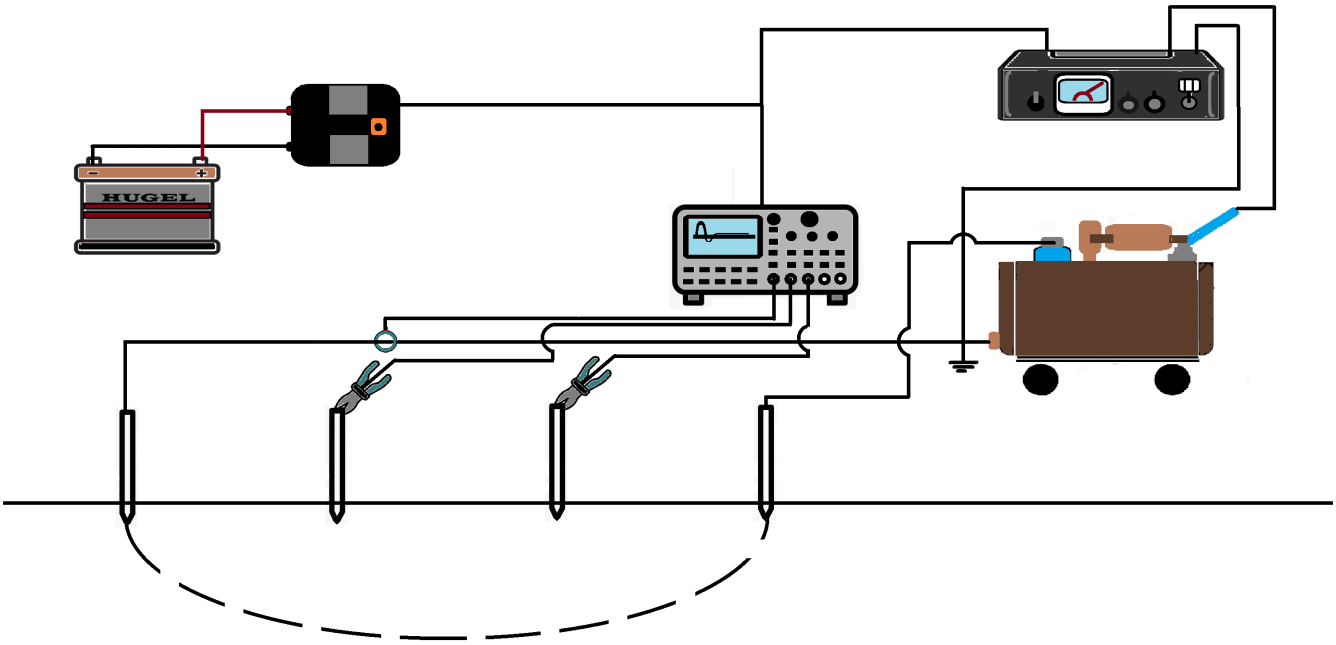



Figura 3.2: Layout experimental en alta frecuencia utilizando electrodos tipo varilla. Elaboración propia.

Una vez confirmada la factibilidad del régimen de trabajo, se procedió a realizar los ensayos experimentales empleando un generador de impulsos de una etapa. El disparo de este generador se efectuó mediante espinterómetros esfera-esfera de 10 [cm] de diámetro, ajustados a una separación de 0.2 a 0.3 [mm] para obtener impulsos reproducibles.

Para aislar el sistema de medición de la red, todo el banco de prueba fue energizado mediante una batería de 12 [V] y un inversor de 12/220 [V]. De este modo, tanto el generador de impulsos como el osciloscopio y la fuente de alta tensión DC trabajaron sobre un sistema de tierra flotante.

El circuito experimental consistió en la conexión del terminal positivo del generador a una varilla de cobre mediante flejes conductores, cerrando el circuito de retorno a través de una segunda varilla conectada al terminal negativo. Dos electrodos adicionales, ubicados a diferentes posiciones, se utilizaron para registrar la diferencia de potencial en el suelo. La corriente inyectada fue medida mediante una bobina de corriente Pearson, mientras que las tensiones fueron capturadas con una sonda de alta tensión Tektronix, ambas conectadas a un osciloscopio digital de alta velocidad (Fig. 3.2).

Las señales adquiridas fueron posteriormente transferidas al entorno MATLAB para su procesamiento digital. Aunque los archivos exportados desde el osciloscopio son compatibles con hojas de cálculo, el volumen de datos y la necesidad de optimizar la velocidad de procesamiento motivaron el uso de workspaces de MATLAB. En cada archivo se extrajeron los parámetros `starttime` y `deltat`, los cuales definen la base temporal de la señal y son esenciales para la correcta construcción del vector de frecuencias.

Adicionalmente, se aplicaron correcciones de desplazamiento vertical, normalización de ganancias entre canales y sincronización temporal de los vectores de corriente y tensión, asegurando la consistencia de fase y magnitud para el posterior análisis espectral.

Dado que cada disparo del generador de impulsos puede presentar pequeñas variaciones en su duración y forma de onda, se aplicaron algoritmos de detección automática de ventanas de análisis, combinando el *método de la energía acumulada* y el *método de la derivada discreta*, descritos previamente en 2.6.5. Esto permitió seleccionar las porciones activas de señal relevantes y minimizar los efectos de ruido o componentes espurios.

Posteriormente, se definió la frecuencia de Nyquist según la frecuencia de muestreo, y se construyó el vector de frecuencias, determinando también la resolución espectral según el tamaño total de las ventanas seleccionadas. Las señales fueron filtradas mediante un filtro pasabajo Butterworth de sexto orden con frecuencia de corte en 10 [MHz], optimizando así el contenido útil de alta frecuencia.

La transformada rápida de Fourier (FFT) fue aplicada sobre las señales filtradas de corriente y tensión, obteniendo la impedancia compleja y, por ende, la admitancia $Y(\omega)$. A partir de ésta, se calcularon las conductancias $G$ y susceptancias $B = \omega C$, obteniendo finalmente los valores de resistividad $\rho(\omega)$ y permitividad $\varepsilon(\omega)$ del suelo en función de la frecuencia.

Finalmente, las curvas experimentales fueron ajustadas mediante herramientas de regresión no lineal en `MATLAB Curve Fitter`, generando curvas suavizadas y continuas en el dominio logarítmico. Los resultados obtenidos fueron comparados contra el modelo de Visacro [2] como referencia para validar la precisión del sistema de medición desarrollado.

# Capítulo 4

# Resultados

## 4.1 Mediciones en baja frecuencia

El análisis inicial de las propiedades eléctricas del suelo comenzó con la validación de las técnicas de medición en baja frecuencia, utilizando distintas configuraciones de electrodos. Dado que el método de la esfera constituye el procedimiento de referencia más ampliamente aceptado para la medición de resistividad en terreno, los resultados obtenidos con este método fueron utilizados como referencia para evaluar la consistencia de las mediciones realizadas con configuraciones adicionales.

### 4.1.1 Selección de suelos para las mediciones

Para garantizar la confiabilidad de los resultados experimentales, se seleccionaron dos sitios representativos que presentan resistividades contrastantes, pero con características de homogeneidad local favorables. Este criterio permitió verificar la aplicabilidad de los modelos sobre suelos de distinta conductividad:

- **Suelo 1 (Piscina USM, Valparaíso):** Presenta una resistividad característica de 35 [Ω·m] y buena homogeneidad estructural en el sector de medición.
- **Suelo 2 (Cerro El Guindo, Valle de Colchagua):** Corresponde a un suelo seco con resistividad en torno a 970 [Ω·m], condiciones estables de humedad, y disponibilidad logística para la ejecución del protocolo completo.

### 4.1.2 Suelo 1: Piscina USM, Cerro Placeres, Valparaíso

En el primer sitio se realizaron aproximadamente 120 mediciones empleando un telurómetro de baja frecuencia y, en paralelo, un sistema de inyección de corriente con batería de 12 [V]. Se descartaron registros incompletos o de ensayo preliminar, centrando el análisis en aquellas mediciones válidas bajo condiciones controladas.

Se utilizaron diversas configuraciones de electrodos: Wenner, Schlumberger, Azimutal, Dipolo Paralelo, Dipolo Horizontal, Dipolo Perpendicular, Dipolo Superpuesto y Dipolo Tipo T (ver Fig. 3.1). En esta etapa inicial no se diferenciaron aún las profundidades de investigación específicas asociadas a cada topología, si bien posteriormente se realizaron mediciones adicionales enfocadas en profundidades menores a 1 metro.

### 4.1.3 Suelo 2: Sitio Eriazo, Cerro El Guindo, Valle de Colchagua

En este segundo emplazamiento, con una característica más árida, se aplicó el mismo protocolo experimental, acumulando también 120 mediciones válidas mediante telurómetro y batería de 12 [V]. Las mismas configuraciones de electrodos fueron replicadas para garantizar la comparación directa entre ambos suelos bajo idénticos criterios topológicos.

Al igual que en el suelo 1, se incluyeron posteriormente algunas mediciones a menor profundidad, particularmente relevantes en este tipo de suelo de mayor resistividad superficial.

### 4.1.4 Validación experimental con inyección puntual (método de la esfera)

Para establecer una referencia independiente de las configuraciones convencionales, se empleó el método de inyección de corriente puntual mediante un electrodo esférico semienterrado, según la formulación desarrollada en 2.39. La configuración experimental consistió en ubicar el electrodo de corriente a 10 [m] de la esfera, mientras que el electrodo de potencial se posicionó perpendicularmente también a 10 [m], formando un sistema ortogonal simple.

La resistividad del suelo se calculó a partir de la expresión de la impedancia asociada a la semiesfera:

$$V(r) = \frac{\rho I}{2\pi}\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right), \tag{4.1}$$

donde $V(r)$ es el potencial medido, $\rho$ la resistividad buscada, $I$ la corriente inyectada, y $r_1$, $r_2$ las distancias respectivas entre los electrodos de corriente y potencial.

A partir de estas mediciones, se obtuvieron los siguientes valores de resistividad de referencia:

- Suelo 1 (Piscina USM): $\rho = 35{,}48\,[\Omega \cdot \mathrm{m}]$
- Suelo 2 (Cerro El Guindo): $\rho = 966{,}62\,[\Omega \cdot \mathrm{m}]$

Estos resultados constituyeron las referencias iniciales para la posterior comparación y ajuste de las mediciones obtenidas con las diferentes configuraciones de electrodos en baja frecuencia.

### 4.1.5 Análisis de resultados en baja frecuencia

Para el procesamiento de los resultados experimentales se empleó una función de minimización basada en el criterio de mínimos cuadrados, con el objetivo de determinar un valor óptimo de resistividad efectiva $\rho_{op}$ que represente globalmente las mediciones obtenidas bajo distintas configuraciones de electrodos. El modelo matemático ajusta el parámetro $\rho$ de modo que se minimice el error cuadrático entre las resistencias calculadas mediante el modelo teórico y las resistencias medidas $R_i$:

$$\min_{\rho} \sum_{i \in M} \left( \frac{\rho}{k_i} - R_i \right)^2 \tag{4.2}$$

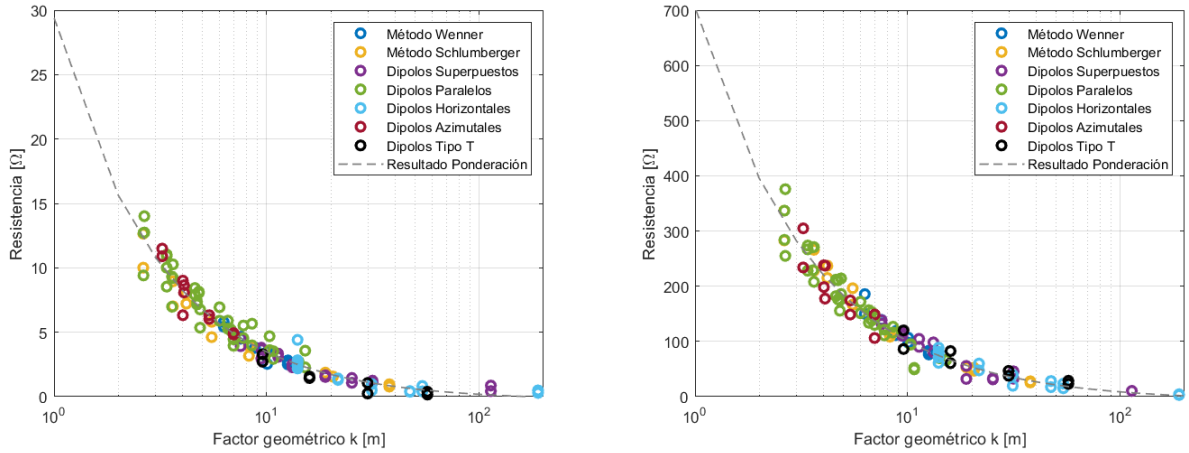
La solución analítica para $\rho_{op}$ corresponde a una media ponderada, en función de los factores geométricos $k_i$ asociados a cada configuración:

$$\rho_{op} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{R_i}{k_i}}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{k_i^2}} \tag{4.3}$$

Para los suelos estudiados, los valores obtenidos de resistividad efectiva fueron:

- Suelo 1 (Piscina USM): $\rho_{op} = 33.09\,[\Omega \cdot \mathrm{m}]$
- Suelo 2 (Cerro El Guindo): $\rho_{op} = 889.97\,[\Omega \cdot \mathrm{m}]$

La diferencia relativa entre estos valores ponderados y los obtenidos previamente mediante el método de inyección puntual fue de 7.22% para el Suelo 1 y 7.89% para el Suelo 2, lo que confirma la consistencia global entre métodos.

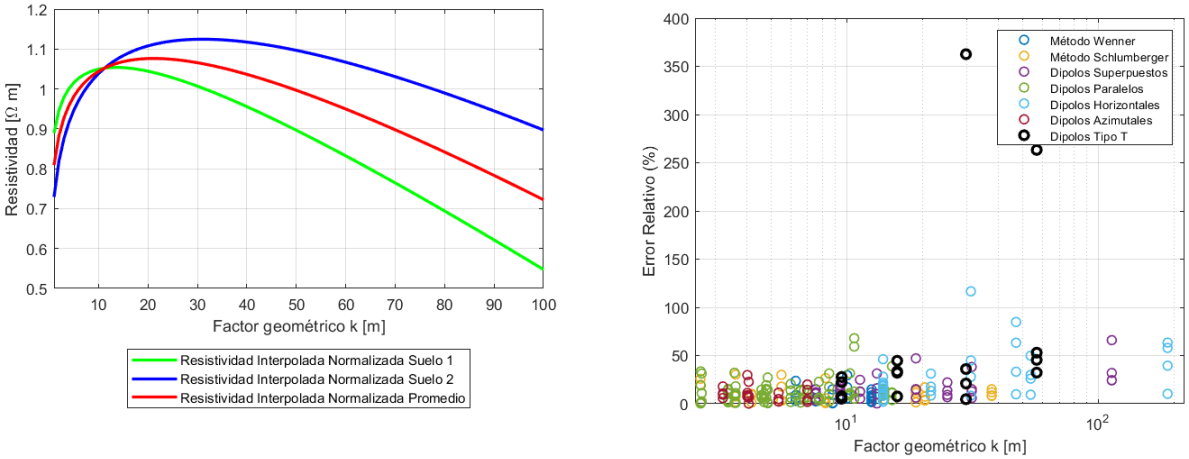



(a) Resistencia Medida vs Resistencia Ponderada en el Suelo 1.

(b) Resistencia Medida vs Resistencia Ponderada en el Suelo 2.

Figura 4.1: Resistencia medida e interpolada en función del factor de forma $k$. Elaboración propia.

A partir de las resistencias medidas, se interpolaron curvas representativas (Fig. 4.1) que permitieron analizar la variación de la resistividad normalizada en función del factor geométrico $k$. Los resultados de resistividad normalizada para ambos suelos se presentan en la Fig. 4.2. Se observa que, dentro del intervalo $k \in [2, 40]$ [m], las desviaciones relativas de resistividad permanecen dentro del 10% respecto a la resistividad ponderada, lo que define un rango óptimo de operación experimental.




(a) Ajuste de Resistividad medida vs ajuste de resistividad normalizada.

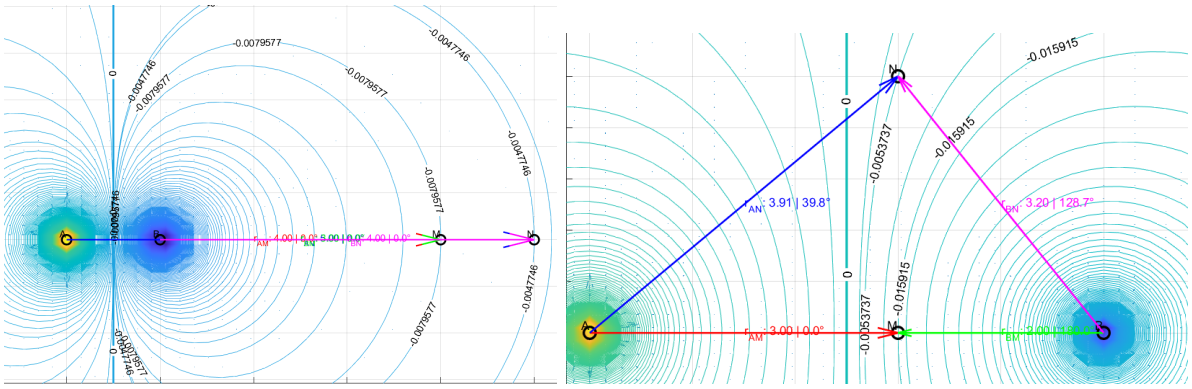
(b) Error relativo según el factor geomético $k$ para distintas configuraciones.

Figura 4.2: Comportamiento de la resistividad normalizada y su error relativo en función de $k$. Elaboración propia.

El análisis del error relativo evidenció que las mayores discrepancias se presentan en las configuraciones Dipolo Tipo T, Dipolo Superpuesto y Dipolo Horizontal, especialmente para valores elevados de

$k$. Estas configuraciones, al extender el campo eléctrico a mayores distancias, incrementan la sensibilidad frente a pequeñas variaciones de resistencia, generando mayor dispersión en los valores obtenidos (ver Fig. 4.2). Es importante considerar que para las mediciones con dipolos superpuestos, se invirtió la polaridad de los electrodos de potencial, para obtener mediciones positivas, debido al efecto de la equipotencial cero en el primer electrodo de potencial.

Adicionalmente, se observó que las mediciones realizadas con batería presentan una menor dispersión en comparación con aquellas efectuadas exclusivamente con el telurómetro, aunque este último permite una operación más rápida. El comportamiento del factor geométrico $k$ mostró un rango experimental con una variación del 10% en el intervalo de 2 a 40 [m], lo que indica una buena sensibilidad en dicho rango. Valores bajos de $k$ provocan efectos de borde y una concentración de líneas de corriente cerca de los electrodos, mientras que valores elevados dispersan excesivamente el campo, reduciendo la sensibilidad de la medición e incrementando la incertidumbre, como se observa en la Fig. 4.3.




(a) Comportamiento para Dipolo Horizontal.

(b) Comportamiento para Dipolo T.

Figura 4.3: Comportamiento de las Equipotenciales e influencia en las topologías. Elaboración propia.

Cuando $k$ es elevado, pequeñas variaciones de la resistencia provocan amplias variaciones relativas de resistividad, debido a la sensibilidad cuadrática de la ecuación de cálculo. Además, la simetría en la disposición de electrodos influye directamente en la homogeneidad del campo eléctrico: configuraciones simétricas favorecen una distribución uniforme del flujo de corriente, mientras que configuraciones asimétricas incrementan la probabilidad de errores por anisotropía e inhomogeneidad local del terreno.

Finalmente, aunque el suelo se modela bajo hipótesis de homogeneidad e isotropía, en la práctica es común la presencia de gradientes de humedad, estratificación o heterogeneidades locales. Tales variaciones espaciales de $\sigma$ afectan la distribución de corriente, modificando las soluciones de la ecuación de continuidad $\nabla \cdot \vec{J} = 0$ y, por extensión, alterando el valor efectivo del factor de forma $k$

durante la medición.

## 4.2 Mediciones en alta frecuencia

Para las mediciones en alta frecuencia, se utilizó el generador de impulsos de una etapa, regulando la separación de las esferas del espinterómetro con el fin de obtener tensiones de salida en torno a 1 [kV]. Esta configuración permitió inyectar corrientes de hasta 3[A] al suelo, generando tensiones en el rango de 0 a 300 [V] en los puntos de medición.

Dado que tanto el osciloscopio como las sondas de tensión presentan un límite operativo máximo de 300 [$V_{rms}$], se controlaron cuidadosamente los parámetros de disparo del generador. Las distancias entre esferas se ajustaron en un rango que permitió alcanzar tensiones de salida entre 600 [V] y 1.3 [kV], manteniendo las tensiones de medición siempre por debajo de 250 [V].

Previo a la campaña de mediciones definitiva, se realizaron pruebas preliminares en el laboratorio de alta tensión de la universidad. Estas incluyeron:

- Verificación de la estabilidad de la forma de onda del generador.
- Calibración de la bobina de corriente Pearson y la sonda de tensión Tektronix.
- Validación de la captura de datos en el osciloscopio digital.

Una vez validados los sistemas de adquisición, se procedió a ejecutar las mediciones en el sitio experimental de la piscina.

### 4.2.1 Validación de la hipótesis de cuasiestacionaridad

La utilización de la formulación desarrollada en 2.34 y la aplicación del factor de forma en alta frecuencia requiere verificar el cumplimiento de la hipótesis cuasiestática. Esta condición permite desacoplar los términos de inducción magnética (Ley de Faraday) y desplazamiento (Ley de Ampère-Maxwell), tal como se establece en la ecuación general de validez cuasiestática:

$$\frac{L}{c} \ll \tau_c. \tag{4.4}$$

Al expresarlo en función de la frecuencia, la condición se transforma en:

$$1 \ll \frac{c}{f \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_r(f)}} \tag{4.5}$$

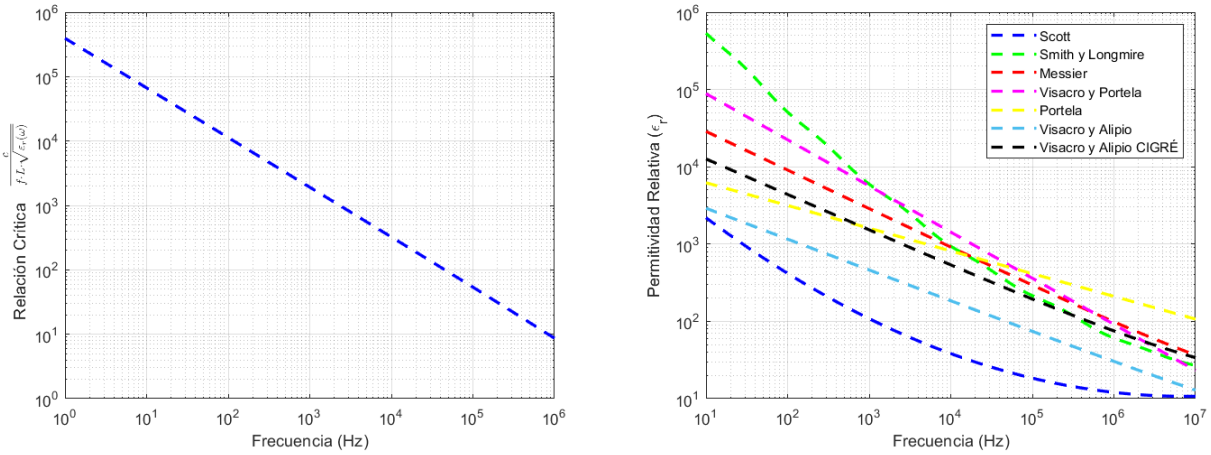
Para este trabajo, se definió como longitud característica $L = 5$ [m], correspondiente a la máxima separación entre electrodos de corriente en las configuraciones empleadas (ver Anexo A). Se asumió permeabilidad relativa $\mu_r = 1$, es decir, $\mu = \mu_0$.

Sin embargo, la permitividad relativa $\varepsilon_r$ varía con la frecuencia según los distintos modelos reportados. Para este análisis se consideró el modelo empírico de Visacro y Alipio [37], que permite evaluar $\varepsilon_r(f)$ de forma aproximada en función de $\sigma_{DC}$ y $f$. Así, la condición 4.5 se verificó sobre el rango de frecuencias de interés.

En la Fig. 4.4(a) se presenta el comportamiento de $\frac{c}{f \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_r(f)}}$ como función de la frecuencia. Se observa que incluso en el peor caso (frecuencias del orden de 1 [MHz]), esta relación permanece claramente mayor que 1. Por ejemplo, a $f = 1$ [MHz] el cociente alcanza un valor de 7, mientras que para $f = 0.63$ [MHz] alcanza 10.

A partir de este análisis, se adoptó como intervalo seguro de validez cuasiestática el rango entre 100 [Hz] y 1 [MHz].

Cabe señalar que, si bien los modelos empíricos permiten estimar $\varepsilon_r(f)$, existe variabilidad significativa entre autores respecto a la evolución de la permitividad en altas frecuencias [23]. La Fig. 4.4(b) muestra comparativamente el comportamiento de $\varepsilon_r(f)$ según diferentes formulaciones reportadas en la literatura.




(a) Relación crítica para la condición de cuasiestacionaridad en función de la frecuencia.

(b) Comparativa de modelos de $\varepsilon_r(f)$.

Figura 4.4: Validación de la hipótesis cuasiestática en función de la frecuencia. Elaboración propia.

Por lo tanto, tras validar las condiciones físicas de aplicabilidad, el procesamiento de las mediciones en alta frecuencia se realizó bajo el marco electrocuasiestático definido en el Capítulo 2.

### 4.2.2 Consideraciones en el procesamiento de datos

El procesamiento de las señales adquiridas en alta frecuencia requirió aplicar una serie de etapas cuidadosamente definidas, tanto para garantizar la calidad de los resultados como para minimizar las fuentes de error inherentes al análisis espectral.

#### Ajuste de longitudes de los vectores de datos

Las mediciones se realizaron mediante tres canales de adquisición: uno para la corriente y dos para la tensión, registrados de forma simultánea por el osciloscopio. Si bien el tiempo inicial (`starttime`) y el intervalo de muestreo (`deltat`) son idénticos para los tres canales, las longitudes de los vectores de datos frecuentemente presentaron pequeñas discrepancias, debido a las limitaciones del sistema de adquisición.

Por ejemplo, en una misma medición un canal puede registrar 700000 muestras, mientras que otro podría registrar 699653 muestras. Para permitir el tratamiento matemático posterior en MATLAB, fue necesario igualar las dimensiones de los vectores. El criterio adoptado consistió en truncar todos los vectores a la longitud mínima común, eliminando los datos sobrantes al final de cada señal (habitualmente compuestos por ceros).

#### Selección temporal de la ventana de análisis

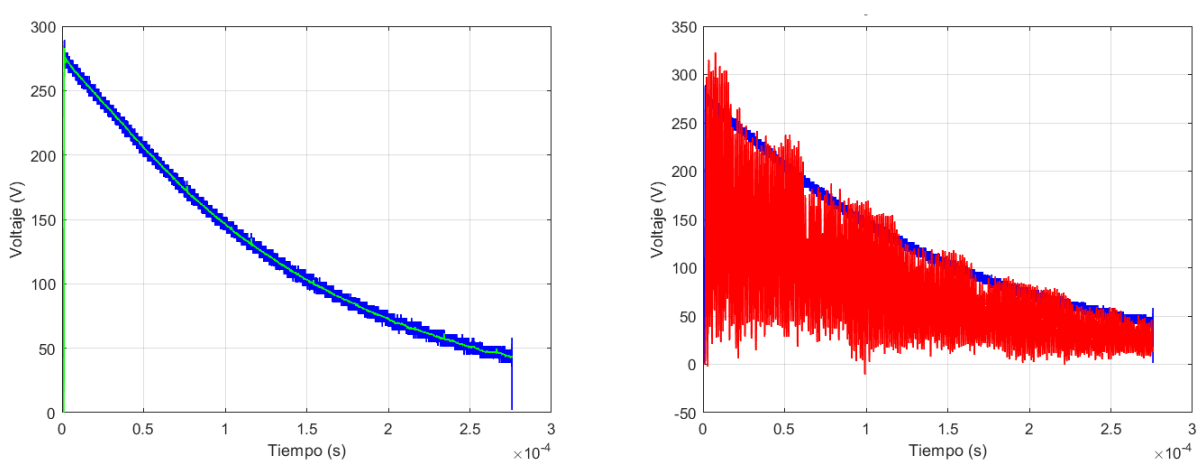
La aplicación directa de la transformada de Fourier sobre la totalidad del registro puede introducir errores, ya que incluiría zonas de la señal sin actividad impulsiva, contaminando el espectro por efectos de *leakage*.

Para evitar este problema, se aplicaron los métodos descritos en el marco teórico: el método de la energía acumulada y el método de la pendiente de la señal. Estos permitieron identificar el tramo activo del impulso, seleccionando un umbral del 97% de la energía total acumulada, lo que evitó falsos disparos y pérdidas de información significativas.

#### Filtrado de las señales

Tras la selección temporal, las señales fueron sometidas a un filtrado pasabajo Butterworth de sexto orden con una frecuencia de corte de 10 [MHz]. Este valor se determinó mediante un análisis comparativo, aplicando el filtrado con diferentes frecuencias de corte y evaluando la reconstrucción de las formas de onda resultantes. Se observó que frecuencias de corte más bajas (por ejemplo, 1 [MHz]) eliminaban componentes significativos de la señal, afectando información relevante, como

se muestra en la Fig. 4.5.




(a) Señal filtrada y reconstruida con una frecuencia de corte de 10 MHz.

(b) Señal filtrada y reconstruida con una frecuencia de corte de 1 MHz.

Figura 4.5: Efecto de la frecuencia de corte en el filtrado de la señal de tensión. Elaboración propia.

Posteriormente, la diferencia de potencial $\Delta V = V_1 - V_2$ fue calculada sobre las señales ya filtradas. Este orden de operaciones (filtrado antes de la diferencia) permitió obtener resultados más robustos, eliminando ruido diferencial entre canales.

### Resolución espectral y elección del parámetro `nfft`

La transformada de Fourier discreta (DFT) fue aplicada para obtener el espectro de admitancia. La resolución espectral $\Delta f$ está directamente ligada al tiempo total de medición, de acuerdo con:

$$\Delta f_{\text{real}} = \frac{1}{T_{\text{total}}}. \tag{4.6}$$

Sin embargo, para mejorar la interpolación espectral se empleó la técnica de *zero-padding*, extendiendo artificialmente el número de puntos de la DFT hasta $nfft = 2^{24}$. Este procedimiento no modifica la resolución física, pero permite obtener un mallado más fino de frecuencias:

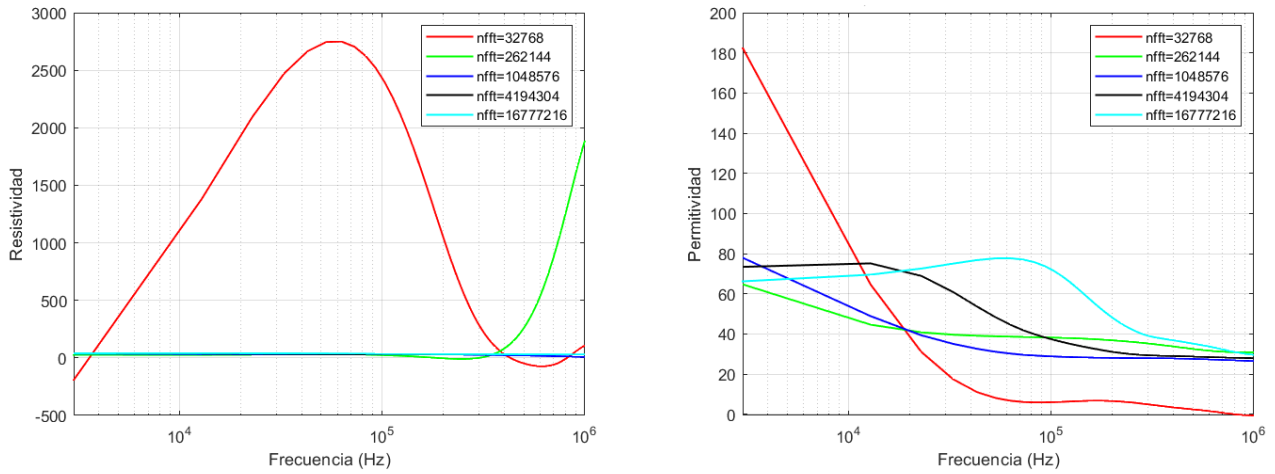
$$\Delta f_{\text{interp}} = \frac{f_s}{nfft}. \tag{4.7}$$

La elección de $2^{24}$ puntos respondió a un balance entre:

- Minimizar el error de interpolación espectral (*scalloping loss*).

- Obtener precisión en la localización de los peaks espectrales.
- Mantener un tiempo de cómputo razonable para el equipo disponible (ordenador de 8 GB RAM).

En la Fig. 4.6 se aprecia el impacto de variar la resolución espectral sobre los resultados de resistividad calculada.




(a) Resistividad vs resolución espectral (caso 1).

(b) Permitividad vs resolución espectral (caso 2).

Figura 4.6: Efecto de la resolución espectral en la estimación de parámetros. Elaboración propia.

### Postprocesamiento de resultados

Finalmente, los valores de impedancia $Z(\omega)$, admitancia $Y(\omega)$, conductancia $G$ y susceptancia $B$ fueron calculados a partir de las señales de corriente y tensión procesadas. Las resistividades $\rho(\omega)$ y permitividades $\varepsilon(\omega)$ se obtuvieron aplicando las ecuaciones desarrolladas en el marco teórico.

Dado que los resultados espectrales aún presentan pequeñas ondulaciones residuales producto del filtrado digital, se aplicó un suavizado posterior mediante la función `smoothdata` de MATLAB. Este suavizado permite resaltar la tendencia general de los parámetros eléctricos del suelo, sin introducir artificios ni eliminar información física relevante, como se ejemplifica en la Fig. 4.8.

Este procedimiento fue aplicado de forma sistemática y homogénea a todas las mediciones experimentales realizadas, garantizando la reproducibilidad y la comparabilidad de los resultados obtenidos en alta frecuencia.

### 4.2.3 Validación Experimental en Alta Frecuencia

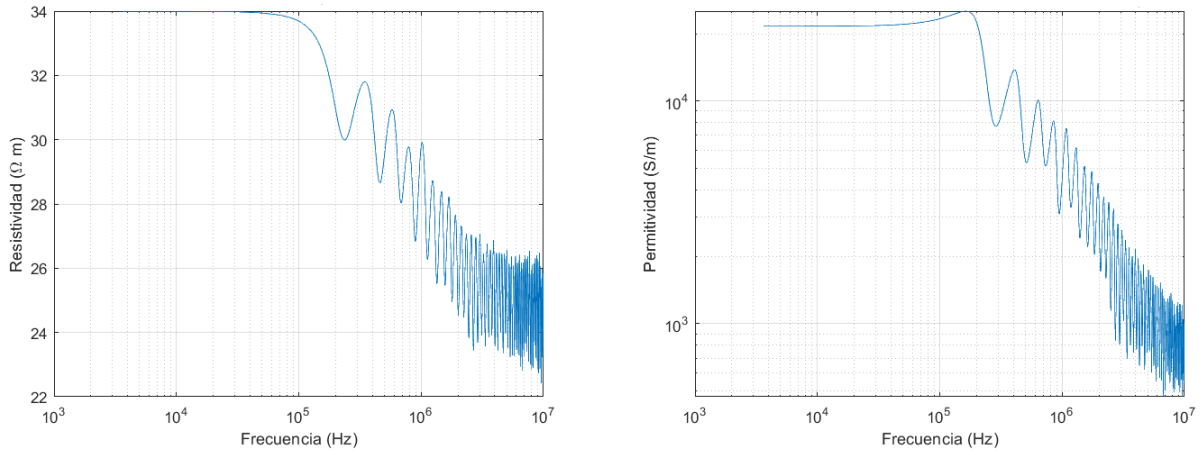
Con el objetivo de validar experimentalmente el procedimiento propuesto en alta frecuencia, se replicó el método desarrollado en [10] con la esfera de 10 [cm] de diámetro.

#### Configuración experimental

En el Suelo 1, se enterró parcialmente una esfera conductora de cobre de 10 [cm] de diámetro, de modo que solo la mitad quedara sumergida en el terreno. La conexión eléctrica al generador de impulsos se realizó mediante un fleje de cobre, cuidadosamente dispuesto a través del medidor de corriente Pearson, con el fin de minimizar inductancias espurias asociadas a la geometría de la conexión.

La medición de la tensión se efectuó mediante la sonda de alta tensión Tektronix P6015A, conectada entre el terminal de la esfera y un electrodo tipo varilla situado a 10 [m] de distancia en dirección perpendicular al eje de corriente, replicando la geometría utilizada en las mediciones de baja frecuencia. Esta disposición buscó conservar las condiciones de simetría necesarias para aplicar el modelo semiesférico de campo radial.

#### Procesamiento de señales




(a) Resistividad $\rho(\omega)$ sin suavizar. (b) Permitividad relativa $\varepsilon_r(\omega)$ sin suavizar.

Figura 4.7: Resultados experimentales iniciales obtenidos con la configuración de esfera. Elaboración propia.

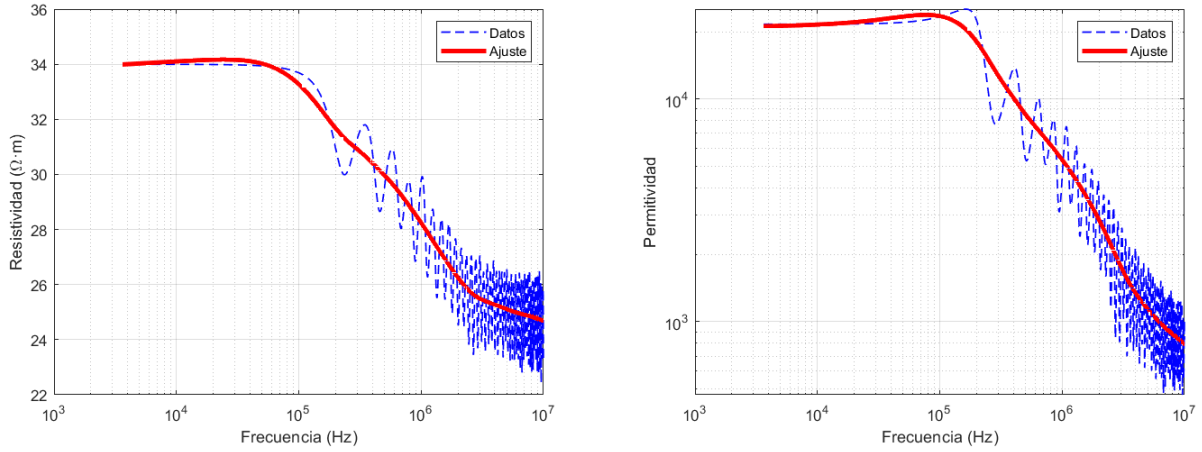
Las señales capturadas por el osciloscopio fueron transferidas al entorno MATLAB, donde se incorporaron los factores de calibración correspondientes a la ganancia de las sondas de corriente y

tensión. El procesamiento de datos siguió las etapas metodológicas detalladas previamente:

- Filtrado pasabajo Butterworth de sexto orden con frecuencia de corte de 10 [MHz].
- Ajuste temporal mediante el método de la energía acumulada, para aislar el intervalo activo del impulso.
- Cálculo de la DFT con $nfft = 2^{24}$ puntos (zero-padding), optimizando la malla espectral.

A partir de las señales procesadas, se calculó la impedancia y admitancia compleja $Y(\omega)$. Aplicando las expresiones deducidas en el marco teórico, se obtuvo la resistividad $\rho(\omega)$ a partir de la parte real de la admitancia y la permitividad relativa $\varepsilon_r(\omega)$ a partir de su parte imaginaria 2.39.

Posteriormente, se aplicó un ajuste de suavizado por *smooth spline* a fin de resaltar la tendencia general del comportamiento espectral, eliminando oscilaciones residuales producto del filtrado digital. Los resultados suavizados se muestran en la Figura 4.8:




(a) Resistividad $\rho(\omega)$ suavizada.

(b) Permitividad relativa $\varepsilon_r(\omega)$ suavizada.

Figura 4.8: Resultados suavizados mediante ajuste spline. Elaboración propia.

### Resultados experimentales

La Figura 4.7 presenta los resultados iniciales de resistividad y permitividad obtenidos con la configuración de esfera, la cual permite generar un campo eléctrico radial homogéneo, minimizando efectos de borde y acoplamientos superficiales. En las curvas de la Figura 4.9, se observa que la magnitud de impedancia se mantiene prácticamente constante alrededor de 110 [Ω] hasta aproximadamente 50 [kHz], mientras que el ángulo permanece cercano a 0°. A partir de 10–100 [kHz],

el ángulo comienza a disminuir progresivamente, anticipando el inicio del efecto capacitivo. Por encima de 100 [kHz], tanto la magnitud como el ángulo descienden con mayor rapidez.

Este comportamiento refleja la transición desde un régimen óhmico hacia uno dispersivo, producto de la polarización interfacial provocada por las interfaces dieléctricas presentes en el suelo [15, 16]. A bajas frecuencias, la impedancia es principalmente resistiva, $Z \approx \frac{\rho}{4\pi a}$, donde $\rho$ es la resistividad y $a$ la distancia característica de excitación. Al aumentar la frecuencia, la corriente de desplazamiento adquiere relevancia, representada por $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} + j\omega\varepsilon\mathbf{E}$, conduciendo al modelo total de impedancia:

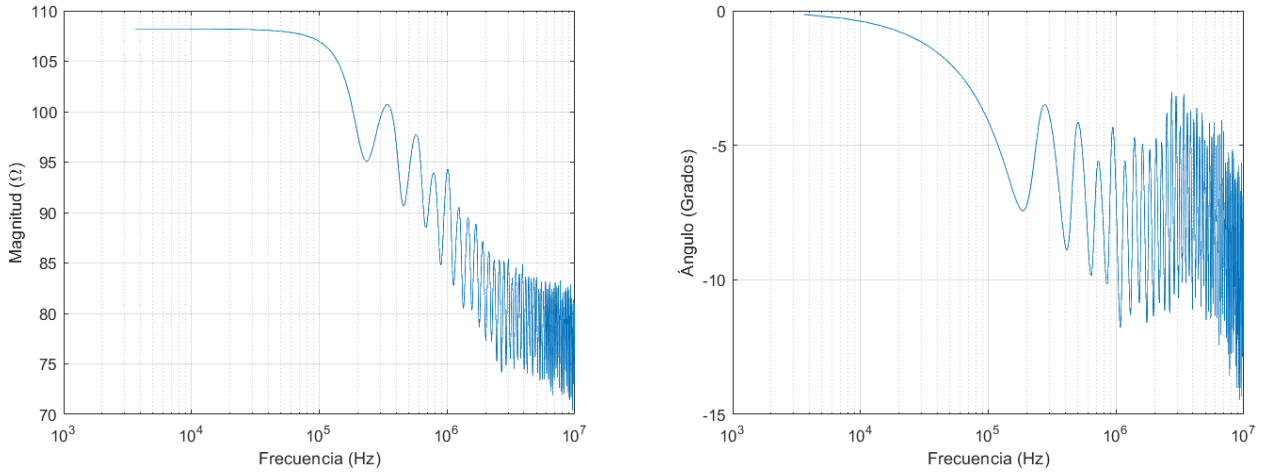
$$Z(\omega) = \frac{1}{\sigma + j\omega\varepsilon}.$$

Inicialmente, mientras $j\omega\varepsilon \ll \sigma$, la magnitud permanece constante pero el ángulo comienza a decrecer, dado que el desplazamiento de fase es sensible a pequeñas variaciones de $\omega\varepsilon$. El ángulo se calcula como:

$$\theta(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega\varepsilon}{\sigma}\right).$$

Finalmente, cuando $\omega\varepsilon$ se vuelve comparable o superior a $\sigma$, la magnitud de impedancia disminuye según:

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\sigma^2 + (\omega\varepsilon)^2}}.$$

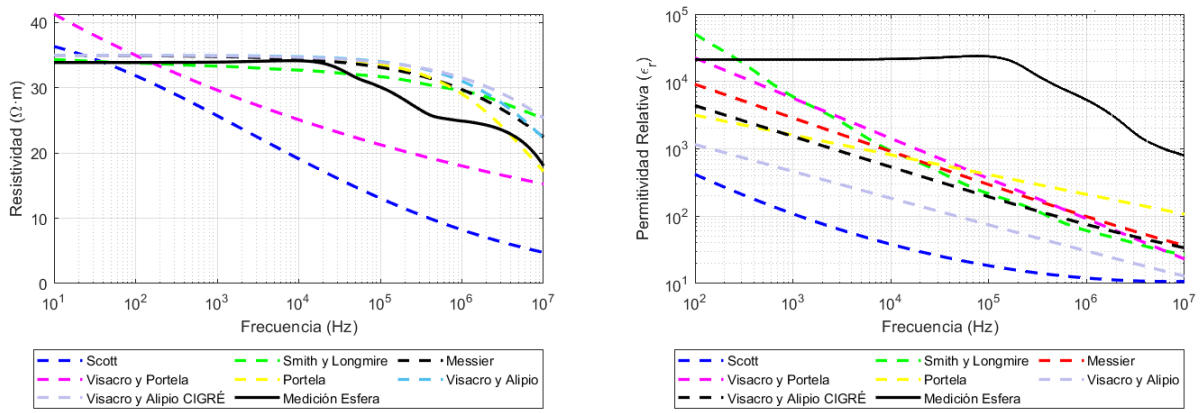



(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de la esfera. (b) Ángulo de la Impedancia con el Método de la esfera.

Figura 4.9: Impedancia obtenida utilizando el método de la esfera. Elaboración propia.

### Comparación con modelos teóricos

La Figura 4.10 compara los resultados experimentales con modelos frecuenciales disponibles en la literatura.




(a) Comparación de resistividad $\rho(\omega)$ con modelos de referencia.

(b) Comparación de permitividad relativa $\varepsilon_r(\omega)$ con modelos de referencia.

Figura 4.10: Comparación de resultados experimentales y modelos teóricos. Elaboración propia.

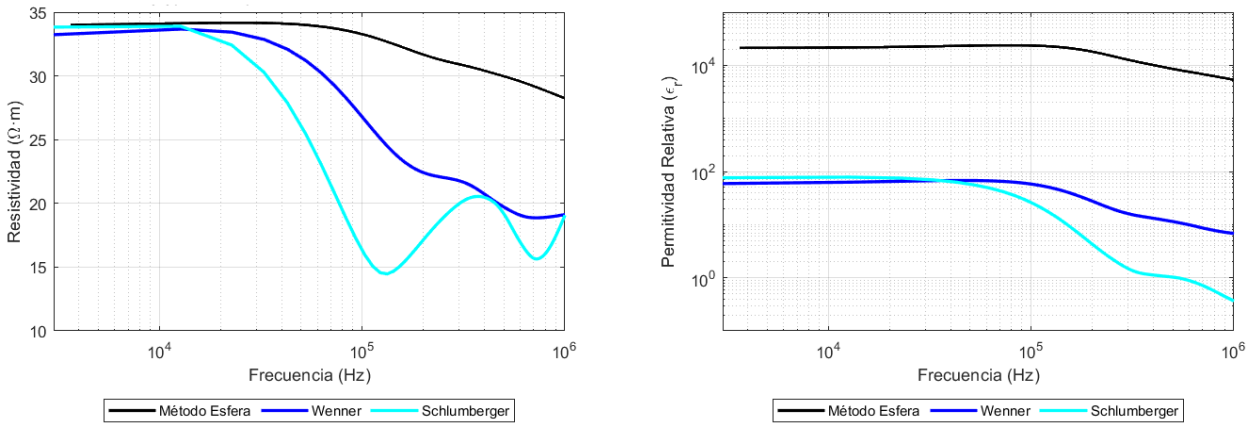
La resistividad muestra un descenso gradual con la frecuencia, en concordancia con las predicciones teóricas. En el caso de la permitividad relativa, aunque las amplitudes iniciales coinciden, las curvas experimentales exhiben un desplazamiento del punto de dispersión hacia frecuencias ligeramente superiores (por sobre los 100 [kHz]), lo cual sugiere que la relajación dieléctrica ocurre algo más tarde que lo previsto en los modelos. Esta diferencia puede deberse a particularidades del suelo estudiado, tales como la distribución de tamaños de poro, humedad, o incluso a efectos acumulativos asociados a la aplicación continua de señales de impulso sobre el terreno [11].

## 4.2.4 Análisis de las configuraciones

Para evaluar la respuesta del terreno frente a un impulso de tensión, se ensayaron siete configuraciones distintas, equivalentes a las utilizadas previamente en baja frecuencia. En cada configuración se realizaron al menos cuatro mediciones, variando las distancias de los electrodos para obtener distintos volúmenes de muestreo. Los resultados de resistividad y permitividad relativa obtenidos se compararon directamente con la medición de referencia realizada mediante el método de Visacro, considerando un rango de frecuencias de hasta 1 [MHz].

Para su análisis, los resultados fueron agrupados en función de su similitud con la respuesta

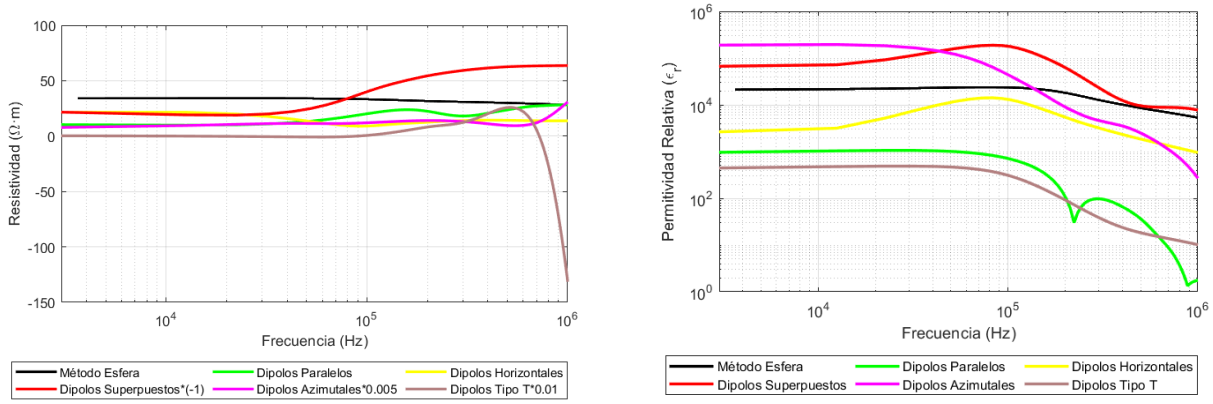
obtenida mediante el método esférico, considerando tanto la forma de las curvas espectrales como el cumplimiento de la condición cuasiestática.




(a) Resistividad obtenida con los métodos de Wenner y Schlumberger.

(b) Permitividad relativa obtenida con los métodos de Wenner y Schlumberger.

Figura 4.11: Resultados en alta frecuencia. Elaboración propia.




(a) Resistividad obtenida con los métodos restantes.

(b) Permitividad relativa obtenida con los métodos restantes.

Figura 4.12: Resultados de las otras configuraciones en alta frecuencia. Elaboración propia.

En la Figura 4.11 se presentan los resultados de resistividad y permitividad relativa obtenidos con las configuraciones Wenner y Schlumberger, junto con la referencia de la esfera. En la Figura 4.12 se muestran los resultados correspondientes a los Dipolos Paralelos, Horizontales, Superpuestos, Azimutales y Tipo T. Cabe señalar que, en este último grupo, los resultados de las configuraciones

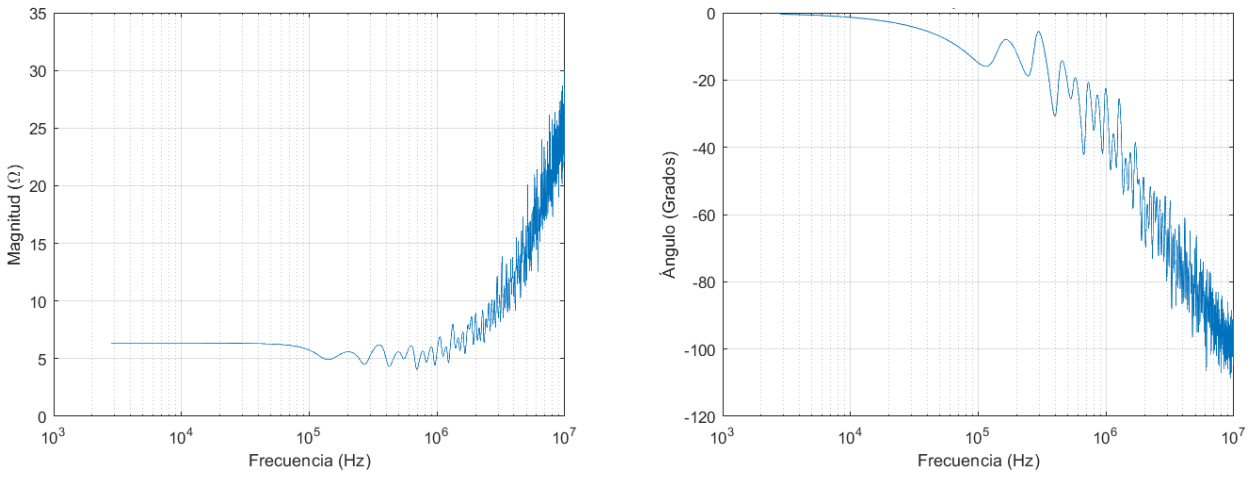
Azimutal y Tipo T han sido escalados para permitir su representación conjunta en la misma escala gráfica (ver Figura 4.12).

### 4.2.5 Wenner y Schlumberger

El análisis experimental de las configuraciones Wenner y Schlumberger permite establecer comparaciones directas con el método de referencia (esfera) y con los modelos frecuenciales descritos previamente. Las resistividades obtenidas en ambas configuraciones (Figura 4.15) presentan buena concordancia con la esfera en bajas frecuencias (hasta ∼10 [kHz]), convergiendo hacia el valor de resistividad en corriente continua.

Al incrementar la frecuencia, se observan diferencias en la respuesta de ambas configuraciones. En Schlumberger, la resistividad comienza a decaer desde los 10 [kHz], presentando oscilaciones hasta 1 [MHz]. En Wenner, la caída inicia a frecuencias levemente superiores (hacia los 20 [kHz]), con un descenso menos abrupto.

En términos de impedancia, la configuración Wenner (Figura 4.13) mantiene una magnitud constante alrededor de 6 [Ω] hasta ∼100 [kHz], con ángulo cercano a 0°, evidenciando conducción óhmica. Entre 100 [kHz] y 1 [MHz], el ángulo desciende gradualmente mientras la magnitud sigue estable. A partir de 1 [MHz], el ángulo cae rápidamente y la magnitud presenta un leve incremento, reflejando el ingreso al régimen capacitivo dominado por la corriente de desplazamiento.

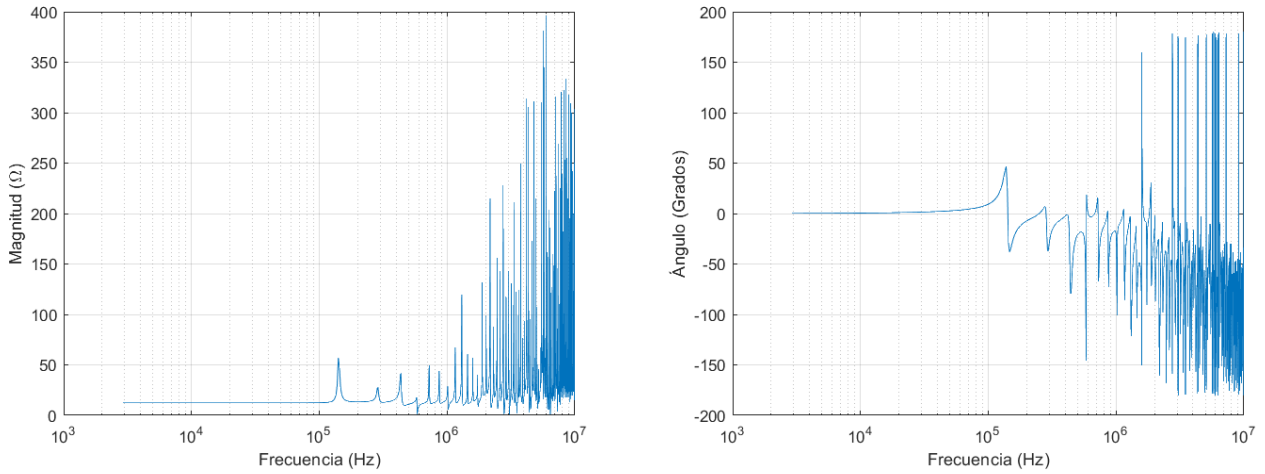



(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Wenner. (b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Wenner.

Figura 4.13: Impedancia obtenida utilizando el método de Wenner. Elaboración propia.

La corriente total responde a la relación $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} + j\omega\varepsilon\mathbf{E}$ y la impedancia se modela como $Z(\omega) = \frac{1}{\sigma+j\omega\varepsilon}$ Además, el ángulo de impedancia varía de acuerdo a$\theta(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega\varepsilon}{\sigma}\right)$,, mientras

que la magnitud permanece estable cuando se cumple que $\omega\varepsilon \ll \sigma$, y decae según $|Z| = \frac{1}{\sqrt{\sigma^2+(\omega\varepsilon)^2}}$. La configuración Wenner, al tener menor separación entre electrodos, excita un volumen más reducido que la esfera, intersectando menos interfaces dieléctricas heterogéneas. Esto retrasa la aparición de la dispersión dieléctrica, requiriendo frecuencias mayores para observar efectos acumulativos de la polarización interfacial. Como resultado, la transición capacitiva ocurre más tarde pero de manera más abrupta respecto al caso esférico.



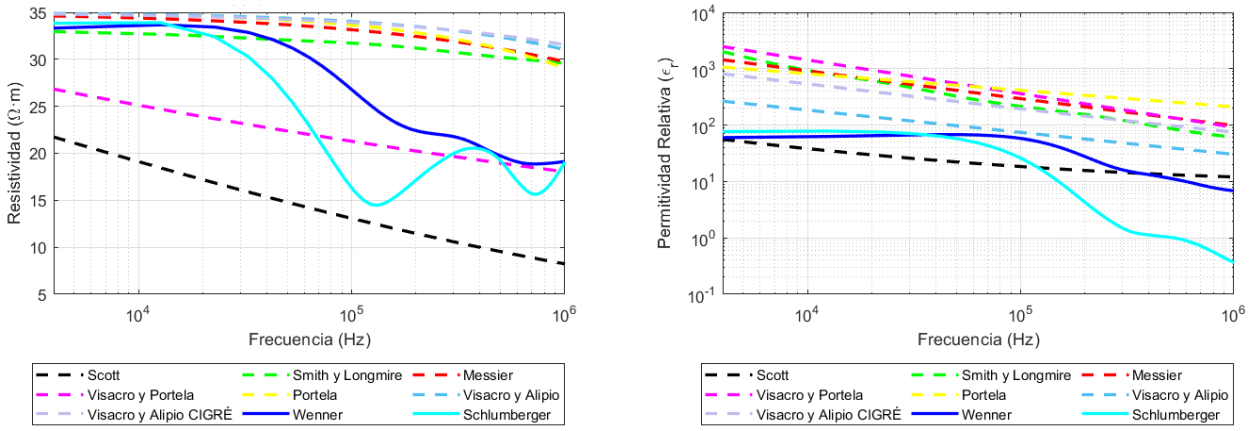

(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Schlumberger.

(b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Schlumberger.

Figura 4.14: Impedancia obtenida utilizando el método de Schlumberger. Elaboración propia.

En la configuración Schlumberger (Figura 4.14), el flujo de corriente es más superficial debido a la mayor separación entre los electrodos de corriente. En bajas frecuencias (1–100 [kHz]), la magnitud de impedancia es constante y el ángulo cercano a 0°. A partir de los 100 [kHz], el ángulo cae abruptamente, anticipando la activación de la corriente de desplazamiento, mientras que la magnitud permanece casi constante. Sobre los 100 [kHz] comienzan a aparecer oscilaciones inducidas por efectos inductivos parásitos asociados a trayectorias de cables, lazos de conexión y acoplamientos capacitivos laterales. Estos efectos se amplifican por encima de 1 [MHz].

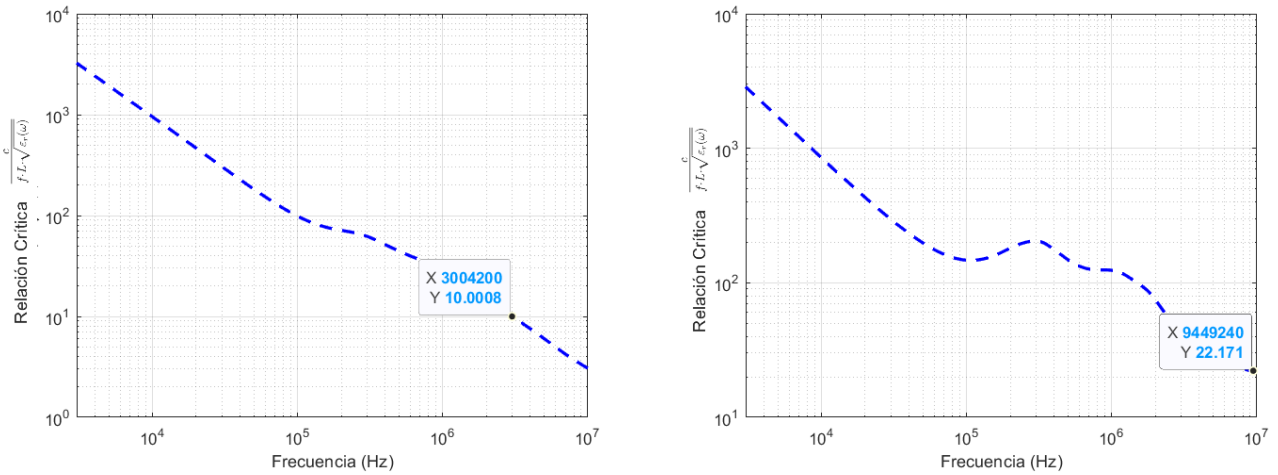
En términos de permitividad relativa (Figura 4.15), ambas configuraciones muestran valores menores a los estimados por modelos como Visacro [37] o CIGRÉ [11], especialmente a partir de 100 [kHz]. Estas discrepancias reflejan que la cantidad de heterogeneidades polarizadas es menor en estas configuraciones debido al menor volumen de interacción.




(a) Resistividad comparada con modelos teóricos. (b) Permitividad relativa comparada con modelos teóricos.

Figura 4.15: Respuesta espectral de Wenner y Schlumberger comparada con los modelos teóricos. Elaboración propia.

Este comportamiento sugiere que, para corregir estas desviaciones en alta frecuencia, sería necesario incorporar un factor geométrico dependiente de la frecuencia, $K(f) = K_{\text{or}} \cdot K_2(f)$, que ajuste el factor geométrico convencional de cada configuración.




(a) Condición cuasiestática para Wenner. (b) Condición cuasiestática para Schlumberger.

Figura 4.16: Validación de la condición cuasiestática para Wenner y Schlumberger. Elaboración propia.

La Figura 4.16 muestra la validación de la condición cuasiestática, considerando la permitividad efectiva medida. En Wenner, la permitividad relativa permanece próxima a $\varepsilon_\infty$ (8–10), extendiendo el régimen cuasiestático hasta 3 [MHz]. En Schlumberger, la caída de la permitividad desde los

40 [kHz] provoca que el régimen cuasiestático pueda ser analizado a mayores, aunque estos valores deben interpretarse con cautela debido a la menor confiabilidad de los valores de permitividad en este caso. Al revisar la posición de los electrodos utilizando el método de Schlumberger, es posible notar un error en el desarrollo de esta medición, en vez de mantener los electrodos de tensión fijos y desplazar los de corriente, se realizo el proceso inverso, provocando que muchas veces la distancia entre los electrodos de corriente y los de tensión sea muy pequeña, favoreciendo el acoplamiento.

Sin embargo, considerando los resultados, el método de Wenner se posiciona como una topología robusta para mediciones en alta frecuencia, presentando buena concordancia con los modelos teóricos y la referencia esférica, además de su mayor simplicidad operacional, al depender únicamente de la separación entre electrodos $a$ sin requerir factores geométricos adicionales.

### 4.2.6 Dipolos Paralelos, Horizontales, Superpuestos, Azimutales y Tipo T

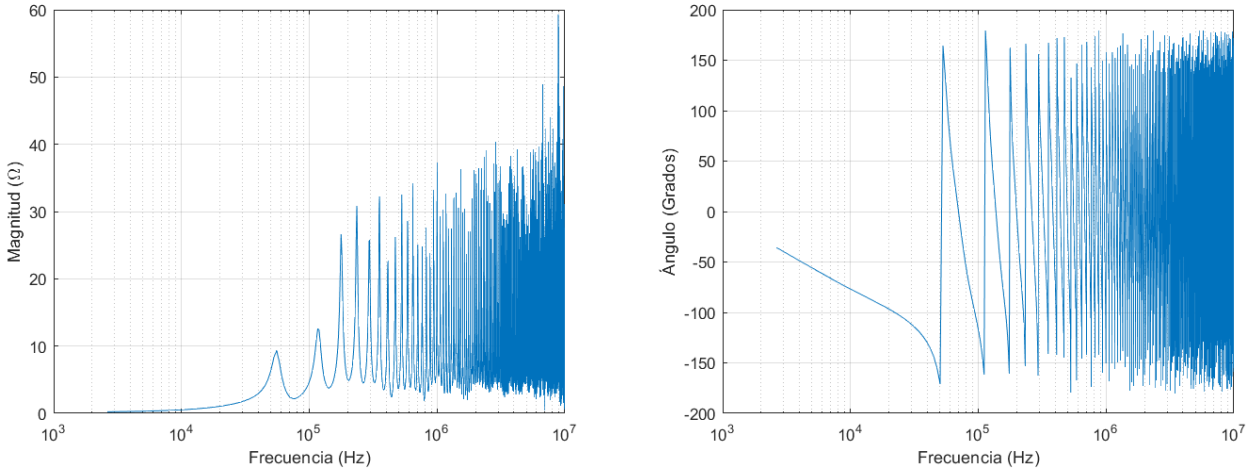
Las configuraciones dipolares presentan un comportamiento mucho más disperso que las configuraciones axiales. Como se aprecia en la Figura 4.12, tanto la resistividad como la permitividad relativa presentan oscilaciones significativas y, en varios casos, valores físicamente inconsistentes (negativos).

En particular:

- Las configuraciones Superpuestas (Figura 4.18) y Tipo T (Figura 4.17) resultaron ser las más inestables, generando resistividades negativas en múltiples frecuencias, efecto acentuado por su geometría, donde el primer electrodo de potencial se ubica cerca de una zona equipotencial, por lo que al calcular la diferencia de potencial, se obtiene una impedancia negativa.
- La configuración Azimutal (Figura 4.19), aunque dispersa en resistividad, mostró valores de permitividad relativamente estables, cercanos a modelos teóricos, pero con confiabilidad limitada.
- Las configuraciones Paralelas (Figura 4.21) y Horizontales (Figura 4.20) mostraron menor dispersión, pero presentaron un ascenso anómalo de resistividad por encima de 100 kHz, asociado a acoplamientos inductivos y capacitivos originados por la geometría axial de sus cables de medición.

Estas configuraciones comparten un volumen de excitación extremadamente reducido, donde la corriente circula prácticamente confinada entre los electrodos de corriente y potencial. Esto limita la activación de mecanismos volumétricos de polarización interfacial, dando lugar a respuestas puramente capacitivas desde bajas frecuencias $Z(\omega) \approx \frac{1}{j\omega C_{\text{aparente}}}$.

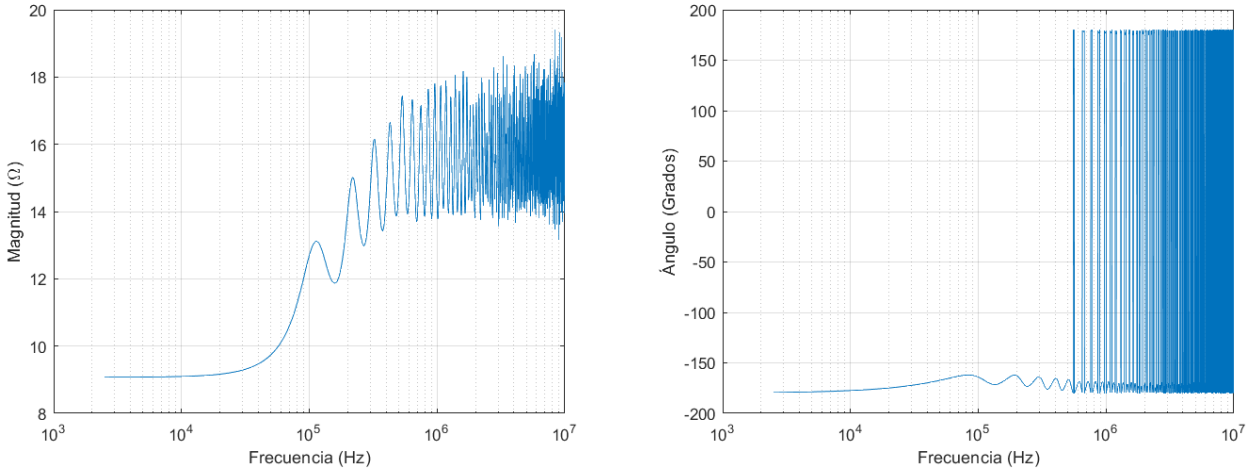
A partir de frecuencias intermedias (por encima de 100 kHz), comienzan a manifestarse fenómenos de acoplamiento inductivo debido a los lazos de corriente formados por los propios cables y conexiones del sistema experimental. Esta inductancia parásita puede modelarse como $Z_{\text{total}}(\omega) \approx \frac{1}{j\omega C_{\text{aparente}}} + j\omega L_{\text{parasitario}}$.




(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Dipolos Tipo T.

(b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Dipolos Tipo T.

Figura 4.17: Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Tipo T. Elaboración propia.



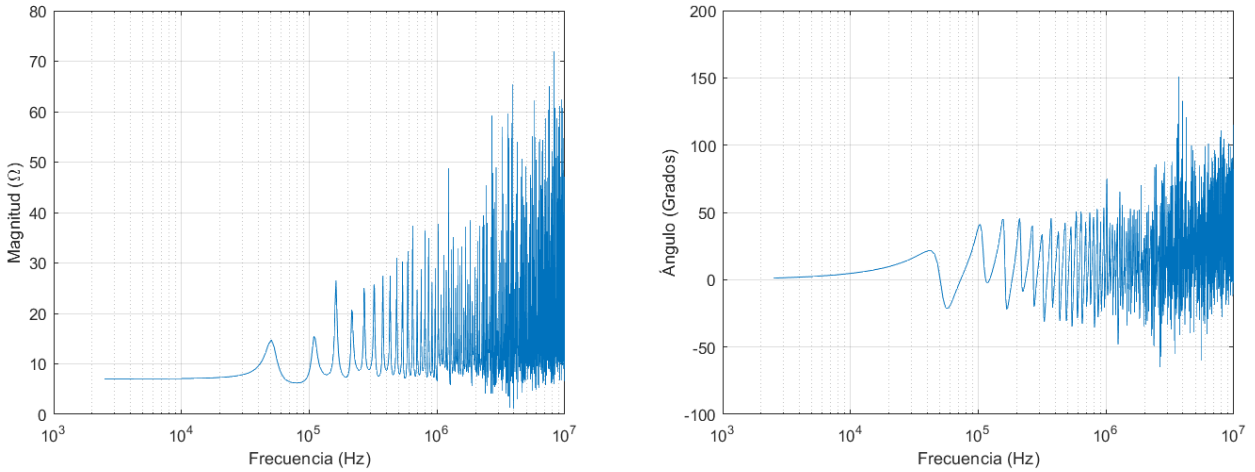

(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Dipolos Superpuestos.

(b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Dipolos Superpuestos.

Figura 4.18: Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Superpuestos. Elaboración propia.

Este comportamiento inductivo-capacitivo explica las oscilaciones observadas en el ángulo de impedancia y el crecimiento de magnitud a frecuencias medias y altas. En algunos casos, como

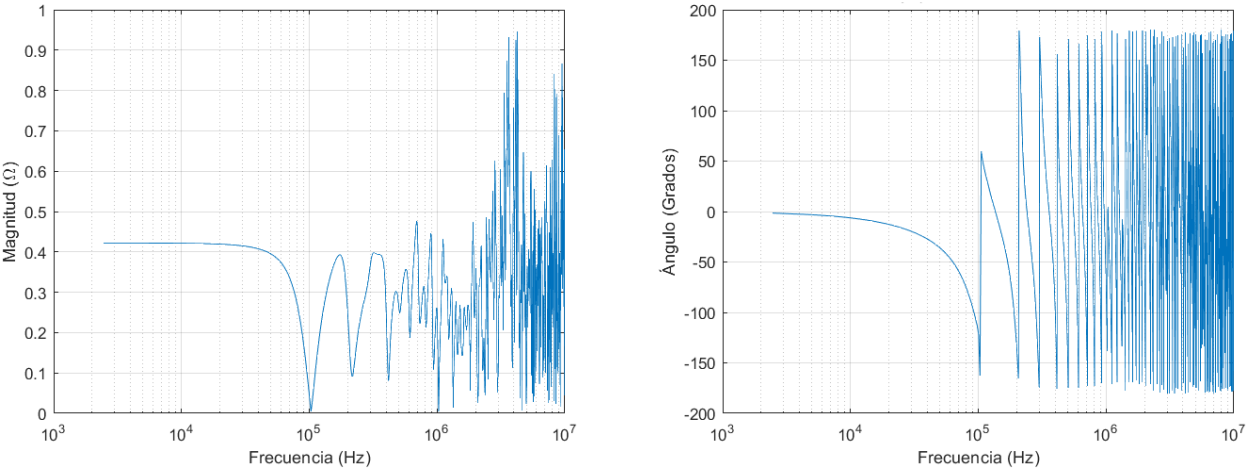
el Dipolo Azimutal, el ángulo de impedancia incluso cruza hacia valores positivos, indicando temporalmente un dominio inductivo.




(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Dipolos Azimutales.

(b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Dipolos Azimutales.

Figura 4.19: Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Azimutales. Elaboración propia.



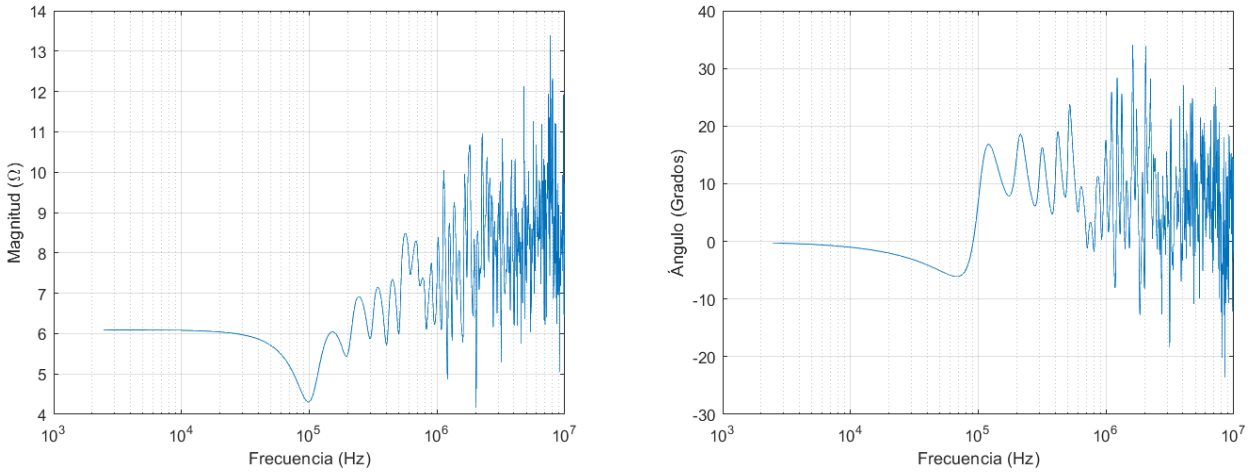

(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Dipolos Horizontales.

(b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Dipolos Horizontales.

Figura 4.20: Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Horizontales. Elaboración propia.

A frecuencias superiores a 1 [MHz], comienzan a observarse efectos adicionales de los cables, que amplifican el ruido de fase y la dispersión espectral. Desde el punto de vista experimental, estas configuraciones presentaron además importantes limitaciones logísticas: dificultad para separar cables, cruces involuntarios de conductores, acoplamientos parásitos, limitaciones físicas para la

movilidad del generador de impulsos, y cambios sistemáticos en la longitud de cables dependiendo de la posición de medición.




(a) Magnitud de la Impedancia con el Método de Dipolos Paralelos.

(b) Ángulo de la Impedancia con el Método de Dipolos Paralelos.

Figura 4.21: Impedancia obtenida utilizando el método de Dipolos Paralelos. Elaboración propia.

Como resultado, estas configuraciones dipolares resultan poco prácticas para caracterización sistemática en alta frecuencia. Aunque algunas pueden arrojar resultados puntualmente razonables, su elevada sensibilidad geométrica, dispersión espectral y complejidad operacional las vuelven poco recomendables para suelos reales.

Finalmente, de lo analizado, se puede decir que Wenner y Schlumberger continúan siendo las configuraciones más robustas para trabajo práctico en alta frecuencia. Además el Método de Wenner presenta la mayor estabilidad espectral, mejor ajuste frente a los modelos frecuenciales y mayor facilidad operativa. Las configuraciones dipolares, por su configuración, quedan dominadas por los acoplamientos del propio sistema de medición, limitando su capacidad de estimar parámetros dieléctricos representativos del suelo. Por tanto, bajo régimen electrocuasiestático, la configuración de Wenner se consolida como la opción más fiable para caracterización de suelos en alta frecuencia.

# Capítulo 5

# Conclusiones

Este trabajo presentó una metodología experimental para caracterizar la resistividad $\rho(f)$ y la permitividad relativa $\varepsilon_r(f)$ del suelo en función de la frecuencia, utilizando señales de impulso, configuraciones de electrodos simplificadas y análisis espectral mediante transformada de Fourier.

Se evaluaron ocho configuraciones de electrodos tanto en baja como en alta frecuencia. En baja frecuencia, se realizaron mediciones en dos suelos distintos. Las configuraciones de Wenner y Schlumberger presentaron los mejores resultados, con errores absolutos promedio de 9,24 % y 9,78 %, respectivamente. Por el contrario, los Dipolos Tipo T y Horizontales mostraron errores elevados (62,47 % y 29,54 %), mientras que los Dipolos Paralelos, Azimutales y Superpuestos mostraron menor dispersión, con errores promedio entre 10 % y 17 %.

Se determinó que el uso del factor de forma $k$ en el rango de 2 a 40 [m] permite mantener errores inferiores al 20 % en la mayoría de las mediciones. No obstante, debido a su precisión y simplicidad operativa, las configuraciones de Wenner y Schlumberger se recomiendan como las más adecuadas para estudios en baja frecuencia.

En alta frecuencia, se realizaron 30 mediciones en un único suelo. El factor de forma $k$ utilizado para homogeneizar las mediciones, al derivar de una aproximación electrocuasiestática, debió ser verificado previamente. Utilizando la longitud característica del sistema y la permitividad relativa obtenida desde el modelo de baja frecuencia, se validó la condición cuasiestática hasta 630 [kHz], extendiéndose de forma aproximada hasta 1 [MHz].

Las configuraciones de Wenner y Schlumberger mostraron el cumplimiento de la condición cuasiestática para frecuencias inferiores a 1 [MHz], aunque debe considerarse que los valores experimentales de permitividad podrían estar influenciados por efectos magnéticos. En ambas configuraciones se obtuvieron resultados físicamente coherentes con modelos teóricos. En el caso de Wenner, la resistividad presentó un descenso suave hasta los 50 [kHz], seguido de una caída

más pronunciada, en concordancia con el modelo de Visacro y Portela. La permitividad relativa se mantuvo prácticamente constante hasta los 100 [kHz], tras lo cual decayó de forma progresiva, acercándose al modelo de Scott. En la configuración de Schlumberger, la resistividad comenzó a disminuir desde los 20 [kHz], y la permitividad relativa descendió hasta valores cercanos a cero al alcanzar 1 [MHz], comportamiento atribuido al acoplamiento entre electrodos debido a errores en el posicionamiento.

Las configuraciones Tipo T y Superpuesta presentaron valores negativos de resistividad en ciertos tramos del espectro. En la configuración Tipo T, el ángulo de la impedancia alcanzó los 180° en torno a los 50 [kHz], comenzó a oscilar a medida que aumentaba la frecuencia, afectando a la resistividad. Si bien la permitividad relativa mostró un comportamiento comparable al obtenido con Wenner, la elevada variabilidad en la resistividad, sumada a la complejidad del montaje, desaconseja el uso de esta configuración para mediciones en alta frecuencia.

En la configuración de Dipolos Superpuestos, el posicionamiento de los electrodos provocó que la diferencia de potencial medida fuera negativa, lo que generó impedancias con un ángulo cercano a 180°, originando una componente real negativa y, en consecuencia, valores negativos de resistividad. Además, la magnitud de dicha resistividad aumentó con la frecuencia, lo que descarta la inversión de electrodos como una solución viable.

Otras configuraciones presentaron resultados mixtos. En los Dipolos Azimutales, las resistividades fueron elevadas y debieron ser escaladas por un factor de 0,005 para su adecuada visualización. La permitividad relativa alcanzó valores excesivamente altos, cercanos a 100.000, los cuales también requirieron ser ponderados para su representación gráfica. Además, el análisis de la impedancia evidenció efectos inductivos significativos. En el caso de los Dipolos Horizontales, la gran separación entre los electrodos de potencial redujo considerablemente la magnitud de la resistividad medida. No obstante, se observó un comportamiento capacitivo acorde con la teoría, caracterizado por un ángulo de impedancia decreciente con la frecuencia. Aunque esta configuración es sencilla de implementar, tiende a registrar valores de resistividad muy bajos. Por último, en los Dipolos Paralelos se observó un aumento de la resistividad a partir de los 50 [kHz] atribuible al acoplamiento entre conductores, mientras que la permitividad relativa decayó progresivamente desde los 200 [kHz].

En síntesis, los resultados de este trabajo evidencian la necesidad de incorporar un factor dependiente de la frecuencia que corrija los valores medidos e incluya los efectos magnéticos no considerados hasta ahora.

Finalmente, después del análisis realizado en baja y alta frecuencia, se recomienda utilizar el método de Wenner para futuras investigaciones, al entregar resultados de resistividad y permitividad en alta y baja frecuencia coherentes con los valores ponderados y los modelos analíticos.

# Capítulo 6

# Trabajo Futuro

A partir de los resultados, se identifican diversas oportunidades para expandir y perfeccionar la metodología desarrollada. En primer lugar, se propone optimizar el diseño experimental de las configuraciones dipolares, especialmente en alta frecuencia. El uso de fibra óptica será clave para aumentar la precisión, al reducir el acoplamiento y minimizar las interferencias electromagnéticas.

Asimismo, debe incorporarse un factor de corrección dependiente de la frecuencia que contemple los efectos magnéticos, actualmente no considerados. En configuraciones con gran longitud característica, la condición cuasiestática restringirá la frecuencia de operación, por lo que dicho factor también debería depender de esta variable.

Se sugiere extender el análisis espectral a frecuencias superiores a 1 [MHz], lo que exigirá instrumentación con mayor ancho de banda y modelos que incorporen efectos inductivos y de propagación. Esto permitiría estudiar fenómenos adicionales de polarización y validar los límites del régimen electrocuasiestático.

La integración de simulaciones computacionales será esencial para evaluar la distribución del campo eléctrico en distintas configuraciones, su interacción con suelos estratificados o anisotrópicos, y el comportamiento en alta frecuencia. Este enfoque facilitará la validación cruzada entre resultados experimentales y modelos numéricos.

También se recomienda explorar otras formas de excitación, como señales sinusoidales con barrido en frecuencia, que podrían mejorar la resolución espectral y simplificar el procesamiento computacional.

Finalmente, es fundamental evaluar esta metodología en una mayor variedad de suelos y condiciones ambientales, con el objetivo de ampliar su aplicabilidad y consolidarla como una herramienta robusta para la caracterización espectral del suelo en campo.

# Referencias


[1] IEEE Guide for Safety in AC Substation Grounding. *IEEE Std 80-2013 (Revision of IEEE Std 80-2000/ Incorporates IEEE Std 80-2013/Cor 1-2015)*, pages 1–226, 2015.

[2] Silverio Visacro and Rafael Alipio. Frequency dependence of soil parameters: Experimental results, predicting formula and influence on the lightning response of grounding electrodes. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(2):927–935, 2012.

[3] Rafael Alipio and Silverio Visacro. Time-domain analysis of frequency-dependent electrical parameters of soil. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 59(3):873–878, 2017.

[4] Dmitry Kuklin. Numerical analysis of electromagnetic coupling effects in measurements of frequency dependent soil electrical properties. *Progress In Electromagnetics Research M*, 79:101–111, 2019.

[5] R.L. Smith-Rose. Electrical measurements on soil with alternating currents. *Institution of Electrical Engineers - Proceedings of the Wireless Section of the Institution*, 9:293–309, 1934.

[6] J. Scott. Electrical and magnetic properties of rock and soil, theoretical notes. *United States Department of the Interior Geological Survey.*, Note 18, 1983.

[7] C. L. Longmire and K. S. Smith. A universal impedance for soils. Topical Report, 1 Jul. - 30 Sep. 1975 Mission Research Corp., Santa Barbara, CA., October 1975.

[8] B. et al. Eberle. The effects of Water Content and Water Resistivity on the dispersion of Resistivity and Dielectric Constant in Quartz Sand in the frequency range $10^2$ to $10^8$ Hz. *GEOLOGICAL SURVEY.*, 1983.

[9] J.E. Hipp. Soil electromagnetic parameters as functions of frequency, soil density, and soil moisture. *Proceedings of the IEEE*, 62(1):98–103, 1974.

[10] S. Visacro and C. Portela. Soil permittivity and conductivity behavior on frequency range of transient phenomena in electric power systems. *Proc. 1987 Int. Symp. High Voltage Engineering*, 5:1–4, 1987.

[11] William Chisholm, S. Visacro, R. Alipio, H. Griffiths, A. Haddad, J. HE, Johny Montana, Javier Herrera-Murcia, S.SEKIOKA, K. YAMAMOTO, S. PACK, D. PROCTOR, M. WAHLBERG, M.T. Barros, F. DAWALIBI, Hendrik Pretorius, and Farhad Rachidi. Impact of soil-parameter frequency dependence on the response of grounding electrodes and on the lightning performance of electrical systems. 01 2020.

[12] H.A. Haus and J.R. Melcher. *Electromagnetic Fields and Energy*. Prentice Hall, 1989.

[13] M. Zahn. *Electromagnetic Field Theory: A Problem Solving Approach*. Krieger Publishing Company, 2003.

[14] C. Kittel. *Introduction to Solid State Physics*. Wiley, 2004.

[15] J.S. Sumner. *Principles of Induced Polarization for Geophysical Exploration*. Developments in Economic Geology. Elsevier Science, 2012.

[16] M.S. Zhdanov. *Geophysical Electromagnetic Theory and Methods*. Methods in Geochemistry and Geophysics. Elsevier Science, 2009.

[17] F. Wenner. *A Method of Measuring Earth Resistivity*. U.S. Department of Commerce, Bureau of Standards, 1916.

[18] Wiwattanachang N. and P. Giao. Monitoring crack development in fiber concrete beam by using electrical resistivity imaging. *Journal of Applied Geophysics - J APPL GEOPHYS*, 75:294–304, 10 2011.

[19] K. Knödel, B.G. Rohstoffe, H. Krummel, and G. Lange. *Handbuch zur Erkundung des Untergrundes von Deponien und Altlasten: Band 3: Geophysik*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.

[20] I. Roman and Geological Survey (U.S.). *Apparent Resistivity of a Single Uniform Overburden: An Analysis of the Two-boundary Resistivity Problem with Tables for Numerical Applications*. Geological Survey professional paper. U.S. Government Printing Office, 1960.

[21] S. Szalai, A. Novák, and Laszlo Szarka. Depth of investigation and vertical resolution of surface geoelectric arrays. *Journal of Environmental and Engineering Geophysics - J ENVIRON ENG GEOPHYS*, 14:15–23, 03 2009.

[22] S. Szalai and Laszlo Szarka. Auxiliary results of collection and classification of surface geoelectric arrays. *EAGE European Meeting of Environmental and Engineering Geophysics*, 13th:943–959, 2007.

[23] Ashwin Desai Belaguppa Manjunath, Fatima Khan, Nurym Noyanbayev, Noureddine Harid, Huw Griffiths, Ricardo Pereira Nogueira, Nilson Tadeu Camarinho De Oliveira, Manu Haddad, and Sarathi Ramanujam. Investigation into variation of resistivity and permittivity of aqueous solutions and soils with frequency and current density. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 64(2):443–455, 2022.

[24] Amireddy Sainath Reddy and K. Chandrasekaran. Measurement of resistivity of soil with moisture level and a frequency function. In *2022 International Conference on Intelligent Controller and Computing for Smart Power (ICICCSP)*, pages 1–5, 2022.

[25] Zhen Li, Jinliang He, and Bo Zhang. The influence of frequency dependent soil parameters on transmission line. In *2014 International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, pages 1010–1013, 2014.

[26] C. M. Portela. Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior. *1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatability. Symposium Record (Cat. No.99CH36261)*, 2:1004–1009 vol.2, 1999.

[27] Damir Cavka, Nicolas Mora, and Farhad Rachidi. A comparison of frequency-dependent soil models: Application to the analysis of grounding systems. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 56(1):177–187, 2014.

[28] J. Longley and C. L. Longmire. Time domain treatment of media with frequency dependent parameters. *Theoretical Notes 113, Defense Nuclear Agency, Santa Barbara, CA,*, 1973.

[29] MA Messier. The propagation of an electromagnetic impulse through soil: Influence of frequency dependent parameters. *Mission Res. Corp., Santa Barbara, CA, USA, Tech. Rep. MRC-N-415*, 1980.

[30] J. Kuffel and P. Kuffel. *High Voltage Engineering Fundamentals*. Newnes, 2000.

[31] British Standards Institution. *BS EN IEC 60060-1. High-voltage Test Techniques: Part 1. General definitions and test requirements*. Number parte 1. British Standards Institution, 2021.

[32] IEC. Iec 62305-1: Protection against lightning – part 1: General principles. *IEC 623051-1:2010*, pages 1–67, 2010.

[33] E.W. Hansen. *Fourier Transforms: Principles and Applications*. Wiley, 2014.

[34] S. Smith. *Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists*. Demystifying technology series : by engineers, for engineers. Elsevier Science, 2003.

[35] F.J. Harris. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1):51–83, 1978.

[36] J.G. Proakis. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, And Applications, 4/E*. Pearson Education, 2007.

[37] S. Visacro and C. Portela. Frequency dependence of soil parameters: Experimental results, predicting formula and influence on the lightning response of grounding electrodes. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27:927–935, 2012.

# Apéndice A

# Posiciones de los Electrodos en Alta Frecuencia

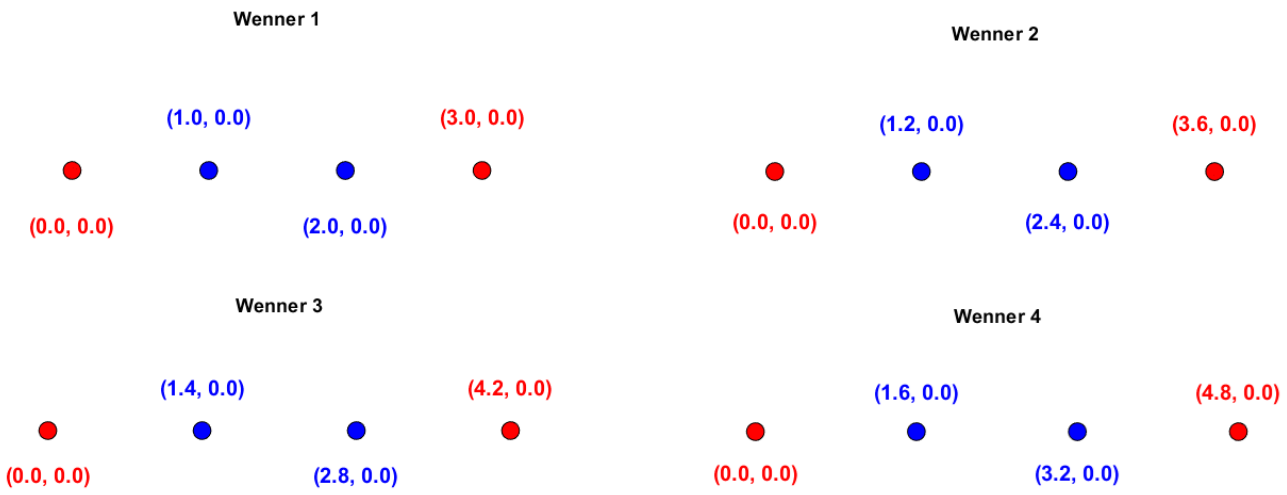



Figura A.1: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Wenner.

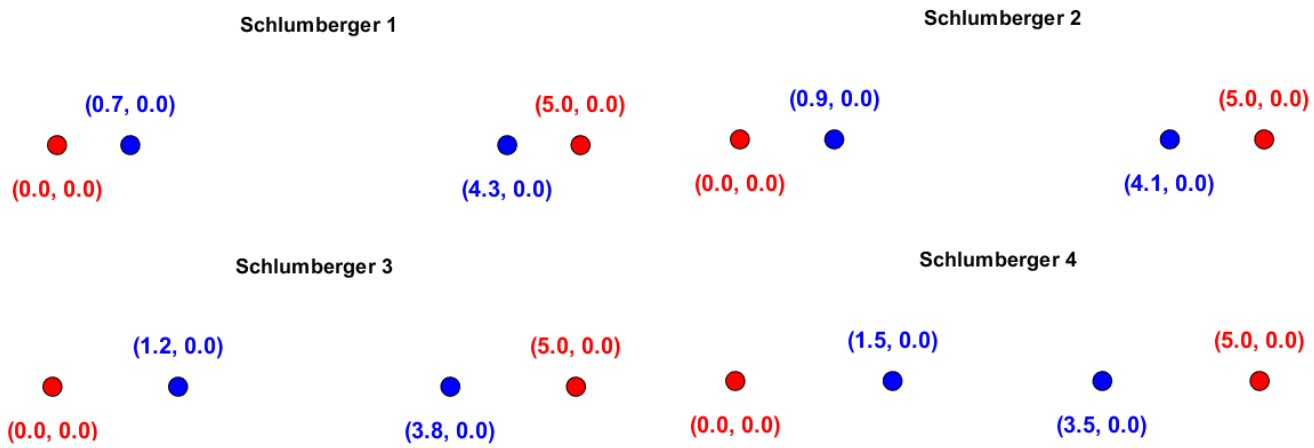



Figura A.2: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Schlumberger.

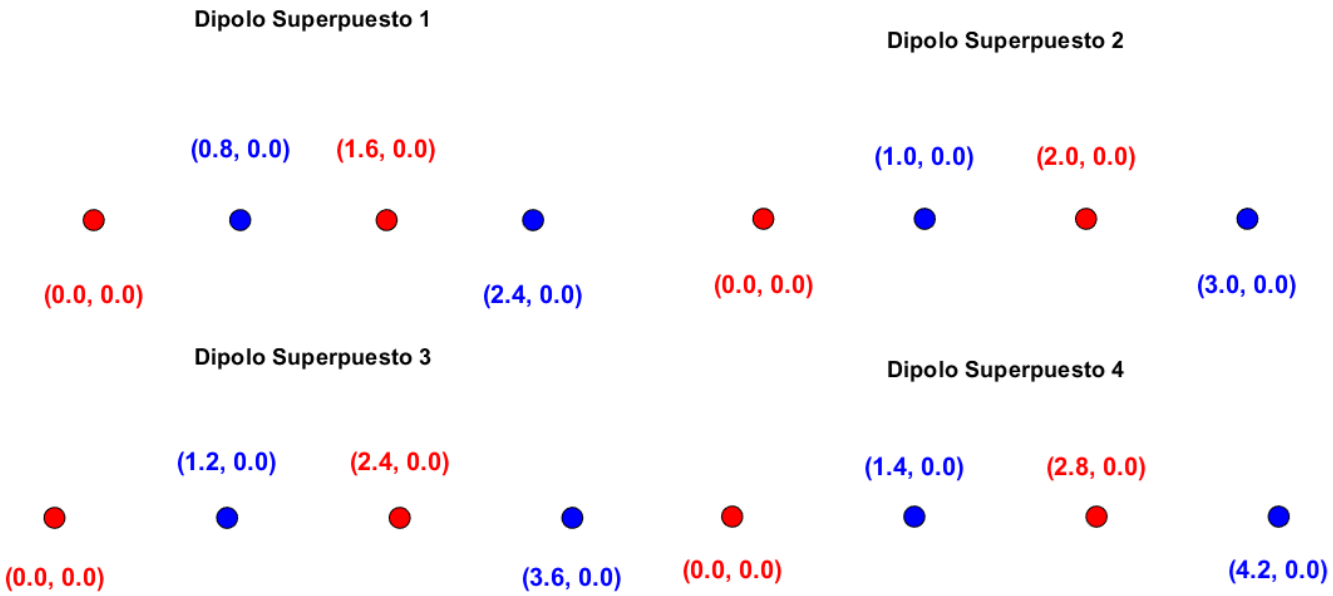



Figura A.3: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Superpuestos.

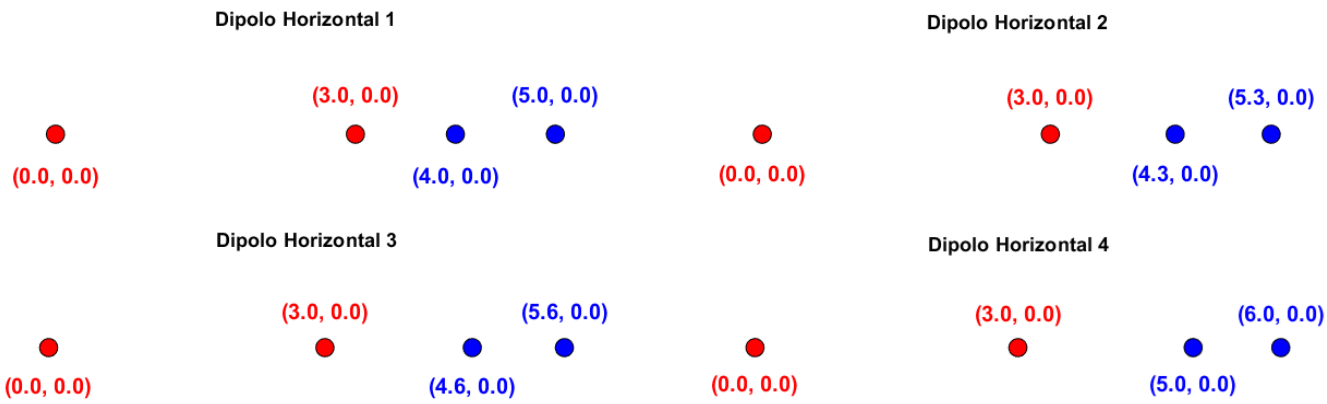



Figura A.4: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Horizontales.

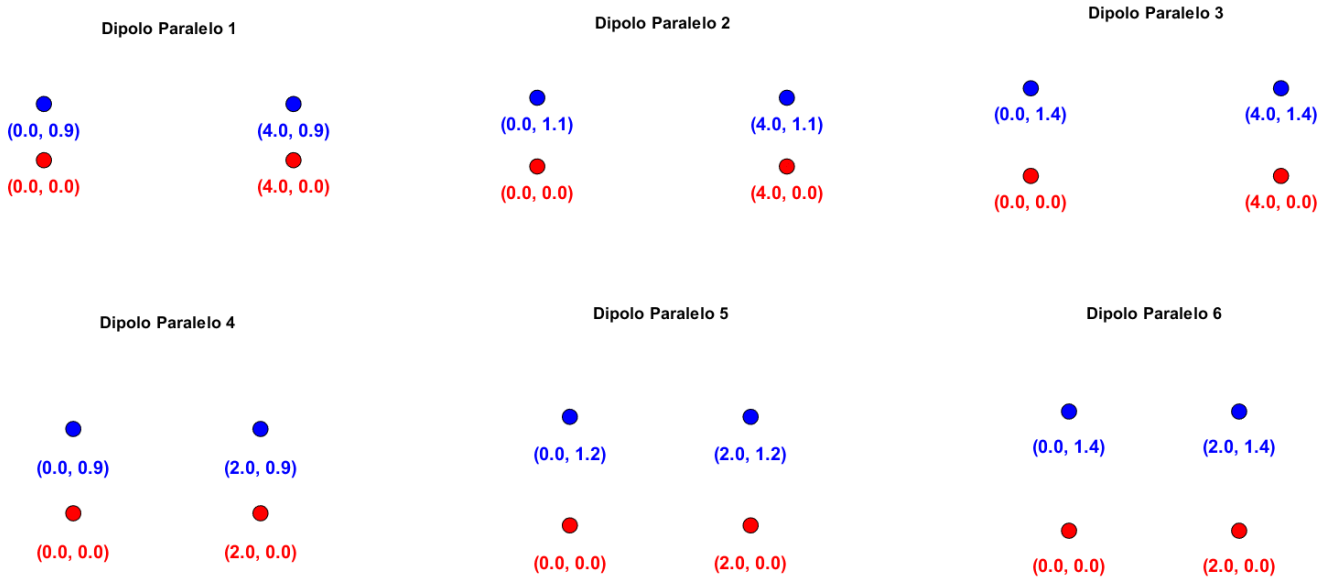



Figura A.5: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Paralelos.

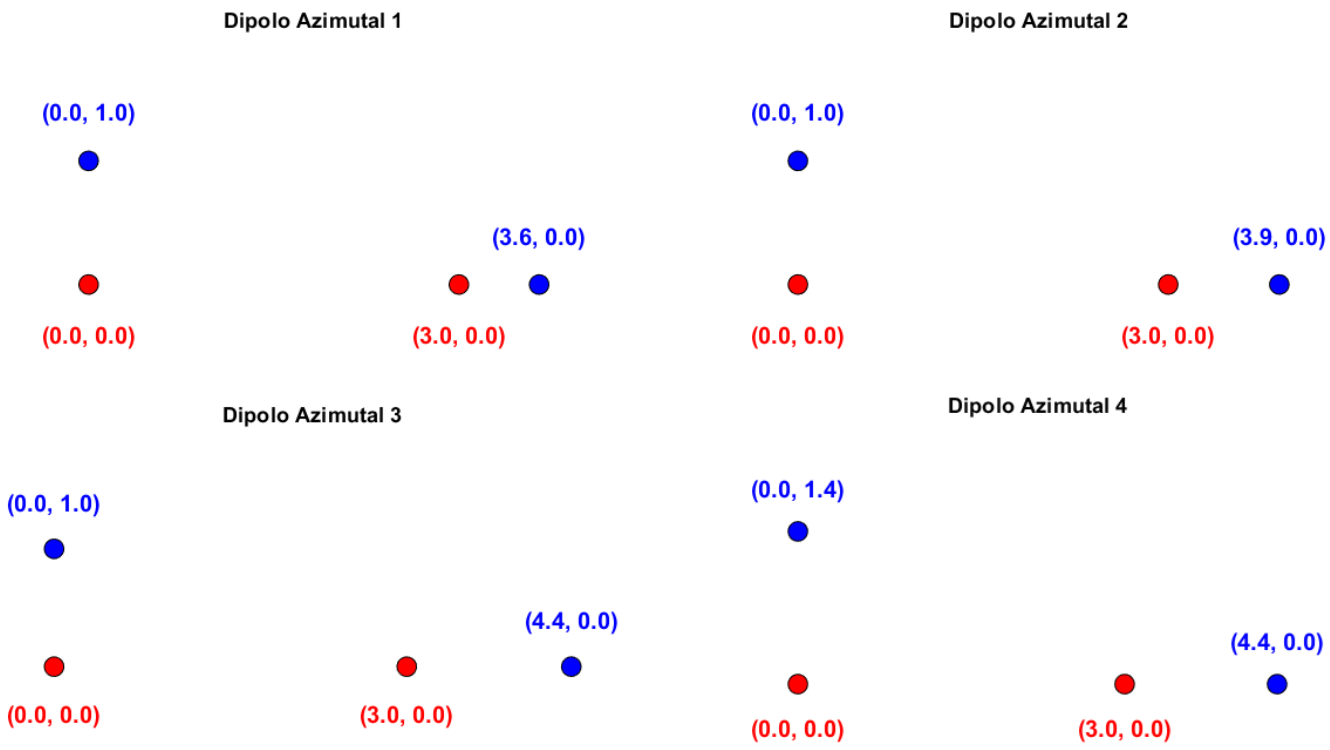



Figura A.6: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Azimutales.

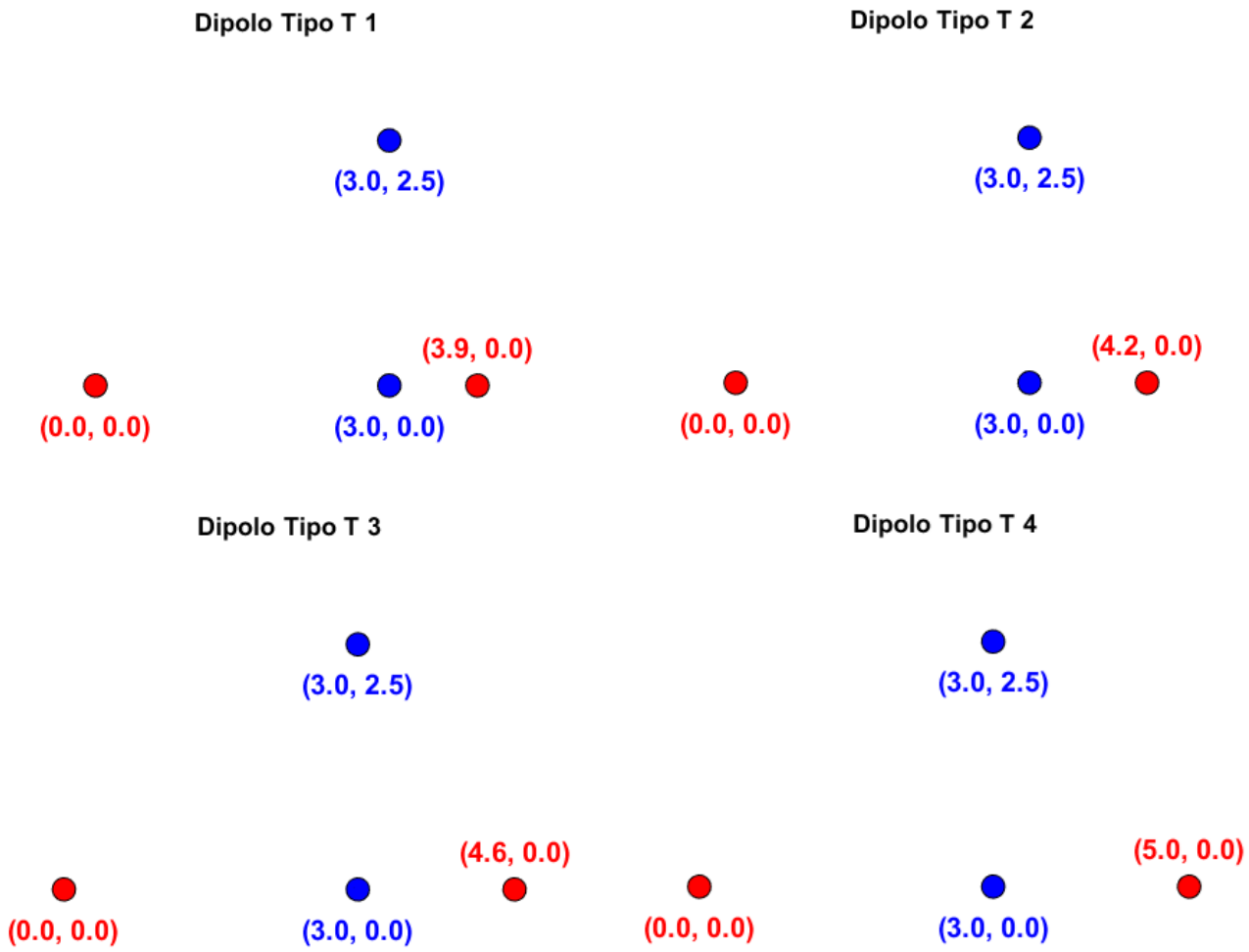



Figura A.7: Ubicación de los electrodos utilizados en el Método de Dipolos Tipo T.

# Apéndice B

# Equipamiento utilizado




(a) Batería 12 V.




(b) Inversor PI400LA.

Figura B.1: Sistema de alimentación auxiliar.




(a) Fuente de alta tensión Keithley 247.



(b) Generador de impulsos de una etapa.

Figura B.2: Sistema de generación de impulsos.

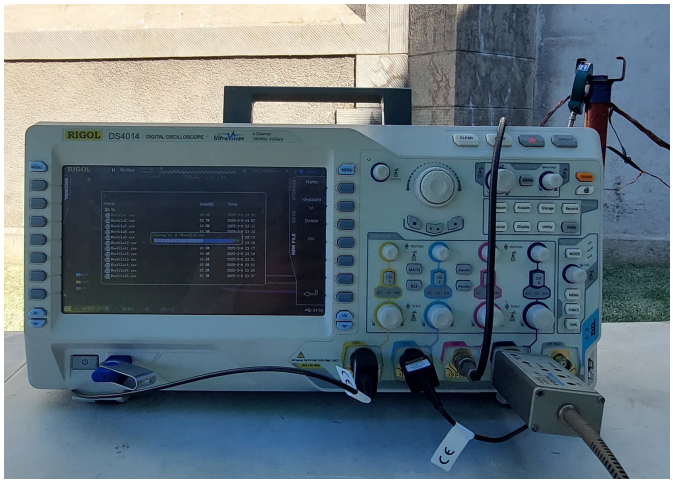



Figura B.3: Osciloscopio Rigol DS4014-E conectado durante las mediciones.



(a) Sonda Tektronix P6015A.




(b) Medidor de corriente Pearson 150.

Figura B.4: Sistema de medición de tensión y corriente.



(a) Electrodos tipo varilla enterrados en el suelo de prueba.

(b) Electrodo tipo esfera.

Figura B.5: Electrodos utilizados en las mediciones.