

Tesis Doctoral

Procesamiento de señales de georadar: implementación del método de arreglos sintéticos de antenas emisoras

Cedrina, Lorena Valeria

2010

Este documento forma parte de la colección de tesis doctorales y de maestría de la Biblioteca Central Dr. Luis Federico Leloir, disponible en digital.bl.fcen.uba.ar. Su utilización debe ser acompañada por la cita bibliográfica con reconocimiento de la fuente.

This document is part of the doctoral theses collection of the Central Library Dr. Luis Federico Leloir, available in digital.bl.fcen.uba.ar. It should be used accompanied by the corresponding citation acknowledging the source.

Cita tipo APA:

Cedrina, Lorena Valeria. (2010). Procesamiento de señales de georadar: implementación del método de arreglos sintéticos de antenas emisoras. Facultad de Ciencias Exactas y Naturales. Universidad de Buenos Aires.

Cita tipo Chicago:

Cedrina, Lorena Valeria. "Procesamiento de señales de georadar: implementación del método de arreglos sintéticos de antenas emisoras". Facultad de Ciencias Exactas y Naturales. Universidad de Buenos Aires. 2010.

EXACTAS UBA

Facultad de Ciencias Exactas y Naturales



UBA

Universidad de Buenos Aires



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES

Facultad de Ciencias Exactas y Naturales

Departamento de Física

**Procesamiento de Señales de Georadar:
Implementación del Método de Arreglos Sintéticos
de Antenas Emisoras**

Tesis presentada para optar al título de Doctor de la Universidad
de Buenos Aires en el área Ciencias Físicas

Lorena Valeria Cedrina

Director de Tesis: Dra. Ana Osella

Director Asistente: Dr. Néstor Bonomo

Consejero de Estudios: Dra. Marta Ferraro

Lugar de Trabajo: Grupo de Geofísica Aplicada y Ambiental, FCEN

Buenos Aires, Septiembre de 2010

Procesamiento de Señales de Georadar: Implementación del Método de Arreglos Sintéticos de Antenas Emisoras

El principal objetivo de esta Tesis es introducir el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar y desarrollar las técnicas y herramientas básicas para hacer efectiva su implementación. Los métodos usuales de cobertura simple permiten resolver muy diversas situaciones experimentales. En particular los estudios realizados en la zona de Palo Blanco permitieron caracterizar adecuadamente estructuras arqueológicas con bajo contraste con el medio circundante. En algunas situaciones las señales son muy débiles y es necesario utilizar otras metodologías, con cobertura múltiple, para mejorar su visibilidad. Pero las metodologías usuales de cobertura múltiple, tales como la de punto medio común, también presentan limitaciones, ya que en algunos casos las mejoras que se logran no son suficientes.

En este contexto se propone el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar, en el que se consideran arreglos de antenas para obtener zonas iluminadas más estrechas, concentrando la energía sobre los blancos de interés, y disminuyéndola en las zonas periféricas, generadoras de señales secundarias. Mediante esta metodología de cobertura múltiple se logra mejorar la relación de intensidad de la señal primaria respecto de otras señales secundarias, así como su continuidad lateral. Los resultados obtenidos en el presente trabajo mostraron beneficios significativos en cuanto a la aplicación de este nuevo método en georadar, para estudiar reflectores que generan solamente señales muy tenues y para mejorar en forma selectiva señales originadas en distintos objetos, lo que constituye un paso fundamental para continuar con el desarrollo del método.

Palabras claves: Georadar, Procesamiento de radargramas, Arreglos sintéticos, Cobertura múltiple, Método para caracterización de estructuras

Ground Penetrating Radar Signal Processing: Implementation of the Synthetic Emitter Array Method

The main objective of this Thesis is to introduce the synthetic emitter array method and to develop the basic tools and techniques for its implementation. Usual single offset methods allow solving many different experimental situations. In particular, studies in the area of Palo Blanco allowed adequately characterizing archaeological structures with low contrast respect to the surrounding environment. In some situations signals are very weak and then other methodologies, with multiple offset, have to be used to improve its visibility. But the usual multi-offset methodologies, such as common midpoint, also have limitations, since in some cases the improvements are not sufficient for a clear characterization of the target.

In this context, the synthetic emitter array method is proposed. This method employs emitter arrays to narrow the illumination area, thus concentrating the energy on the targets of interest and reducing it in peripheral areas, which generate secondary signals. Through this multi-offset methodology we increase the signal to noise ratio and the lateral coherence of the events, thus significantly improving the definition of very weak signals and the resolution of signals originated at different objects.

Keywords: Ground Penetrating Radar, Radargram processing, Synthetic arrays, Multiple offset, Method for characterizing structures

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	4
1.3. Contenido de la Tesis	5
2. Método de georadar	7
2.1. Equipos de georadar	7
2.2. Propagación de señales de georadar	8
2.3. Metodología de cobertura simple	13
2.4. Señales producidas por distintos tipos de reflectores	16
2.5. Ejemplo de sondeo de cobertura simple	20
2.6. Procesamiento básico para datos de cobertura simple	23
2.7. Metodología de migración de señales	27
2.8. Metodologías de cobertura múltiple - Common Midpoint	30
3. Aplicación de los métodos usuales en georadar	34
3.1. Sitio arqueológico de Palo Blanco	34
3.2. Localización de una estructura de piedras	37
3.3. Detección de vasijas enterradas	42
3.3.1. Método de cobertura simple	42

3.3.2.	Modelado	47
3.3.3.	Método de cobertura múltiple - CMP	50
4.	Método de arreglos sintéticos de emisores de georadar	53
4.1.	Arreglos de emisores	54
4.2.	Método de arreglos sintéticos de emisores de georadar	60
4.3.	Caracterización del campo del arreglo	63
4.4.	Respuesta del método en casos básicos	71
4.5.	Procesamiento para mejorar señales complejas	79
5.	Aplicación del método SEA a casos con blancos múltiples	84
5.1.	Datos simulados	84
5.2.	Datos experimentales	87
5.2.1.	Caracterización de paredes de tapia	87
5.2.2.	Aplicación a señales producidas por vasijas	91
6.	Evaluación del método	96
6.1.	Definición de indicadores	96
6.2.	Comparación entre los métodos SEA, SO y CMP	100
6.2.1.	Datos simulados	102
6.2.1.1.	Objeto pequeño	102
6.2.1.2.	Reflector extenso	110
6.2.2.	Datos experimentales	115
7.	Conclusiones	123
7.1.	Resumen de resultados y Conclusiones	123
7.2.	Futuras líneas de trabajo	127
A.	Simulación numérica de radargramas	129

B. Arreglos de antenas en un medio uniforme	134
C. Programa <i>3DArray</i>	139
D. Programa <i>EntornoSEA</i>	150
Agradecimientos	162
Bibliografía	164

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

El método de georadar es una técnica de prospección no invasiva, de alta resolución que permite investigar las capas superiores del suelo. En la actualidad, constituye uno de los métodos más utilizados en investigaciones geofísicas con aplicaciones en diversas áreas como, por ejemplo, geología [1] [2] [3], arqueología [4] [5] [6], ingeniería civil [7] [8] [9] [10] y monitoreo de agua subterránea [11] [12] [13]. En el método de georadar (*ground penetrating radar*, GPR) se emiten pulsos electromagnéticos desde la superficie del suelo, los cuales se propagan a través del mismo, donde se reflejan y refractan en las sucesivas interfases. En la superficie del suelo se registra la amplitud de la señal, recibida a lo largo de todo este proceso, como función del tiempo. Luego, se analizan los tiempos de tránsito para los pulsos que han regresado, así como sus amplitudes y fases. En particular, si se conoce la velocidad de propagación en los medios es posible estimar las profundidades de las interfases a partir de dichos tiempos de tránsito.

Los equipos de radar para la prospección geofísica usualmente utilizan frecuencias entre 100 MHz y 1000 MHz. Si bien frecuencias mayores (longitudes de onda menores) producen mejor resolución, el incremento de absorción y dispersión en las señales transmitidas reducen la profundidad de penetración. Cuanto mayor es la frecuencia de la antena, menos profunda es la zona posible de ser estudiada. El rango de profundidades que se pueden caracterizar depende de la composición de la matriz donde se hallen los objetos o estratos de

interés (por ejemplo, del contenido de arcillas, de la humedad del suelo, etc.) y de las características de las antenas de radar. En aplicaciones geofísicas es habitual alcanzar penetraciones desde algunas decenas de centímetros para las frecuencias más altas, hasta algunas decenas de metros para las frecuencias más bajas.

En la mayoría de las aplicaciones de georadar, la distancia entre las antenas emisora y receptora (*offset*) se mantiene constante durante el sondeo (metodología de cobertura simple o *single offset*, SO), y el par de antenas se desplaza a lo largo de líneas paralelas, que se distribuyen en el terreno para cubrir completamente el área de estudio. Con esta metodología, se pueden analizar grandes porciones de suelo en tiempos relativamente cortos y con buena calidad de identificación de las estructuras enterradas [14] [15]. En particular, la adquisición en grillas con alta densidad de líneas paralelas puede dar imágenes de los blancos de gran calidad [16] [17].

Sin embargo, las antenas de georadar tienen directividad limitada, con conos de iluminación bastante amplios [18] [19]. Como consecuencia, una fracción importante de la energía transmitida se pierde fuera del camino emisor - reflector - receptor, reduciendo las posibilidades de detección, especialmente en casos con baja relación señal - ruido, como ocurre por ejemplo, en condiciones de alta absorción, bajo contraste o blancos profundos. Esta pérdida de energía reduce la efectividad de la metodología de georadar cuando se utilizan antenas emisoras y receptoras únicas y distancia fija entre ellas.

La detección e interpretación de señales de objetos enterrados se pueden mejorar utilizando métodos de cobertura múltiple, como por ejemplo los métodos de punto medio común (*common midpoint*, CMP) [20] [21], WARR (*wide-angle reflection and refraction*) [22], AVO (*amplitude variation with offset*) [23] [24] o AVA (*amplitude variation with angle*) [25].

En las metodologías de adquisición de cobertura múltiple, las antenas emisora y receptora se colocan sobre la superficie con una disposición particular para cada uno de los distintos métodos y se varía la distancia entre ellas; de esta manera se examina repetidas veces la misma porción de suelo. El procedimiento se repite en cada posición del suelo a investigar. Luego, se procesan los datos adquiridos, procurando obtener señales más intensas y claras que cuando se utilizan metodologías de cobertura simple. En general, la adquisición con

cobertura múltiple se aplica a un número pequeño de puntos para obtener la velocidad de propagación y la profundidad de las principales interfases, a lo largo de unas pocas líneas o muy rara vez a lo largo de líneas paralelas para obtener el campo de velocidades y para lograr un mapa completo del subsuelo. Los métodos de cobertura múltiple buscan reforzar las señales primarias en relación al ruido y a las señales secundarias, mejorando la penetración y coherencia lateral de las señales obtenidas. El factor limitante más importante de estos métodos es que requieren tiempos largos de adquisición y procesamiento de datos.

Un camino alternativo para mejorar las señales consiste en concentrar la energía disponible sobre los blancos de interés mediante el incremento de la directividad de los campos transmitidos por el equipo. Este incremento se puede lograr utilizando un grupo de antenas emisoras cercanas entre sí, las que forman un arreglo. En este caso se pueden seleccionar las relaciones de fase, distancia y amplitud entre las antenas de manera de angostar adecuadamente los campos transmitidos y dirigirlos hacia cada uno de los blancos. Por otro lado, es posible obtener resultados similares con un único emisor, colocándolo sucesivamente en las posiciones que deberían ocupar las componentes reales del arreglo, y luego superponiendo los campos de los registros individuales para sintetizar la respuesta total del arreglo.

En el área de georadar, se han realizado distintos tipos de estudios que involucran conjuntos de emisores o receptores. En una gran parte de los casos, se utilizan cadenas de antenas que disparan o reciben en forma consecutiva y automática con el objeto de minimizar los tiempos de prospección, tanto para el sondeo de áreas extensas como para obtener series de datos con alta densidad espacial [26] [27]. Por ejemplo, en Sato et al. [27], se usa un conjunto de antenas formado por cinco emisores y cinco receptores que, al ser disparadas secuencialmente, permite adquirir datos en configuración CMP.

Por su lado, la síntesis de campos es una metodología bastante utilizada en el área geofísica de sísmica [28] [29] y en radares aéreos ubicados en tierra, aviones y satélites [30] [31]. Por el contrario, en el área de georadar existe una cantidad de publicaciones relativamente escasa al respecto, con una apreciable proporción de resultados preliminares. En especial, puede mencionarse el trabajo de Duchesne et al. [32], quienes han desarrollado un equipo que genera ondas aproximadamente planas, procurando aprovechar metodologías de

procesamiento de datos de apertura sintética. Similarmente, Das et al. [33] sugieren aprovechar el alto nivel de conocimientos alcanzado en el área de radares aéreos para su adaptación a sistemas de georadar suspendidos y, en particular, el uso de arreglos lineales de emisores o receptores. Lian et al. [34] han presentado una metodología para poner un número de ondas componentes en fase, en el caso de un modelo de capas horizontales, suponiendo ciertas características en las señales. Savelyev et al. [35] consideran un procedimiento de apertura sintética con el objetivo de obtener imágenes de minas antipersonales superficiales. Finalmente, Lutz y Perroud [36] realizan un análisis sobre la influencia de los parámetros de un arreglo de antenas (número de fuentes, separación y desplazamiento temporal relativo entre fuentes) en los patrones de radiación. Los autores muestran algunas mejoras, obtenidas en señales de reflectores planos y de poca inclinación, respecto de las señales de cobertura simple.

Aunque los estudios citados muestran algunos avances metodológicos relacionados con señales de GPR adquiridas con múltiples antenas, los mismos no dan cuenta de una metodología general y fundamentada, que permita una aplicación sistemática de los arreglos sintéticos en el área. Por ejemplo, el trabajo de Luz y Perroud [36] se limita a patrones de radiación en vacío y en la región de campo lejano. Si bien este análisis permite obtener algunas características generales del patrón de radiación, estos resultados son de utilidad limitada ya que los estudios geofísicos habitualmente se realizan en medios complejos con blancos distribuidos en todo el rango de distancias (desde campo cercano hasta campo lejano). Asimismo, no se tratan casos con blancos más generales, con tamaño, forma y orientación arbitraria, los que aparecen muy frecuentemente en los estudios geofísicos.

1.2. Objetivos

El objetivo de esta Tesis es desarrollar e implementar el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar, y desarrollar las técnicas y los programas computacionales necesarios para la aplicación del método y el procesamiento de los datos.

Para esto se van a seguir los pasos que se describen a continuación:

- Evaluar la caracterización de estructuras con baja relación señal - ruido usando los métodos más usuales: *offset* fijo y migración 2D de datos, así como modelado para identificar blancos, y métodos de visualización 3D.
- Analizar los campos generados por arreglos de dipolos ubicados sobre la superficie del suelo, por medio de simulaciones numéricas, como función de los parámetros del arreglo más relevantes y de la distancia entre el arreglo y el blanco, a fin de obtener pautas que permitan diseñar arreglos y metodologías apropiados para incrementar la directividad de los campos transmitidos, de manera que los blancos sean iluminados adecuadamente.
- Estudiar la respuesta del método de arreglos sintéticos por medio de modelos numéricos.
- Desarrollar códigos computacionales que faciliten la aplicación del método de arreglos sintéticos, desarrollar además entornos gráficos que simplifiquen la utilización de dichos códigos.
- Evaluar las mejoras obtenidas con el método, tanto cualitativa como cuantitativamente. Comparar los resultados obtenidos con los de otros métodos de cobertura simple y múltiple.
- Aplicar el método a casos experimentales, en los que los sondeos realizados con un único emisor arrojan resultados poco satisfactorios.

1.3. Contenido de la Tesis

A continuación de la presente introducción (**Capítulo 1**), en el **Capítulo 2** de esta Tesis, se presentan los fundamentos teóricos y los principios de funcionamiento del método de georadar. Se describen las metodologías de cobertura simple y múltiple y la metodología de migración de datos.

En el **Capítulo 3** se presenta una serie de trabajos realizados en el sitio arqueológico de Palo Blanco, donde se aplican las técnicas de migración, CMP y modelado para mejorar la interpretación en casos experimentales con baja relación señal - ruido.

En el **Capítulo 4** se presenta el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar. Se parte de los fundamentos de la teoría de arreglos de antenas tipo dipolo en vacío y luego se estudia el campo del arreglo en un semiespacio. Se muestra la aplicación del método a casos simples con datos simulados y se presenta una metodología para mejorar la continuidad lateral de las señales.

En el **Capítulo 5** se muestran los resultados de la aplicación del método a distintos casos complejos con señales múltiples, tanto sintéticos como experimentales.

En el **Capítulo 6** se evalúan cuantitativamente las mejoras obtenidas en la aplicación del método por medio de diversos indicadores de la calidad de la imagen. Se comparan los resultados obtenidos con el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar y con los métodos SO y CMP. La comparación se realiza tanto con datos simulados y como experimentales.

En el **Capítulo 7** se resumen los resultados obtenidos en la Tesis, se presentan las conclusiones generales y se describen las líneas de trabajo futuro.

En los **Apéndices A** y **B** se dan los detalles de las simulaciones numéricas realizadas y se presentan contenidos teóricos que complementan el contenido de la Tesis.

Finalmente, en los **Apéndices C** y **D** se describen los programas computacionales desarrollados en el marco de esta Tesis. Si bien estos programas son parte importante de su contenido, los mismos han sido colocados en apéndices para obtener una mayor continuidad en el desarrollo de esta Tesis.

Capítulo 2

Método de georadar

En este capítulo se describen los principios fundamentales del método de georadar, los componentes básicos del equipo y se presentan las metodologías de adquisición y procesamiento más utilizadas.

2.1. Equipos de georadar

Los componentes principales de un equipo de georadar son el sistema emisor, el sistema receptor y la unidad de control y registro (figura 2.1). La unidad de control cuenta con un generador de señales, un sistema de registro y permite seleccionar los parámetros de emisión y recepción de las señales. El generador envía una señal eléctrica a la antena emisora y origina que ésta produzca pulsos electromagnéticos que se transmiten hacia el suelo; los pulsos se propagan e

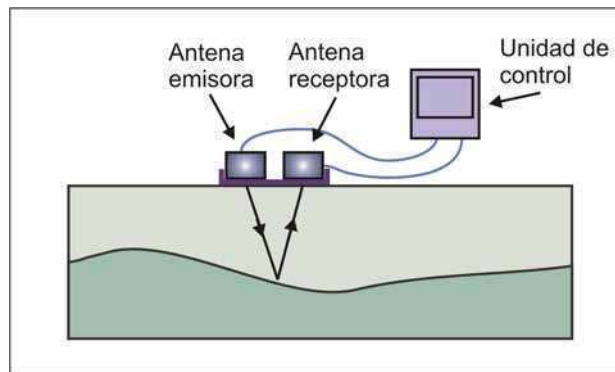


Figura 2.1: Esquema de los componentes de un equipo de georadar.

interactúan con las distintas discontinuidades en el subsuelo. La antena receptora capta estas señales, las transforma en señales eléctricas y las registra en la unidad de control en función del tiempo. En ocasiones, la unidad de control tiene incorporada una pantalla para la visualización de los datos y cuenta con la capacidad de realizar un procesamiento preliminar de los datos en simultáneo con su adquisición. En algunos casos esto permite obtener una interpretación preliminar de los datos; pero en general el procesamiento e interpretación se realizan en una etapa posterior, luego de haber transferido los mismos a una computadora.

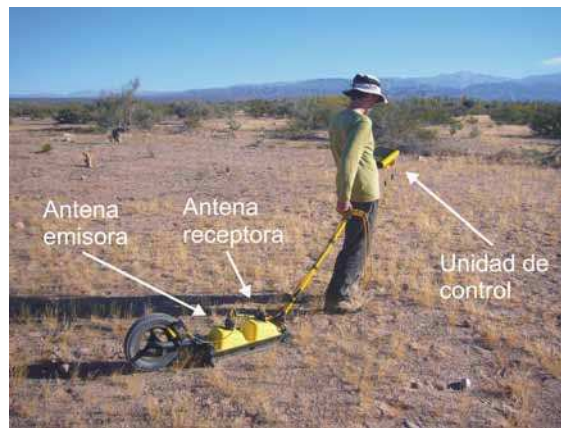


Figura 2.2: Equipo de radar en configuración de cobertura simple.

Los equipos de georadar pueden tener montaje monoestático, en el que las antenas emisora y receptora se ubican en la misma unidad, o montaje biestático en el que se ubican en unidades separadas. Este último permite aplicar procedimientos de adquisición tanto de cobertura simple como de cobertura múltiple. En la figura 2.2 se muestra un equipo de montaje biestático configurado para adquirir datos con una separación constante entre las antenas emisora y receptora.

2.2. Propagación de señales de georadar

En general, el método de georadar se aplica en medios naturales, los cuáles resultan suficientemente complejos como para que el problema electromagnético completo pueda ser resuelto en forma analítica. Sin embargo, considerando modelos analíticos simples es posible obtener una buena aproximación de al-

gunas de las características principales de las señales que se propagan en el subsuelo e interactúan con las interfases enterradas.

La propagación de ondas electromagnéticas en un medio material se puede describir por medio de las ecuaciones de Maxwell [37]:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = q \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Donde \vec{E} es el la intensidad del campo eléctrico, \vec{B} es la densidad de flujo magnético, \vec{H} en la intensidad de campo magnético, \vec{D} es el vector desplazamiento eléctrico, \vec{J} es el vector densidad de corriente eléctrica, q es la densidad de carga eléctrica y t es el tiempo.

Las relaciones constitutivas y la ley de Ohm describen la respuesta de los medios materiales en presencia de campos electromagnéticos. En medios lineales e isótropos se pueden expresar como [37]:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.6)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.7)$$

Donde ϵ , σ y μ son escalares y representan la permitividad, la conductividad y la permeabilidad magnética, respectivamente.

Si se considera el modelo simple de una onda plana monocromática de frecuencia angular ω , es posible obtener una estimación de la velocidad de propagación de la onda. En el caso de medios con bajas pérdidas ($\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \ll 1$) la onda se propaga con velocidad de fase [38]

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.8)$$

donde $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ y $\mu = \mu_0\mu_r$ con ϵ_0 y μ_0 la permitividad y la permeabilidad magnética del vacío, respectivamente, y μ_r y ϵ_r los valores relativos correspondientes. Para un medio no magnético se puede expresar como

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.9)$$

donde $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ es la velocidad de la luz en el vacío. La longitud de onda en el medio se puede expresar en términos de la velocidad de propagación

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.10)$$

donde f es la frecuencia ($f = \omega/2\pi$). Las ecuaciones (2.9) y (2.10) indican la relación entre los principales parámetros que describen la propagación de la señal y las propiedades electromagnéticas del medio. En la tabla 2.1 se muestran valores típicos de permitividad relativa, conductividad y velocidad de propagación en el medio obtenida a partir de (2.9) para diversos materiales [39].

En general, la metodología de georadar resulta de mayor utilidad en materiales con bajas pérdidas ya que en esos casos las señales penetran a una gran profundidad. En la práctica, también se encuentran entornos en los que estas condiciones de bajas pérdidas no se mantienen, por ejemplo en el caso de suelos arcillosos o con agua subterránea salada, por lo que la penetración en ellos es limitada.

Cuando la señal emitida avanza, sufre modificaciones como consecuencia de su interacción con el medio, que son producto de distintos procesos físicos. Dado que la metodología de georadar se basa en la detección de señales reflejadas en las interfases del subsuelo, el fenómeno de reflexión constituye el mecanismo de interacción principal entre la señal y los blancos en estudio. Si se considera el modelo simple en el que una onda plana incide sobre una interfase plana (figura 2.3), es posible obtener ecuaciones que vinculen las amplitudes de las señales que resultan, como funciones de los parámetros de los medios a ambos lados de la interfase. Los cocientes entre las amplitudes reflejada e incidente (R) y entre las amplitudes transmitida e incidente (T) están dados por las ecuaciones (2.11) y (2.12) si el campo eléctrico es paralelo al plano de propagación (modo transversal magnético, TM) y (2.13) y (2.14) si el campo eléctrico es perpendicular al plano de propagación (modo transversal eléctrico, TE), θ_i es el ángulo de incidencia y θ_t es el ángulo de transmisión [40].

$$R_{TM} = \frac{v_2 \cos(\theta_i) - v_1 \cos(\theta_t)}{v_2 \cos(\theta_i) + v_1 \cos(\theta_t)} \quad (2.11)$$

$$T_{TM} = \frac{2v_1 \cos(\theta_i)}{v_2 \cos(\theta_i) + v_1 \cos(\theta_t)} \quad (2.12)$$

Material	Permitividad relativa ϵ_r	Velocidad de propagación v (m/ns)	Conductividad σ (mS/m)
Aire	1	0.3	0
Agua salada	80	0.033	3000
Agua dulce	80	0.033	0.5
Granito seco	5	0.13	0.1
Arena seca	5	0.13	0.1
Arcilla húmeda	10	0.095	500
Suelo arenoso seco	2.6	0.19	1.4
Suelo arenoso húmedo	25	0.06	69
Suelo arcilloso seco	2.5	0.19	2.7
Suelo arcilloso húmedo	19	0.07	500
Suelo congelado	6	0.12	0.1
Caliza lacustre	50	0.04	-
Estrato cultural bajo agua	50	0.04	-

Tabla 2.1: Valores típicos de permitividad relativa y conductividad de diversos materiales. La velocidad de propagación se calcula a partir de (2.9) utilizando los valores de ϵ_r [39].

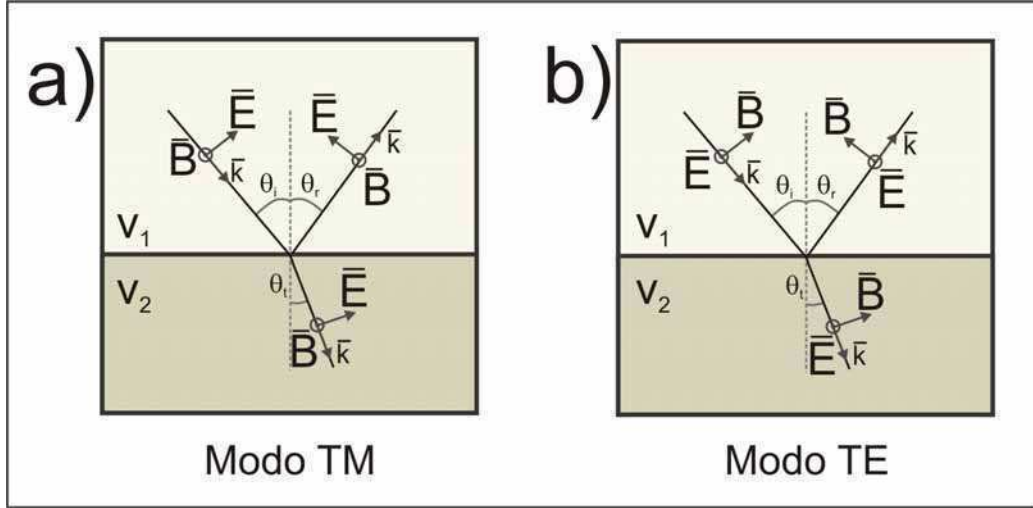


Figura 2.3: Onda incidente sobre una interfase plana para los casos en los que el campo eléctrico (\vec{E}) es a) paralelo al plano de incidencia, modo transverso magnético (TM) y b) perpendicular al plano de incidencia, modo transverso eléctrico (TE).

$$R_{TE} = \frac{v_1 \cos(\theta_i) - v_2 \cos(\theta_t)}{v_1 \cos(\theta_i) + v_2 \cos(\theta_t)} \quad (2.13)$$

$$T_{TE} = \frac{2v_1 \cos(\theta_i)}{v_1 \cos(\theta_i) + v_2 \cos(\theta_t)} \quad (2.14)$$

Cuando menor es el contraste que presentan las velocidades de propagación en la interfase, la señal reflejada es más débil y la transmitida más intensa. Por esta razón si en una dada superficie de discontinuidad no hay contraste suficiente, es muy posible que el sistema de georadar no detecte la señal reflejada y en consecuencia que no se logre identificar la interfase correspondiente, mientras que si el contraste es grande el sistema de georadar va a detectar con facilidad la interfase, aunque posiblemente no haya suficiente intensidad transmitida como para detectar otras interfases más profundas.

La mayoría de los equipos de georadar se diseñan para emitir pulsos con extensiones temporales pequeñas, en dirección perpendicular a la superficie del suelo y de modo que los mismos no se extiendan en el espacio más allá de una región de forma cónica con un ángulo de apertura de 90° , aproximadamente. A medida que el pulso se propaga en el suelo, el mismo ilumina áreas iguales cada vez con menor intensidad ya que la densidad de energía por unidad de

superficie disminuye al aumentar la superficie total del frente de ondas que se propaga, como consecuencia de la divergencia geométrica del campo.

Cuando una señal se refleja en un objeto profundo, regresa al receptor con menor energía por unidad de área que si se refleja en un objeto idéntico pero más superficial. Si el objeto en el que se produce dicha reflexión es suficientemente profundo, la señal podría no ser detectada por el sistema receptor debido a su baja intensidad por unidad de área. Se denomina profundidad de penetración a la máxima profundidad a la que se puede detectar un reflector. Ésta depende tanto de la divergencia geométrica de la señal como del contraste en las sucesivas discontinuidades, mencionado anteriormente.

La señal sufre, además, una pérdida de energía a medida que se propaga a través del medio material debida a absorción, como consecuencia de la transformación de parte de su energía electromagnética en calor, determinada principalmente por la conductividad eléctrica del medio. Cuando mayor distancia recorre la señal, mayor es la disminución de su intensidad debido a absorción. El grado de absorción aumenta para frecuencias mayores de la señal y depende de las características del medio, en particular de la humedad: a mayor grado de humedad mayor absorción.

Las señales de georadar normalmente se transmiten a través de medios complejos que presentan fluctuaciones o heterogeneidades en sus propiedades electromagnéticas. Estas discontinuidades dispersan la energía, generando señales secundarias no deseadas y contribuyendo a la atenuación y deformación de la señal total. Como las señales secundarias aparecen en los registros superpuestas a las señales de interés, en muchos casos se hace directamente imposible distinguir las señales de interés debido a su baja relación de amplitud con el entorno o su baja continuidad.

2.3. Metodología de cobertura simple

En las aplicaciones más comunes de georadar, las antenas se trasladan juntas sobre la superficie del suelo a lo largo de la línea de sondeo. Esta metodología se llama de cobertura simple, ya que para cada posición sobre la línea de sondeo se adquiere una única traza (amplitud recibida en función del tiempo). Sin embargo en aplicaciones especiales se utilizan configuraciones de

cobertura múltiple en las que para cada posición sobre la línea de sondeo se adquieren varias trazas, para distintas posiciones del emisor y del receptor. En la figura 2.4 se puede ver un ejemplo de cómo se obtiene un perfil de cobertura simple, las ecuaciones (2.13) y (2.14) corresponden a esta configuración, donde las antenas tienen orientación perpendicular a la línea de sondeo (modo TE) [25].

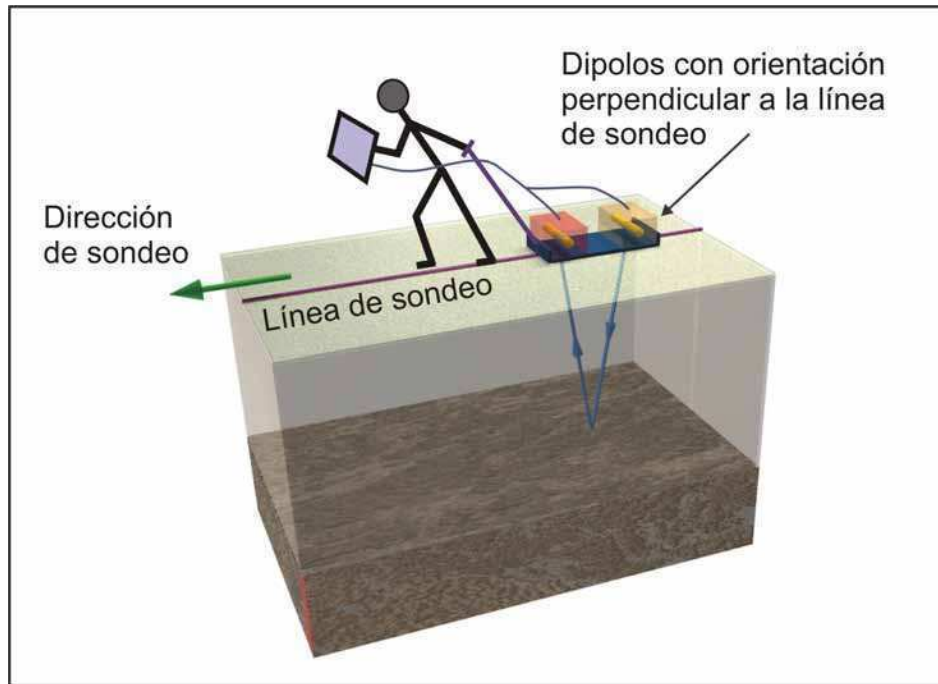


Figura 2.4: Metodología para la obtención de un perfil de cobertura simple.

La figura 2.5 es un ejemplo de una traza, en el cual se puede ver que inicialmente, entre $t = 0$ y $t = 2,5$ ns, se recibe un pulso de gran amplitud que se denomina señal directa; está formado por la superposición de la señal aérea, que se propaga en el aire a la velocidad de la luz en el vacío, aproximadamente, y la señal terrestre que se propaga a través del estrato más superficial del suelo, a la velocidad de propagación en el medio. En la figura 2.6 se muestra un esquema de los caminos recorridos por estas señales. La señal directa tiene amplitud muy superior a las que presentan las señales que provienen de reflexiones en los objetos enterrados por lo que dificultan la detección de objetos muy superficiales, en el caso de la figura 2.5, cuyas reflexiones ocurran para $t < 2,5$ ns.

Al conjunto de las trazas adquiridas a lo largo de una línea de sondeo

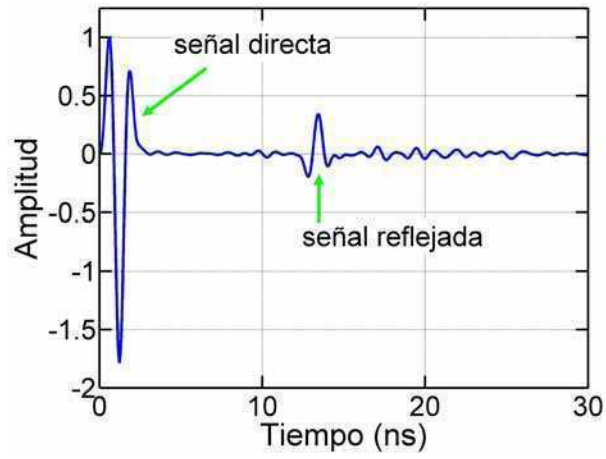


Figura 2.5: Ejemplo de una traza (se muestran valores normalizados de la amplitud).

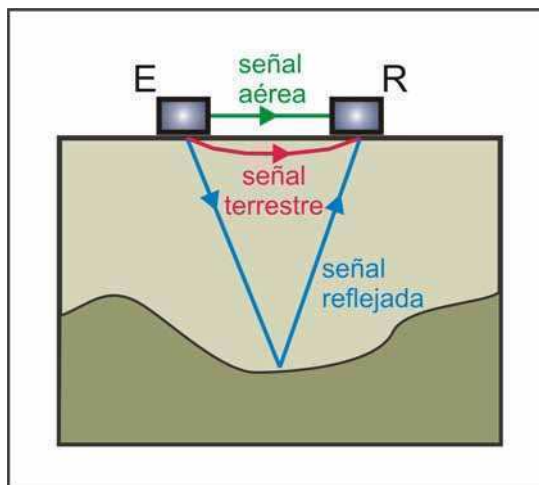


Figura 2.6: Caminos recorridos por las señales directa aérea y terrestre y por la señal reflejada.

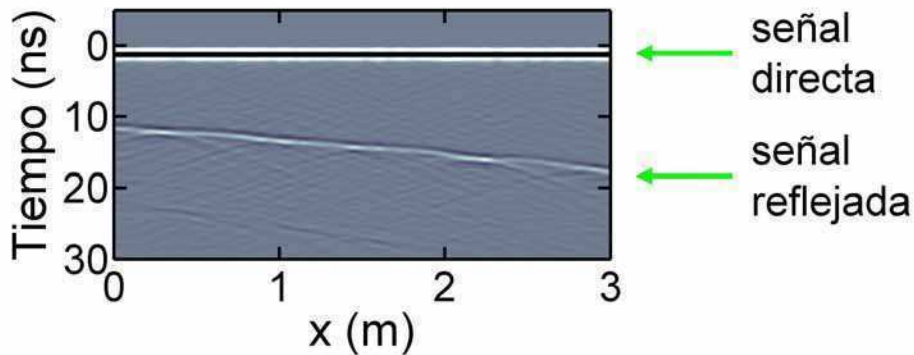


Figura 2.7: Ejemplo de un radargrama (para el caso en que la separación entre las antenas emisora y receptora es nula, $offset = 0$).

sobre la superficie, se las llama perfil o sección vertical de datos. Cuando las trazas de un dado perfil se representan en un gráfico, donde el eje horizontal representa la coordenada espacial medida sobre la superficie del suelo, el eje vertical representa el tiempo transcurrido a partir de la emisión del pulso, y por medio de una escala de colores se representa la intensidad de la señal, se obtiene un gráfico denominado radargrama; un ejemplo se puede ver en la figura 2.7.

La metodología de cobertura simple requiere tiempos cortos de adquisición y procesamiento y en muchos casos permite obtener información suficiente del subsuelo. Sin embargo, existen casos de difícil detección, como por ejemplo, cuando el material que compone la matriz del subsuelo presenta una atenuación muy elevada, cuando la relación señal - ruido es demasiado alta o cuando las estructuras detectadas requieren una mejor resolución; en esos casos, es conveniente utilizar una metodología de cobertura múltiple, como se verá más adelante.

2.4. Señales producidas por distintos tipos de reflectores

Cuando se consideran distintos tipos de blancos enterrados se obtienen señales con características particulares que dependen de la geometría y pro-

propiedades del blanco y de las propiedades del medio en el que se encuentra. En general no siempre se observa una identidad entre la forma del blanco y las posiciones de los tiempos de llegada en el radargrama, como se verá a continuación.

Utilizando las leyes de óptica geométrica es posible lograr una visión simple del resultado de la interacción de la señal con distintos blancos. En el caso de una interfase plana (figura 2.8a), el tiempo de llegada se puede expresar como

$$t_v = \frac{2z_0 \cos(\alpha)}{v} - \frac{2 \operatorname{sen}(\alpha)}{v} x_{pm} \quad (2.15)$$

donde z_0 es la profundidad a la que la interfase corta el eje z , α es el ángulo que forma la interfase con la dirección horizontal, v es la velocidad de propagación en el medio que se encuentra arriba de la interfase. Por simplicidad se considera una configuración en la que las posiciones de las antenas emisora y receptora coinciden en x_{pm} .

Como se puede ver en la figura 2.8b la señal que se obtiene cuando el conjunto emisor - receptor se encuentra en un determinado punto sobre la superficie no corresponde a la reflexión en el punto del plano que está debajo del conjunto emisor - receptor. Al construir un radargrama con las amplitudes en función del tiempo se obtiene una representación que, si bien guarda similitud con la forma de la superficie reflectora, está distorsionada pues el segmento a''b'' en la figura 2.8b se corresponde con el segmento a'b' en 2.8a y ambos están desplazados entre sí. La señal obtenida está desplazada con respecto al reflector que la origina y presenta una inclinación distinta. Si la inclinación del reflector es α , en el radargrama se observa una señal con inclinación α_p dada por la ecuación (2.16).

$$\tan(\alpha_p) = \frac{2 \operatorname{sen}(\alpha)}{v} \quad (2.16)$$

Los efectos de desplazamiento e inclinación son más notorios para inclinaciones grandes. Por otro lado, si la inclinación del reflector es pequeña, los tiempos de llegada t_v registrados por el receptor para los pulsos recibidos se vinculan con las profundidades p de los reflectores según la expresión:

$$p = \frac{t_v v}{2} \quad (2.17)$$

El factor $\frac{1}{2}$ se debe a que el tiempo que la señal tarda en recorrer la distancia entre el sistema de georadar y el reflector es la mitad del tiempo total de viaje.

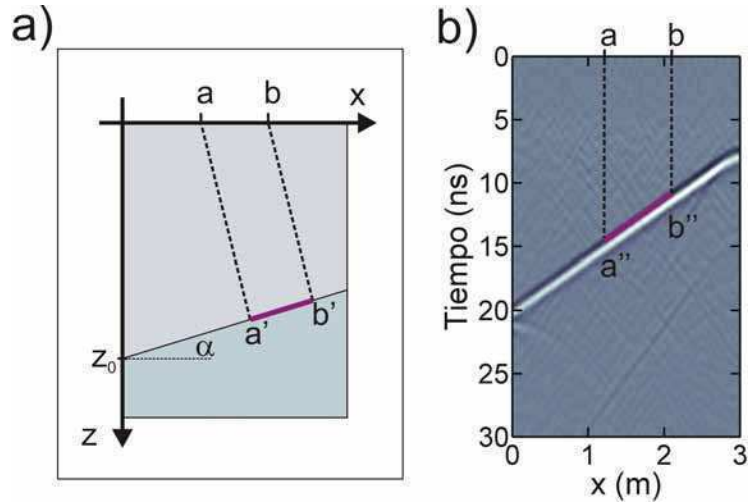


Figura 2.8: a) Reflexión en una interfase plana con inclinación α y b) radargrama característico.

La ecuación (2.17) permite obtener una primera estimación de la profundidad de los reflectores para cada posición sobre la superficie, conocida la velocidad v .

Con el mismo procedimiento que para una interfase plana, es posible estimar los tiempos de llegada para un objeto pequeño. En la figura 2.9a se muestra un esquema de un objeto enterrado en un medio caracterizado por una velocidad de propagación v , el tiempo de llegada se puede expresar por medio de la siguiente ecuación

$$\frac{t_v^2}{(2z_0/v)^2} - \frac{(x_0 - x_{pm})^2}{z_0^2} = 1 \quad (2.18)$$

donde z_0 y x_0 son la profundidad y la posición del objeto, respectivamente, x_{pm} es la posición del conjunto de antenas emisor - receptor. En la figura 2.9b se muestra un ejemplo típico de la señal que genera un objeto pequeño; ésta presenta una forma que no guarda similitud con el objeto. En la figura se puede observar que la señal se detecta en posiciones muy alejadas del blanco, esto es consecuencia de que los campos emitidos por la antena tienen una apertura angular grande, lo que permite iluminar lateralmente el objeto. La intensidad de la señal disminuye al aumentar la distancia entre el conjunto emisor - receptor y el blanco como consecuencia de los distintos fenómenos enumerados en la sección 2.2.

Habitualmente se llama difractor a los objetos que producen respuestas como la que se muestra en la figura 2.9b, mientras que a los objetos que

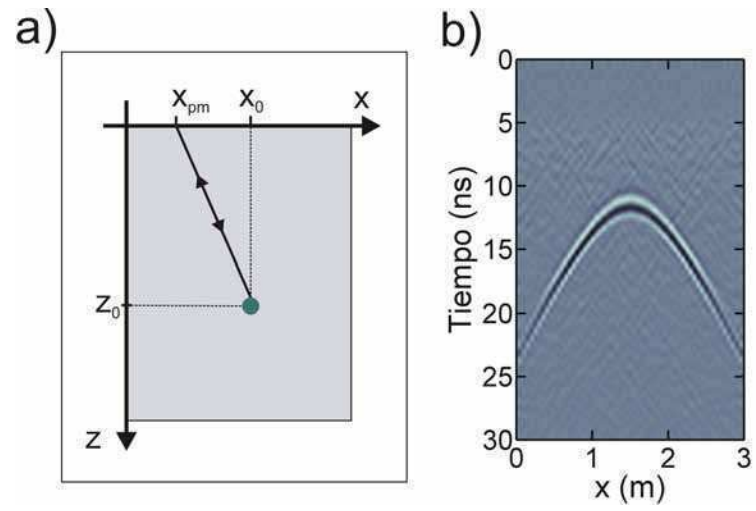


Figura 2.9: a) Difractor enterrado en un medio uniforme y b) radargrama característico.

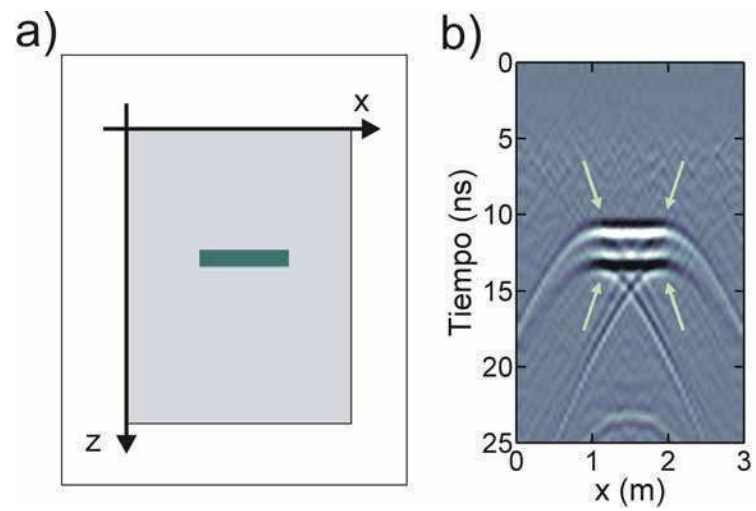


Figura 2.10: a) Objeto enterrado que presenta bordes y b) radargrama característico, las flechas señalan los vértices de las hipérbolas.

producen respuestas del tipo que se muestra en la figura 2.8b se los llama reflectores.

En la práctica, cuándo se presentan en el radargrama señales de difractores, es habitual realizar una estimación de la velocidad de propagación de la señal en el medio, utilizando la ecuación (2.18). Para ello, conocidos los valores de t_v y de x_{pm} , se superpone al radargrama la hipérbola obtenida a partir de la ecuación (2.18) y se elijen los valores de posición del blanco (x_0 y z_0) y de velocidad de propagación (v) de manera de obtener el mejor ajuste posible entre la hipérbola y la señal.

Hay que considerar que si bien en la práctica se trata con problemas más complejos que los considerados en los párrafos anteriores, las señales con forma de V invertida son característica de objetos pequeños comparados con la longitud de onda de la señal. Este tipo de señales también se observa en los casos que el blanco presenta bordes o desniveles abruptos como se muestra en la figura 2.10 donde se generan señales de tipo hipérbolas de difracción en cada una de las esquinas del objeto rectangular (las flechas señalan los vértices de las hipérbolas).

2.5. Ejemplo de sondeo de cobertura simple

En esta sección se presenta un ejemplo básico de interpretación de datos de cobertura simple. Las mediciones se realizaron en una zona en la que se suponía la existencia de caños de PVC que transportaban agua, con el propósito de localizarlos. Se dispusieron líneas de sondeo en dirección perpendicular a la supuesta para los caños y se adquirieron datos a lo largo de las líneas con separación constante (0,25 m) entre las antenas emisora y receptora (*offset* constante). Se utilizó el sistema de radar *Sensors & Software Pulse EKKO PRO* y antenas con frecuencia central de emisión 500 MHz.

En la figura 2.11 se muestra un radargrama obtenido a partir de los datos de una de las líneas de sondeo, tal cual fueron registrados por el sistema de georadar. Como se puede observar en la figura, es posible identificar la señal directa, la cual aparece como bandas horizontales en la parte superior del radargrama, entre $t = 3$ ns y $t = 12$ ns. La señal del objeto enterrado se puede observar con dificultad con vértice en $(x; t) = (-0,1 \text{ m}; 16 \text{ ns})$, aproximadamente (se indica

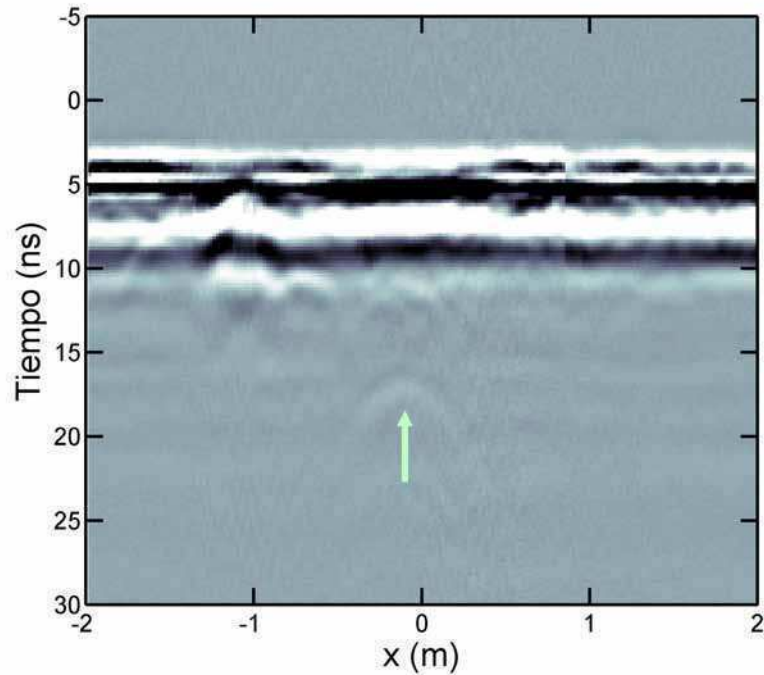


Figura 2.11: Radargrama obtenido con una configuración de cobertura simple con *offset* 0,25 m antes de aplicar las distintas técnicas de procesamiento, la flecha indica la ubicación del vértice de la señal de difracción originada en el objeto enterrado.

con una flecha en la figura).

Para observar con claridad la señal del objeto enterrado es necesario aplicar distintas técnicas de procesamiento a los datos, de manera de mejorar la calidad de la imagen (éstas técnicas se describen en la sección 2.6). En la figura 2.12 se muestra el radargrama obtenido luego de aplicar *dewow*, corrección del origen de tiempo, eliminación de la señal directa y ganancia a los datos de la figura 2.11.

Se puede observar una señal típica de difracción generada por el objeto con vértice en $(x; t) = (-0,1 \text{ m}; 12 \text{ ns})$, aproximadamente. En la zona entre $t = 0 \text{ ns}$ y $t = 10 \text{ ns}$ es posible observar una cantidad de señales superpuestas, ya que se trata de un suelo urbano muy intervenido en el que se puede encontrar una gran cantidad de objetos pequeños.

Para estimar la profundidad del caño y la velocidad de propagación en el medio se superpone, en el radargrama, el gráfico de una hipérbola (figura 2.12) y se eligen sus parámetros de manera de obtener el mejor ajuste posible

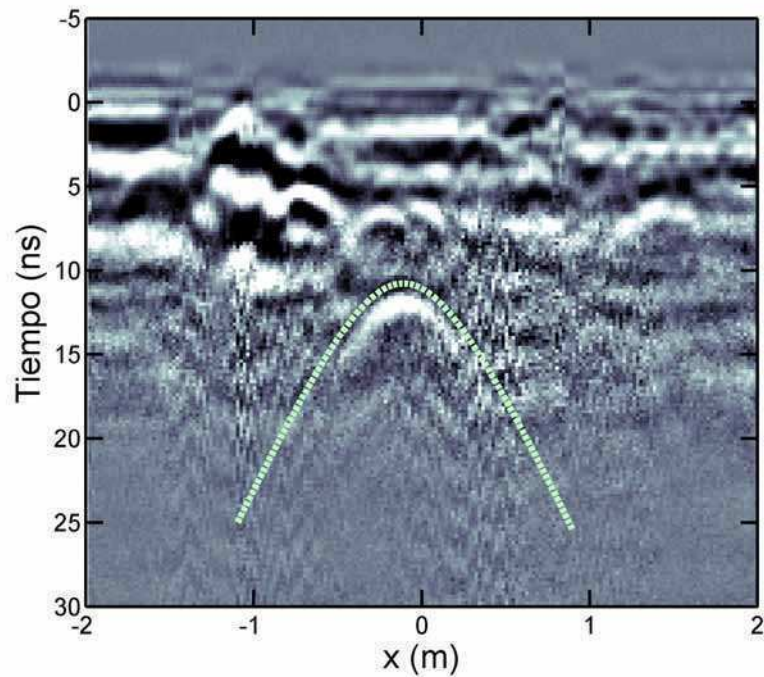


Figura 2.12: Radargrama obtenido con una configuración de cobertura simple con *offset* 0,25 m, se ajusta una hipérbola a la señal producida por el objeto enterrado.



Figura 2.13: Foto de la zona de sondeo luego de excavar para exponer el objeto enterrado.

entre la curva y la señal (como se explicó en la sección 2.4). Como resultado se obtiene una profundidad de $(0,38 \pm 0,12)$ m y una velocidad de propagación de $(0,07 \pm 0,01)$ m/ns; este valor de velocidad es característico de suelos con alto grado de humedad (ver tabla 2.1 de la sección 2.2). Como se puede observar en la figura la profundidad de penetración es limitada ya que no se obtienen señales de intensidad apreciable para tiempos mayores que 16 ns.

Finalmente se puede ver en la figura 2.13 el objeto luego de ser expuesto. Éste se encontraba a una profundidad de 0,35 m; también es posible observar la presencia de una gran cantidad de objetos pequeños enterrados, tal como fuera predicho a partir del análisis de los datos de georadar.

2.6. Procesamiento básico para datos de cobertura simple

Como se observa en la figura 2.11 de la sección anterior, las señales de los objetos enterrados no se pueden distinguir con claridad en los datos adquiridos debido a distintos factores como la presencia de señales secundarias y la pérdida de intensidad que sufre la señal al propagarse en el medio. Por esta razón, luego de adquirir los datos y ordenarlos en un radargrama es necesario aplicar ciertos métodos de procesamiento con el propósito de mejorar las señales de interés y disminuir o eliminar las señales secundarias, para así poder obtener información relevante e interpretar correctamente dichos datos. El tipo de procesamiento que se realice dependerá de, por ejemplo, la calidad de los datos originales y los requerimientos para la interpretación.

Como ejemplo se retoman los datos descritos en la sección 2.5. En la figura 2.14a se repite la figura 2.11, que muestra un radargrama obtenido a partir de los datos tal como son registrados por el sistema de georadar. En esta figura, lo único que se observa con claridad es la señal directa, la cual aparece como bandas horizontales a lo largo de todo el radargrama. En la figura 2.14b se muestra el gráfico de la traza que corresponde a $x = 0$ m, en la cual la señal directa ocupa el intervalo $t = (3, 12)$ ns, aproximadamente.

Habitualmente en la metodología de georadar el emisor y el receptor se ubican a corta distancia. Cerca del emisor los campos tienen componentes de baja frecuencia asociadas con campos electrostáticos e inductivos, que se observa en los datos como una variación temporal lenta del nivel medio de la señal. Este efecto se conoce como *wow* y se puede ver en la figura 2.14b como un desplazamiento del nivel medio de la señal. Se puede suprimir restando a sucesivos segmentos de la traza sus valores medios o aplicando un filtro temporal pasa - altos a la señal, proceso que se conoce como *dewow* [41]. El resultado de aplicar este procedimiento a los datos de la figura 2.14, se

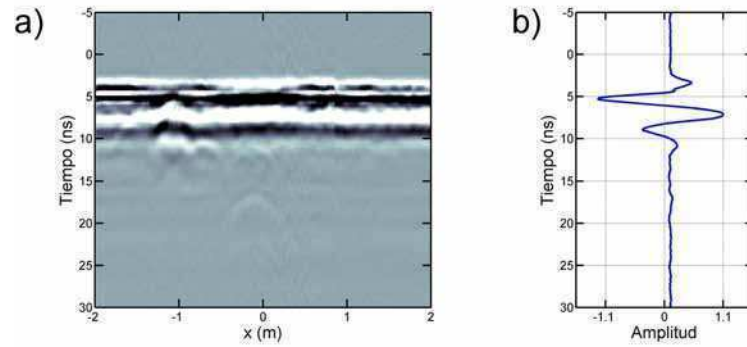


Figura 2.14: Datos obtenidos antes de aplicar las distintas técnicas de procesamiento, a) radargrama y b) traza correspondiente a $x = 0$ m.

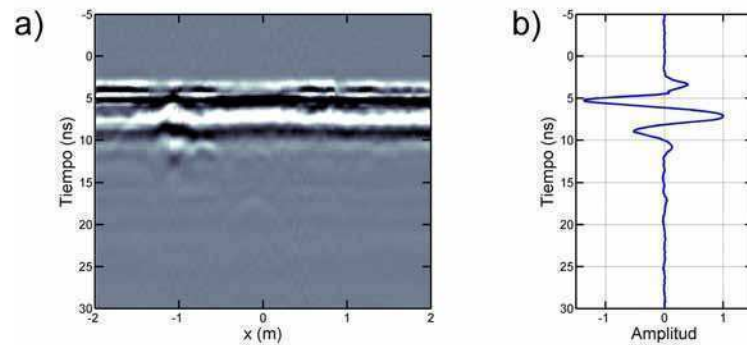


Figura 2.15: Se aplica *dewow* a los datos obtenidos, a) radargrama y b) traza correspondiente a $x = 0$ m.

muestra en la figura 2.15. Comparando las figuras 2.14b y 2.15b se puede ver la corrección que se logra en el nivel medio de la señal.

El siguiente paso consiste en unificar el origen de tiempo de todas las trazas y ubicarlo en $t = 0$ ns. El origen de tiempo puede variar de una traza a otra por diversas razones, como por ejemplo, fluctuaciones en el disparo del pulso. La metodología típica consiste en buscar el primer pico, máximo o mínimo, de la primera traza del radargrama (este se origina en la llegada de la señal directa a la antena receptora), luego se desplazan todas las trazas en forma conjunta de manera que el pico seleccionado en la primera traza coincida con $t = 0$ ns (ver figuras 2.16a y 2.16b). En algunas situaciones puede presentarse un desplazamiento del origen de tiempos que varíe a lo largo del radargramas. En esos casos es necesario aplicar el procedimiento descrito a cada una de las trazas por separado.

En los radargramas sin procesar normalmente se presentan bandas hori-

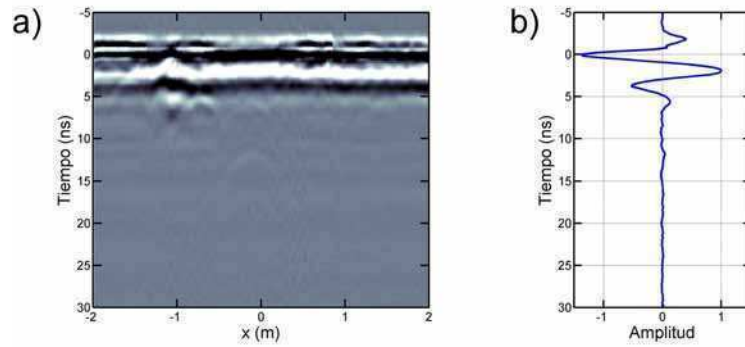


Figura 2.16: Se realiza la corrección del origen de tiempos, a) radargrama y b) traza correspondiente a $x = 0$ m.

zontales de alta intensidad que habitualmente no permiten ver las señales de interés; éstas se pueden observar en la figura 2.16 entre $t = -5$ ns y $t = 5$ ns, aproximadamente. Estas señales son consecuencia, principalmente, de la recepción de la señal directa proveniente del emisor pero también se pueden originar en reflexiones producidas en objetos o personas ubicadas por encima del suelo (por ejemplo un techo o el operador del sistema de georadar). Habitualmente, para remover estas bandas horizontales se obtiene una traza promedio, calculada a partir de todas las trazas que componen el radargrama, y se la resta a cada una de las trazas del radargrama. Este procedimiento elimina todas las señales horizontales o casi horizontales, es decir los eventos que están presentes en una gran cantidad de trazas, incluyendo las señales de reflectores enterrados. Una alternativa consiste en calcular la traza promedio considerando sólo una ventana dentro del radargrama, con rangos de posición y tiempos apropiados. En el ejemplo se remueve la señal directa, dentro de una ventana definida desde $t = -5$ ns hasta $t = 5$ ns que se extiende desde $x = -2$ m hasta $x = 2$ m, esto permite conservar las señales casi horizontales que se pudieran presentar en tiempos mayores $t = 5$ ns; el resultado se puede ver en la figura 2.17.

Las señales provenientes de blancos profundos tienen una amplitud mucho menor que las que provienen de blancos superficiales ya que éstas se atenúan rápidamente al propagarse en el subsuelo (ver sección 2.2). Para visualizar simultáneamente las señales provenientes de distintas profundidades es necesario igualar las amplitudes aplicando una función de ganancia creciente en el tiempo. El proceso consiste en aumentar selectivamente la intensidad de los datos de manera tal que, para los distintos tiempos de llegada, la intensidad

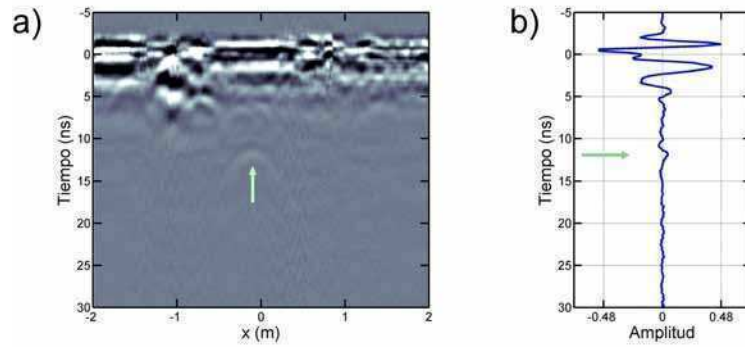


Figura 2.17: Se elimina la señal directa, a) radargrama y b) traza correspondiente a $x = 0$ m.

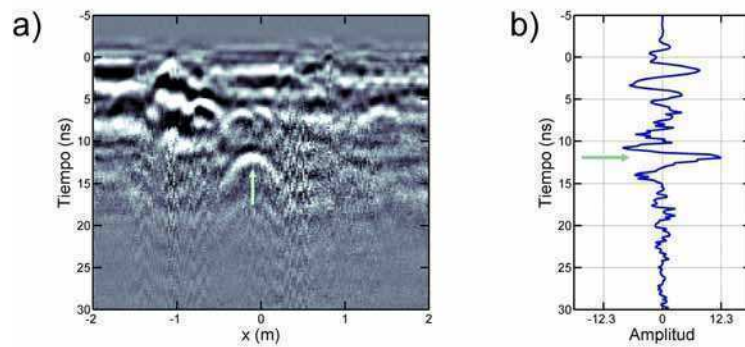


Figura 2.18: Resultado de aplicar ganancia, a) radargrama y b) traza correspondiente a $x = 0$ m.

sea similar. Para esto se aplica una función de amplificación predeterminada, definida en toda la ventana temporal. Como la aplicación de ganancia es un proceso no lineal, otros procesos de filtrado no producen el mismo resultado al ser aplicados antes o después de aplicar ganancia. El radargrama resultante de aplicar ganancia a los datos de la figura 2.17 se muestra en la figura 2.18. La señal de difracción del objeto enterrado se puede ver con vértice en $(x; t) = (-0,1 \text{ m}; 12 \text{ ns})$.

En algunos casos se aplican técnicas más complejas de procesamiento como, por ejemplo, distintos tipos de filtrados espaciales y temporales, deconvolución y corrección de la topografía. En los casos en los que la señal presenta baja relación señal - ruido es necesario aplicar metodologías para mejorar la imagen, como se verá más adelante (secciones 2.7 y 2.8 y capítulo 3).

2.7. Metodología de migración de señales

Las señales originadas en objetos enterrados aparecen en el radargrama con distinta forma, posición e inclinación que los objetos reales (sección 2.4), lo que dificulta la interpretación principalmente en casos que presentan grandes cantidades de señales superpuestas entre sí o pendientes pronunciadas. La interpretación se puede facilitar si se corrige el radargrama para obtener una imagen enfocada de los reflectores, correctamente ubicados en el espacio. Este proceso se denomina migración y comprende el enfoque y posicionamiento de las señales de reflexión. El enfoque colapsa las difracciones, maximizando la amplitud, mientras que el posicionamiento localiza los eventos correctamente lo que resulta relevante cuando existen reflectores con pendientes pronunciadas y variaciones laterales significativas en la velocidad de propagación. Como resultado se obtiene una imagen más realista de los objetos enterrados [39]. Existen diversas metodologías de migración tales como migración de Kirchoff, suma hiperbólica, migración inversa en tiempo (*reverse - time migration*, RTM), etc. [42].

Para obtener la solución numérica mediante migración se suele considerar un modelo que consiste en reemplazar cada reflector por una serie de fuentes virtuales, las que en $t = 0$ emiten la señal que se propaga hasta la superficie, donde se ubican los receptores [43]. Si se asume una configuración en la cual las posiciones de las antenas emisora y receptora coinciden, la energía registrada en cada punto sobre la superficie proviene de caminos emisor - reflector y reflector - receptor que coinciden. En ese caso el tiempo total de viaje de la señal es igual a dos veces el tiempo de viaje entre el emisor y el reflector. Por esta razón, en este modelo debe considerarse una velocidad equivalente que corresponde a la mitad de la velocidad real de propagación [43].

A partir de este modelo, se puede decir que la metodología de migración inversa en tiempo consiste en recuperar el campo a $t = 0$ a partir de los datos adquiridos en la superficie. De esta manera es posible obtener, en forma indirecta, la localización de las fuentes virtuales (asociadas con los reflectores) que hayan producido dichos campos. Para extrapolar los datos hacia atrás en el tiempo se puede utilizar la ecuación de ondas escalar en dos dimensiones

[43]:

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial z^2} = \frac{1}{v^2(x, z)} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (2.19)$$

donde E es el campo escalar que se propaga, x es la coordenada espacial horizontal, z es la coordenada espacial vertical, $v(x, z)$ es la velocidad de propagación y t es el tiempo. En esta ecuación no se hacen suposiciones sobre el problema físico que se resuelve, por esta razón es aplicable a cualquier onda que se propague que se pueda aproximar por una respuesta escalar, con una distribución de velocidad con variación espacial ($v(x, z)$).

Una posibilidad para resolver numéricamente la ecuación (2.19) es aplicar una representación de diferencias finitas de segundo orden centrada. Por ejemplo, el primer término de la ecuación (2.19) se reemplaza por

$$\frac{\partial^2 E(x, z, t)}{\partial x^2} \approx \frac{E(x_{k+1}, z_j, t_i) - 2E(x_k, z_j, t_i) + E(x_{k-1}, z_j, t_i)}{h^2} \quad (2.20)$$

donde h es el incremento espacial de la grilla. La respuesta $E(x_k, z_j, t_i)$ en el punto de la grilla (x_k, z_j) a tiempo t_i está dada por [43]

$$\begin{aligned} E(x_k, z_j, t_i) = & 2(1 - 2A^2)E(x_k, z_j, t_{i-1}) - E(x_k, z_j, t_{i-2}) + \\ & A^2[E(x_{k+1}, z_j, t_{i-1}) + E(x_{k-1}, z_j, t_{i-1}) + \\ & E(x_k, z_{j+1}, t_{i-1}) + E(x_k, z_{j-1}, t_{i-1})] \end{aligned} \quad (2.21)$$

donde $A = v(x, z)\Delta t/h$, Δt es el incremento temporal.

Antes de aplicar el método de migración se realizan distintos procesamientos a la imagen, como la remoción del fondo (componente de baja frecuencia) y la aplicación de filtrados espacial y temporal. Estos procedimientos distorsionan la amplitud a lo largo de la señal pero permiten obtener resultados favorables para los blancos más profundos.

Para implementar el método de migración se desarrolló un código computacional. Este se implementó en lenguaje MATLAB, de manera de facilitar su compatibilidad con otros programas de filtrado o visualización también desarrollados en ese entorno.

Como ejemplo de la aplicación del método de migración, se considera el caso de un objeto de diámetro 0,05 m que se localiza a una profundidad de 0,80 m (figura 2.19a). El objeto se caracteriza por una permitividad relativa $\epsilon_r = 5,25$ y una conductividad $\sigma = 2,5$ mS/m, y el medio circundante por $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m. El medio sobre ellos es aire. La frecuencia central de las ondas

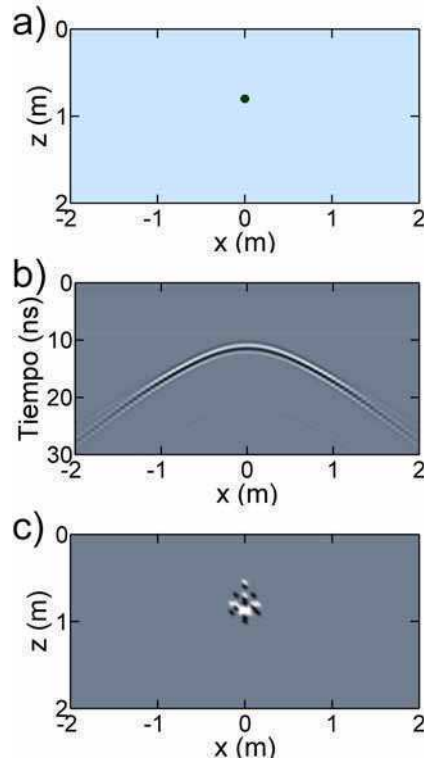


Figura 2.19: Aplicación del método de migración: a) modelo con un difractor, b) radargrama generado, c) sección migrada.

emitidas es $f_c = 500$ MHz (longitud de onda $\lambda = 0,32$ m dentro del suelo). Con estos parámetros se realizó una simulación numérica de la respuesta esperada para un sondeo con *offset* cero. Para ello se utilizó el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD). Se resolvieron numéricamente las ecuaciones de Maxwell, para obtener el campo E_y , sobre una grilla uniforme y se eligieron las condiciones de contorno de manera de evitar reflexiones en el borde de la grilla. En el Apéndice A se dan más detalles del procedimiento para obtener los datos simulados.

En la figura 2.19b, se muestra el perfil de cobertura simple obtenido para el modelo de la figura 2.19a. La señal de reflexión del difractor se puede observar como una hipérbola con vértice en 11 ns, aproximadamente. Luego, se eliminó la señal directa de los datos y se aplicó el método de migración utilizando una velocidad constante $v = 0,16$ m/ns. En la figura 2.19c se puede ver, como resultado, que la energía distribuida inicialmente en la hipérbola de difracción ha colapsado en la posición del difractor.

2.8. Metodologías de cobertura múltiple - Common Midpoint

En algunos casos utilizando la metodología de cobertura simple se obtienen señales demasiado débiles y que tienden a ser confusas durante la interpretación, como consecuencia del bajo contraste que presentan las discontinuidades de interés con respecto al medio circundante. Para lograr una mejor identificación y caracterización de este tipo de señales es habitual utilizar metodologías de cobertura múltiple en las que, para cada posición sobre la línea de sondeo, se adquieren varias trazas, para distintas posiciones relativas del emisor y del receptor. La metodología más difundida es la de punto medio común (*common midpoint*, CMP). Esta metodología se utiliza tanto para estimar la velocidad de propagación en función de la profundidad como para obtener secciones verticales mejoradas de la zona de estudio.

En el método CMP se utiliza una antena emisora y una antena receptora. Las antenas se colocan a ambos lados de un punto sobre la línea de sondeo, con una separación determinada, y se adquiere una traza. Luego ambas antenas se alejan simétricamente del punto medio (manteniendo fija la posición de este punto) y se adquiere una segunda traza. El procedimiento se repite hasta que se adquiere un conjunto de trazas asociadas con el mismo punto medio (ver figura 2.20). Este proceso se realiza para cada uno de los puntos de la línea de sondeo. Luego de la adquisición, los datos deben ser procesados de manera apropiada para obtener finalmente una mejora en las señales. El método CMP implica dos etapas de procesamiento: en una primera etapa se aplican ciertas correcciones a cada una de las trazas para compensar las diferencias de tiempos de propagación debido a las distintas distancias entre antenas y en la segunda etapa se produce la reagrupación o apilamiento de dichas trazas, obteniendo una traza resultante para cada punto medido.

Durante el reagrupamiento o suma de trazas las señales de interés se resaltan por interferencia constructiva y se reduce el ruido como consecuencia de interferencia destructiva. Se llama número de apilamiento a la cantidad de separaciones emisor - receptor que se consideran en la suma.

El tiempo en el que se recibe una señal luego de reflejarse en una superficie de discontinuidad depende de la velocidad de propagación en el medio y de la

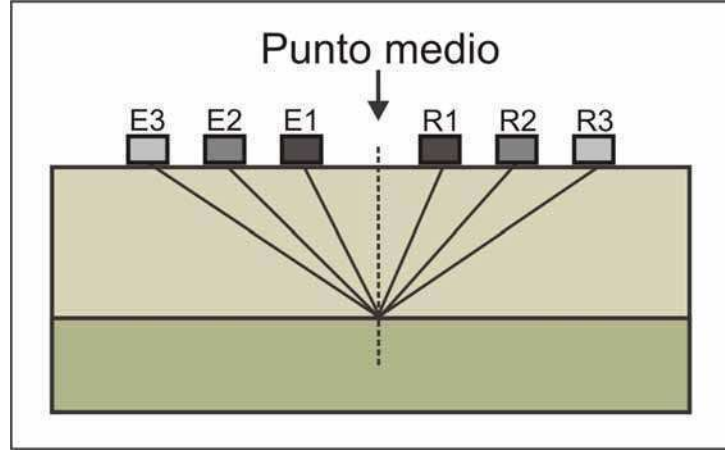


Figura 2.20: Ubicación de las antenas emisora (E) y receptora (R) en el método CMP.

distancia recorrida en el camino emisor - reflector - receptor. Para separaciones mayores entre el emisor y el receptor los caminos recorridos por la señal son mayores y, en consecuencia, también son mayores los tiempos de llegada. Es necesario corregir esta diferencia antes se reagrupar las trazas, de manera que la suma de las mismas produzca una señal de mayor amplitud que la que se observa en cada una de las trazas por separado; esta corrección se conoce con el nombre de *normal moveout* (NMO). En la figura 2.21a se pueden ver los tiempos de llegada (t_v) de la señal reflejada en una interfase horizontal en función de la separación emisor - receptor (x). En el caso de reflexiones producidas por una interfase plana, horizontal, localizada debajo de un medio en el cual la velocidad de propagación es uniforme, los tiempos de llegada se puede expresar por medio de la siguiente ecuación

$$t(x) = \sqrt{t_0^2 - \frac{x^2}{v_s^2}} \quad (2.22)$$

donde t_0 representa el tiempo de viaje de la señal en el caso en que las posiciones de las antenas emisora y receptora coinciden (*offset* cero) y v_s es la velocidad de apilamiento. Esta velocidad es la que permite obtener el mejor resultado posible al reagrupar las trazas. La misma depende de la velocidad de propagación y del espesor de todas las capas del subsuelo que se encuentran por encima de una determinada interfase. La diferencia en el tiempo de viaje de la señal entre una configuración con separación cero (t_0) y una con separación x ($t(x)$) está dada por Δt_{NMO} y se puede expresar como [42]

$$\Delta t_{\text{NMO}} = t(x) - t_0 \quad (2.23)$$

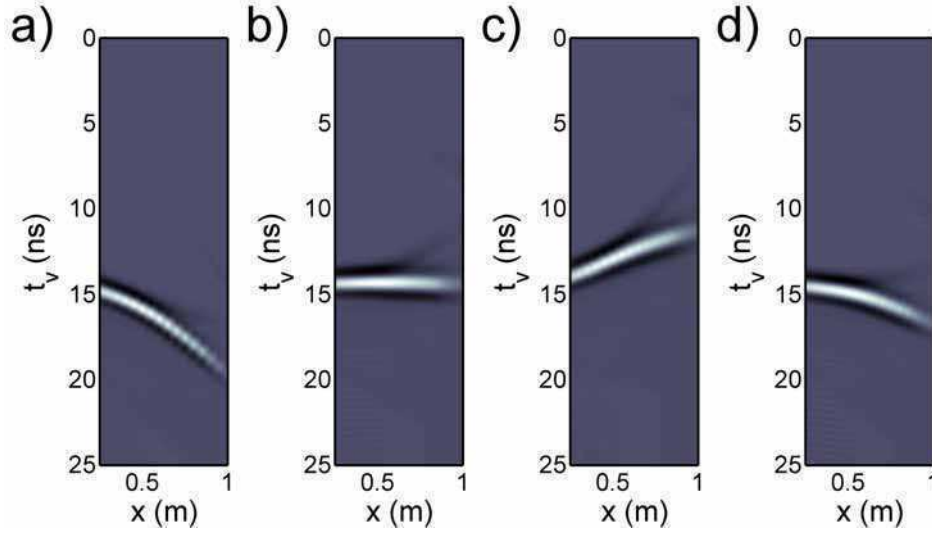


Figura 2.21: Tiempos de llegada (t_v) de la señal reflejada en una interfase horizontal en función de la separación emisor - receptor (x) a) sin aplicar la corrección NMO y luego de aplicar la corrección NMO con una velocidad b) adecuada, c) menor que la adecuada y d) mayor que la adecuada.

Si sobre los datos de la figura 2.21a se realiza la corrección de la ecuación (2.23) se obtiene el resultado que se muestra en la figura 2.21b, donde se puede ver que el tiempo de llegada de la señal coincide para todo x , pero para obtener este tipo de resultado la velocidad debe tener el valor adecuado. Si el valor de velocidad es demasiado bajo (figura 2.21c) o demasiado alto (figura 2.21d) los tiempos de llegada no están alineados y al sumar las trazas no se logra mejorar la señal de manera adecuada. Esto indica que es necesario realizar un ajuste de la velocidad para obtener un resultado final en el que las señales presenten la mayor mejora posible. Esto proporciona una metodología apropiada para obtener una estimación de las velocidades de propagación promedio para cada punto medio común y luego para incrementar las intensidades de las señales de interés en relación al ruido circundante en las trazas resultantes.

Como ejemplo de la aplicación del método CMP, se considera el caso de un reflector plano horizontal localizado a una profundidad de 0,80 m (figura 2.22a). El estrato superficial se caracteriza por una permitividad de $\epsilon_r = 3,5$ y una conductividad de $\sigma = 1$ mS/m, mientras que el estrato profundo por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 2$ mS/m. La frecuencia del campo es 500 MHz; se aplica una fluctuación aleatoria de 20 % a las matrices de permitividad y conductividad. Con estos parámetros se realizó una simulación numérica de la respuesta esperada para

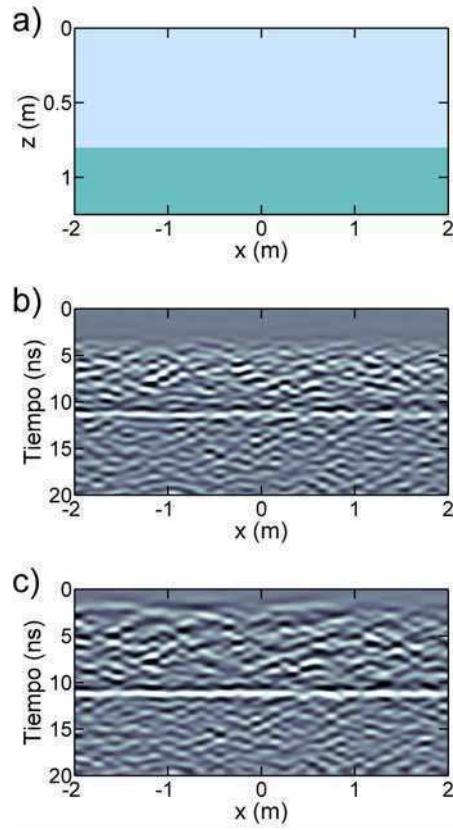


Figura 2.22: a) Perfil SO (*offset* 0,45 m), b) perfil CMP ($n = 4$, *offset* 0,45 m, $v_{st} = 0,16$ m/ns).

un sondeo realizado georadar. Para ello se utilizó el método de diferencias finitas que se describe en el Apéndice A.

En la figura 2.22b, se muestra un perfil SO (*offset* 0,45 m) obtenido para el modelo de la figura 2.22a. La señal de reflexión para la interfase se puede observar en $t = 11$ ns, aproximadamente. En la figura 2.22c, se muestra el resultado para CMP con un número y velocidad de apilamiento $n = 4$ y $v_{st} = 0,16$ m/ns, respectivamente. Al comparar las figuras 2.22b y 2.22c se puede ver que el método CMP mejora la señal que se obtiene con SO.

Capítulo 3

Aplicación de los métodos usuales en georadar

En algunos casos, por ejemplo cuando los blancos presentan bajo contraste con respecto al medio circundante o geometrías complejas, los estudios realizados con metodologías de cobertura simple producen resultados ambiguos o difíciles de interpretar. En esas situaciones se aplican distintas técnicas ya sea de procesamiento, visualización o adquisición de datos para llegar a una interpretación más clara de los resultados. Como ejemplo se presentan, en este capítulo, estudios que muestran la aplicación de los métodos de migración de señales, CMP y modelado para la caracterización de estructuras en el sitio arqueológico de Palo Blanco [4].

3.1. Sitio arqueológico de Palo Blanco

El sitio arqueológico de Palo Blanco se encuentra en el valle de Fiambalá, una región semidesértica en la provincia de Catamarca, Argentina (ver figura 3.1a). Este sitio está relacionado con una de las primeras comunidades agrícolas - pastoriles de la región, la que se desarrolló principalmente durante el Período Formativo, con aproximadamente 1500 - 1700 años de antigüedad.

Debido a las características geográficas del valle, la zona de Palo Blanco está continuamente expuesta a una intensa sedimentación. Como consecuencia, los sedimentos normalmente entierran en tiempos relativamente cortos los

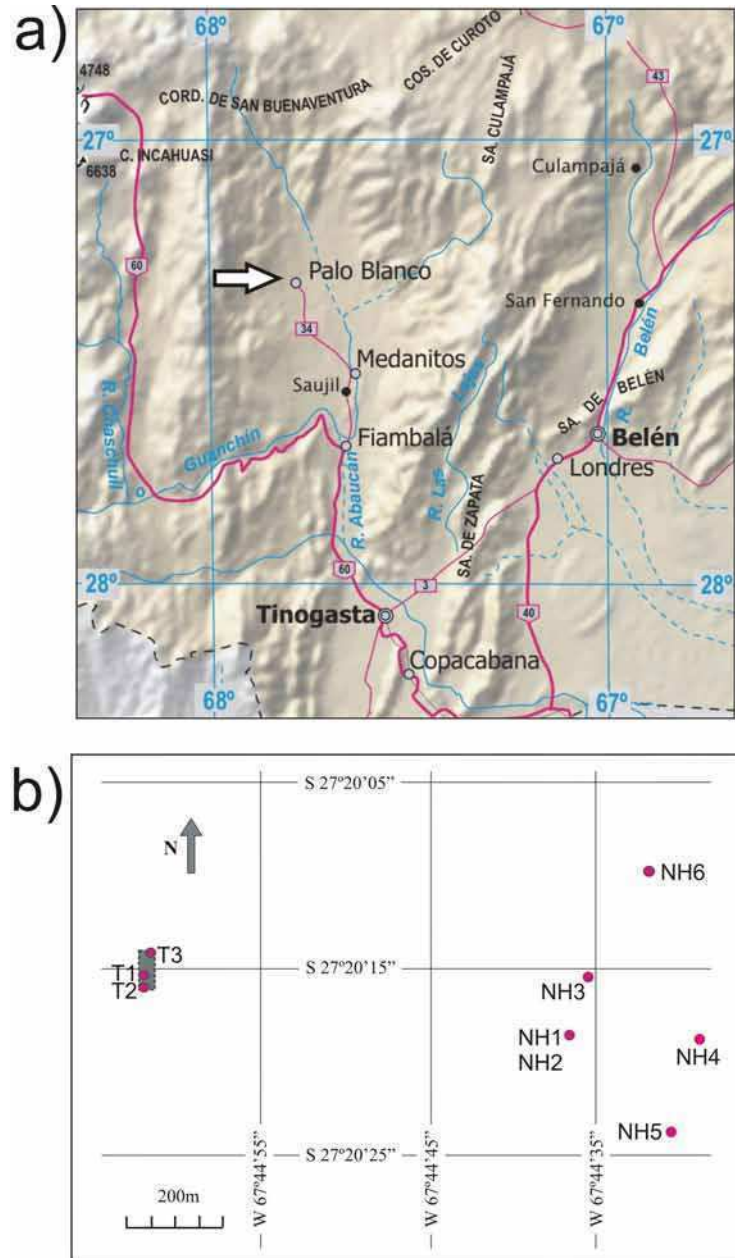


Figura 3.1: a) Ubicación del sitio arqueológico de Palo Blanco. b) Mapa con la localización de las estructuras arqueológicas estudiadas. T1 a T3 son tumbas construidas con piedras, NH1 a NH6 son núcleos habitacionales con paredes de tapia.

objetos que están en la superficie. El proceso natural de cobertura los protege de agentes dañinos como el viento, cambios periódicos en la humedad ambiental y también de la interacción cultural. Sin embargo, los objetos arqueológicos pueden quedar temporalmente expuestos debido al movimiento natural de sedimentos, ocasionado por el propio viento y los flujos de agua, haciendo posible su detección. Es así que los primeros estudios arqueológicos en la zona [44] [45] revelaron pequeñas porciones de paredes de tapia que aparecían en la superficie, que permitieron identificar cinco unidades residenciales con diferente complejidad arquitectónica. De acuerdo con las descripciones realizadas, estas estructuras presentaban distintas formas y distribuciones espaciales pero en general consistían en tres o cuatro habitaciones de forma rectangular conectadas directamente o por medio de áreas parcialmente abiertas o patios. En el presente, la sedimentación ha vuelto a cubrir las estructuras que fueron observadas por los arqueólogos en los años 60. Esto resulta en una visibilidad muy baja de algunas de ellas o directamente en ninguna visibilidad en la mayoría de los casos.

Entre las estructuras del sitio, existen tres construcciones funerarias con forma aproximadamente semiesférica. Estas fueron descubiertas por los habitantes de la región en los años 50. Algunos años después del descubrimiento, estas fueron tapadas nuevamente y el área fue utilizada como viñedo por casi treinta años. Recientemente, en el marco de una investigación arqueológica, dos de estas tumbas, identificadas como T1 y T2 (ver figura 3.1b), fueron localizadas a partir del registro arqueológico existente y excavadas [46]. Estas tenían diámetros promedio entre 2,7 m y 3,3 m, sus paredes se extendían desde 0 – 0,2 m a una profundidad máxima de 1,2 m y su ancho estaba en el rango 0,5 – 0,7 m. Sin embargo la tercera tumba, T3, no pudo ser encontrada. Como solamente se conocía su ubicación aproximada y dado que la investigación arqueológica requería la localización precisa de la estructura, se realizó una prospección con georadar. Algunos de los resultados de esta prospección se presentan en la próxima sección, a fin de mostrar en que medida se pueden caracterizar este tipo de estructuras a partir de datos de cobertura simple y de la aplicación de la metodología de migración.

Por otro lado, en este tipo de sitios arqueológicos, es usual la presencia de vasijas u otros elementos enterrados. Si bien su detección no es un objetivo central de los estudios con georadar, debido a su pequeño tamaño, resulta de

mucho interés determinar la factibilidad de reconocer las señales que generarían este tipo de estructuras. Por tal motivo se realizaron estudios controlados tendientes a determinar la posibilidad de detección. En particular, se utilizaron métodos de cobertura simple, con grillas de alta densidad, para una visualización de alta resolución del subsuelo, además de cobertura múltiple CMP y modelado, para una mejor identificación de las señales primarias que permita obtener una interpretación acabada de los datos. En este capítulo se presentan ejemplos de dichos estudios, los cuales muestran algunas de las principales características y alcances de estos métodos.

3.2. Localización de una estructura de piedras

Como se describió en la sección 2.7, el método de migración permite obtener imágenes más realistas de los objetos enterrados y es de utilidad en aquellos casos en que las señales son complejas. En esta sección se describe la aplicación del método de migración en el sitio arqueológico de Palo Blanco con el objetivo de relocalizar T3.

Al momento de realizar la prospección se había estimado que la pasada actividad agrícola en la zona probablemente había destruido la distribución natural de los estratos más superficiales y mezclado sus materiales; así sólo se esperaban señales débiles y poco continuas de los blancos arqueológicos debajo de ellos. Por otro lado, se habían observado en la superficie una cantidad importante de rocas dispersas, cuyo tamaño no era despreciable en relación con las rocas de las tumbas T1 y T2. Por ende, de encontrarse rocas incrustadas en el suelo sus señales podrían esconder las señales que se estaban buscando. En tal caso el análisis resultaría muy complejo.

Todas estas características indicaban que la identificación directa de las señales de las paredes de T3 presentaría dificultades importantes. Como un camino posible para obtener señales más sencillas y claras, se propuso aplicar migración a los datos. Esta clase de procesamiento presenta una serie de ventajas; como se mencionó, los perfiles migrados constituyen una imagen más realista del subsuelo, por lo que se simplifica la interpretación de las estructuras complejas. Segundo, el proceso de enfoque que está implícito en la migración se espera que colapse las hipérbolas de difracción y que produzca señales de

las paredes más contrastantes y resolubles.

En una primera campaña realizada en el marco de esta Tesis, se delimitó un área amplia en la que se suponía que se encontraba T3 y se adquirieron perfiles de 9 m de longitud sobre una grilla cuadrada con 1 m de separación entre líneas, en ambas direcciones. Los perfiles adquiridos en direcciones perpendiculares mejoran la posibilidad de detección e identificación de las paredes ya que las rocas que las forman pueden tener baja reflectividad en una dirección de sondeo pero es probable que al cambiar la dirección dicha reflectividad aumente. Se realizó una prospección utilizando un georadar *IDS (Ingegneria Dei Sistemi)*, monoestático (las antenas emisora y receptora se ubican en la misma unidad, *offset* = 0) con frecuencia central 400 MHz.

Una vez adquiridos los datos de todos los perfiles, éstos se procesaron de manera de mejorar la visualización de las señales. En cada uno de los perfiles se aplicó *dewow*, corrección del origen de tiempo, eliminación de la señal directa y ganancia. En la figura 3.2a se muestra un radargrama característico obtenido en este sector. Algunas zonas del radargrama, recuadradas en la figura, presentan señales con mayor intensidad, pero no están razonablemente definidas por lo que no se pueden identificar claramente como posibles anomalías debidas a las paredes. Dichas zonas ocupan los intervalos $x = (0,0; 1,1)$ m, $x = (3,8; 4,6)$ m, $x = (5,1; 5,9)$ m, y $x = (7,2; 7,8)$ m y hasta $t = 10$ ns.

Para estimar la velocidad de migración se analizaron todos los perfiles obtenidos y se seleccionaron todas las hipérbolas de difracción que se encontraban dentro del rango de profundidades esperadas para las paredes, hasta 1,2 m según la información arqueológica. Luego se ajustó una hipérbola en cada una de las señales de difracción (como se explicó en la sección 2.4), un ejemplo del ajuste realizado se puede ver en la figura 3.3. Finalmente se realizó el promedio de todos los valores obtenidos. El valor resultante fue $v = (0,18 \pm 0,01)$ m/ns. Se utilizó la misma velocidad de migración para todos los perfiles.

En la figura 3.2b se muestra la sección migrada para los datos de la figura 3.2a. Se observa una mejora moderada en la definición de las anomalías por medio del proceso de migración, con algunas zonas que presentan una intensidad relativa al entorno mayor que en los datos sin migrar. A partir de estos resultados dos de las zonas mencionadas en relación con los datos sin migrar se pueden establecer más firmemente como anómalas de acuerdo a su

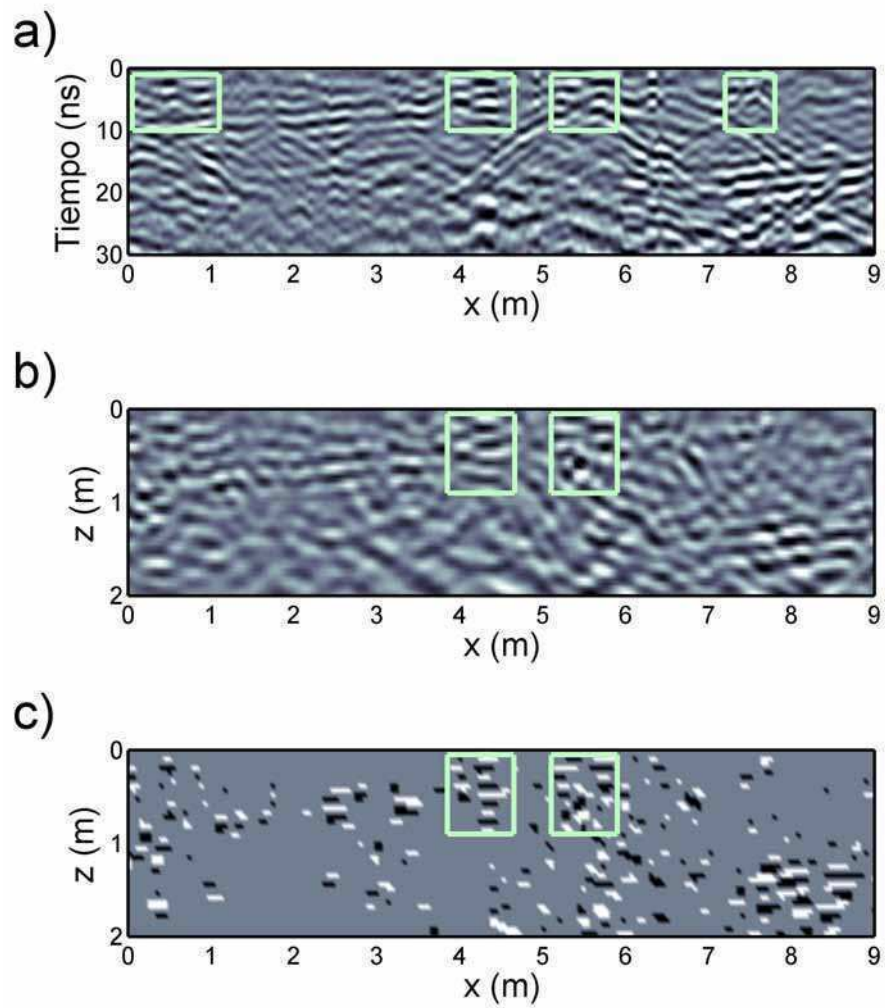


Figura 3.2: a) Radargrama obtenido en el área de la tumba T3 (corresponde al perfil $y = 8$ m de la figura 3.4). b) Sección migrada. c) Sección migrada, a la que se le aplicó *cutoff* para las amplitudes superiores.

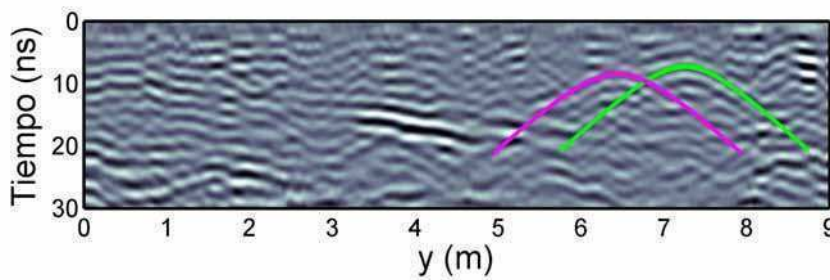


Figura 3.3: Radargrama obtenido en el área de la tumba T3 (corresponde al perfil $x = 2$ m de la figura 3.4), en el que se ajusta una hipérbola en cada una de las señales de difracción que se observan.

intensidad y forma. Estas regiones son las que se extienden a lo largo de los rangos $x = (3,8; 4,6)$ m y $x = (5,1; 5,9)$ m para profundidades desde 0,15 m hasta 0,9 m, aproximadamente, las cuales resultan compatibles con la información arqueológica sobre las tumbas. Por el contrario la región en el rango $x = (7,2; 7,8)$ m se puede descartar como señal originada en una pared debido a su menor intensidad relativa y forma.

Para obtener una mejor visualización de las posible anomalías, se utilizó un *cutoff* superior para las amplitudes migradas, es decir, se igualó a cero todos los datos migrados cuyo valor absoluto fue menor que un umbral predefinido. Por ejemplo, en la figura 3.2c se muestra la imagen que resulta de la figura 3.2b luego de la aplicación del *cutoff*. Las zonas anómalas que se mencionaron en el párrafo anterior se pueden identificar claramente en esta figura. Otras zonas que se extienden debajo de 1,5 m, con altura menor que 0,5 m o más delgadas que 0,3 m se descartaron como anomalías porque contradicen la información arqueológica.

Un grupo de regiones anómalas con características similares a las descritas en el ejemplo anterior se detectaron a lo largo de la zona de estudio. Estas se extendieron en la dirección vertical aproximadamente entre $z = (0,15; 0,30)$ m hasta $z = (0,75; 1,00)$ m, con ancho entre 0,45 m y 0,85 m. Se graficaron en un mapa y se interpretaron considerando las características esperadas para T3. En la figura 3.4 se muestra un mapa de las anomalías en la región en la que se predijo T3. La curva punteada indica la interpretación de los resultados.

En la figura 3.5 se muestra el área después de la excavación, en la cual se puede observar la tumba relocalizada. Se midió el diámetro medio de la

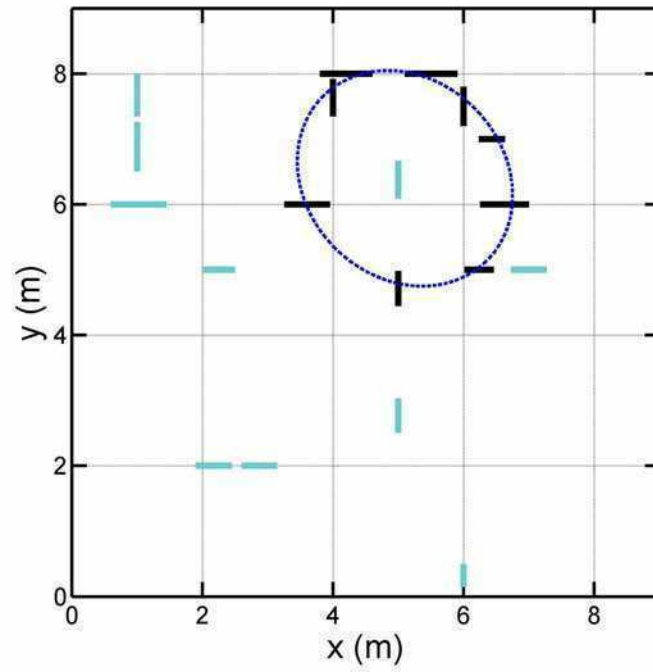


Figura 3.4: Mapa de las anomalías para T3 y su interpretación (curva punteada).

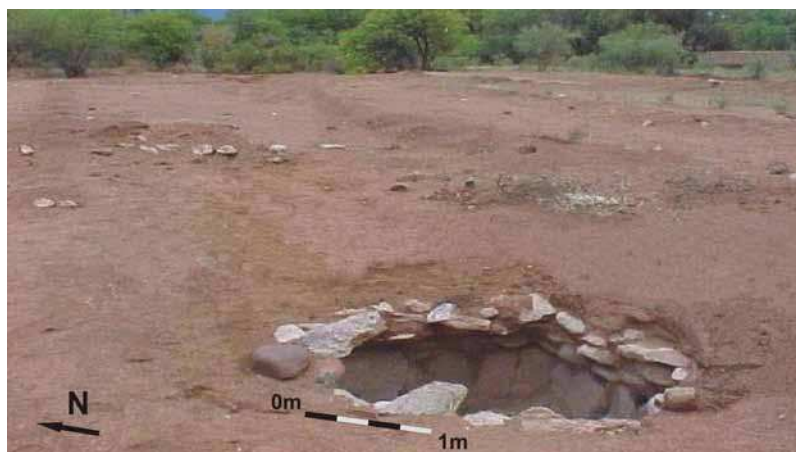


Figura 3.5: Tumba T3 luego de la excavación.

tumba expuesta, se obtuvo un rango de 2,8 m a 3,2 m. Las paredes de T3 se extendieron en profundidad desde 0,15 – 0,30 m hasta 1,1 – 1,2 m y su ancho fue 0,5 – 0,8 m. De estos resultados se puede notar que la profundidad de las paredes fue mayor que la estimada (0,75 – 1,00 m); este hecho indica que las reflexiones en las interfases entre las rocas de la base y el suelo debajo de ellas no fueron identificadas como consecuencias de su baja intensidad con respecto a otras señales circundantes. Por el contrario, se obtuvo un buen ajuste entre los valores medidos y experimentales para los otros parámetros.

Si bien, se debería haber detectado dos paredes en cada uno de los perfiles que cruzan la tumba, sólo una de ellas fue detectada en alguno de los perfiles (ver figura 3.4). En estos casos, la falla en la detección probablemente fue originada en la combinación de los siguientes factores: la geometría y disposición de las rocas de las paredes respecto de la superficie y polarización del radar que localmente producen baja reflectividad, el contraste de permitividad en las interfases entre las paredes no detectadas y el suelo no fue lo suficientemente alto y el movimiento del suelo debido a la agricultura alteró la coherencia de los eventos de manera que se produjo un enfoque menos eficiente al migrar. En conclusión, si bien la aplicación de la técnica de migración permitió la localización de la construcción, es claro que en muchos casos se hace imprescindible la utilización de metodologías de cobertura múltiple que tiendan a incrementar las señales de interés como paso previo a la migración.

3.3. Detección de vasijas enterradas

3.3.1. Método de cobertura simple

A continuación, se describe un estudio realizado en relación con la detección de vasijas enterradas. En particular se muestran ejemplos en los cuales se aplican las metodologías de cobertura simple y visualización 3D de grillas de alta densidad.

Durante una segunda campaña realizada en el sitio arqueológico de Palo Blanco se llevó a cabo un experimento controlado en el que una vasija con diámetro máximo 0,2 m se colocó a una profundidad de 1 m y se cubrió con el suelo natural, compuesto principalmente por arena y una menor proporción

de arcilla. En las figuras 3.6a y 3.6b se puede ver la excavación y el detalle de la vasija, respectivamente. En las figuras 3.7a y 3.7b se muestran una sección vertical y otra horizontal, respectivamente, con la configuración utilizada y la ubicación de las líneas de sondeo realizadas. Las antenas emisora y receptora se localizaron en la interfase aire - suelo, con separación fija de 0,25 m entre ellas; los ejes de las antenas se ubicaron perpendiculares a la línea de sondeo. Se utilizó el sistema de radar *Sensors & Software Pulse EKKO PRO* y antenas de 500 MHz. Se delimitó un área de 5 m x 5 m y se adquirió líneas paralelas con una separación de 0,05 m, entre $y = -0,5$ m e $y = 0,5$ m. La separación entre líneas se seleccionó de manera de obtener datos de densidad suficiente para generar una visualización 3D con alta resolución de la señal producida por la vasija.

Cada una de las secciones adquiridas se procesaron para obtener una visualización adecuada de las señales de interés. Se eliminó la señal directa, luego se aplicó *dewow*, se corrigió el origen de tiempos y finalmente se aplicó ganancia. En la figura 3.8 se muestra el resultado obtenido para la sección que corresponde a $y = 0$ m. La coordenada x , en el gráfico, se refiere al punto medio entre las posiciones del emisor y del receptor. La señal de difracción del objeto enterrado se puede ver en la figura, con vértice en $(x; t) = (0 \text{ m}; 10 \text{ ns})$ (A en la figura). También aparecen varias hipérbolas de difracción adicionales y reflexiones aproximadamente horizontales, probablemente producidas en los límites laterales de la excavación (B en la figura), en las discontinuidades naturales del suelo (C en la figura) y en el límite inferior de la excavación (D en la figura). Estos patrones se repiten en todas las líneas obtenidas.

La vasija produce una señal de alta intensidad posiblemente como consecuencia de la presencia de aire en su interior, el que presenta un alto contraste con respecto al material que la rodea [47] [48]. Esta señal es claramente reconocible debido a su forma. Por otro lado, no es claro el origen de la señal en $(x; t) = (0 \text{ m}; 15 \text{ ns})$, aproximadamente. Si se considera la velocidad de propagación estimada para la zona, en la sección 3.2 $v = (0,18 \pm 0,01) \text{ m/ns}$, se obtiene una profundidad de $(1,3 \pm 0,1) \text{ m}$ para la discontinuidad que origina dicha señal. Este valor es compatible con la profundidad del límite inferior de la excavación.

La alta densidad de líneas adquiridas permite interpolar transversalmente los datos con una muy buena resolución y luego generar una vista 3D de la señal

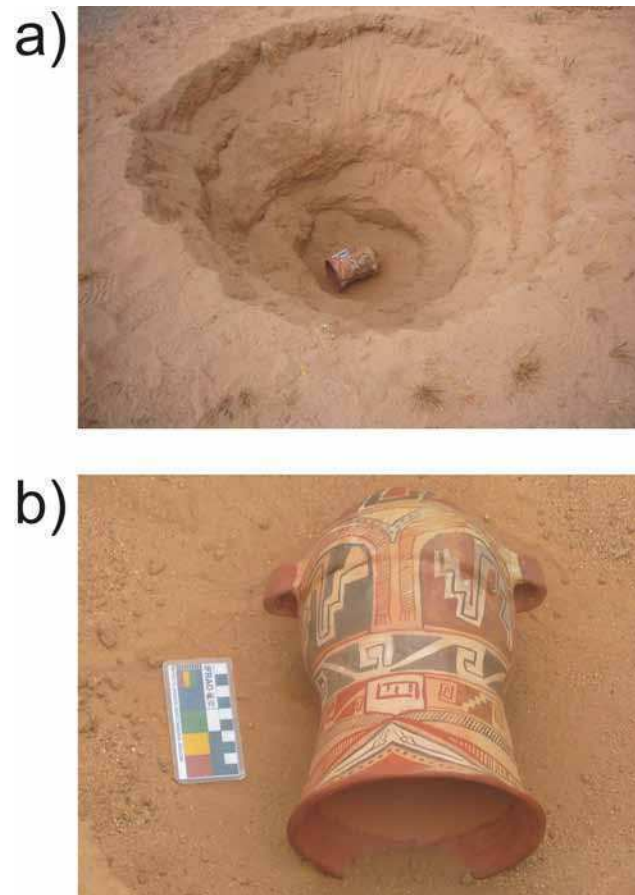


Figura 3.6: Experimento controlado: a) excavación realizada y b) detalle de la vasija.

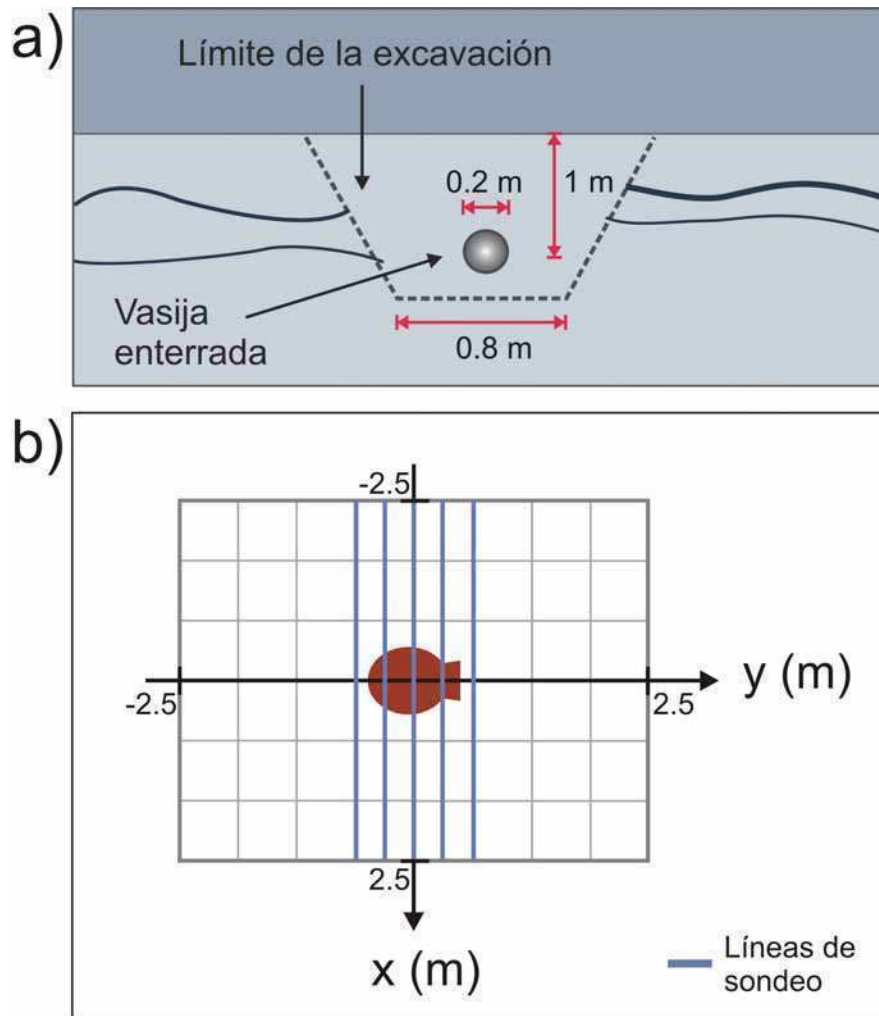


Figura 3.7: Configuración experimental: a) dimensiones de la excavación y b) localización de las líneas de sondeo.

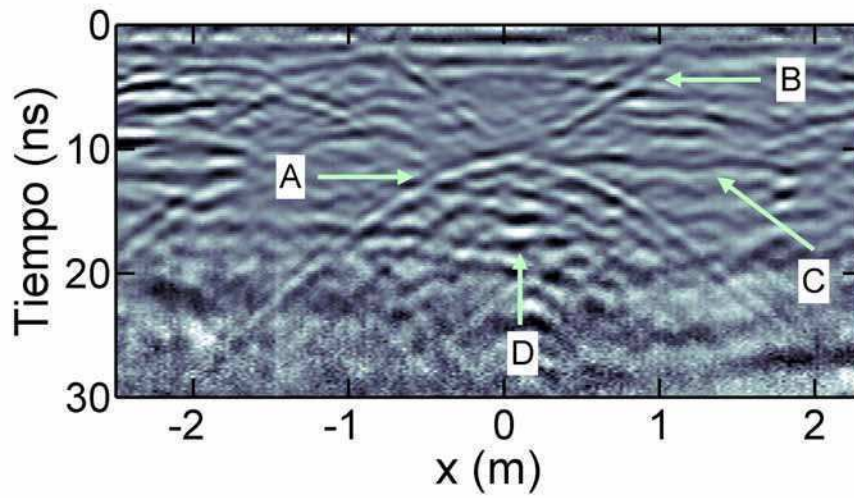


Figura 3.8: Respuesta para el perfil obtenido en $y = 0$ m, A: señal de difracción de la vasija, B: señal originada en el límite lateral de la excavación, C: señal de uno de los estratos casi horizontales y D: señal originada en el límite inferior de la excavación.

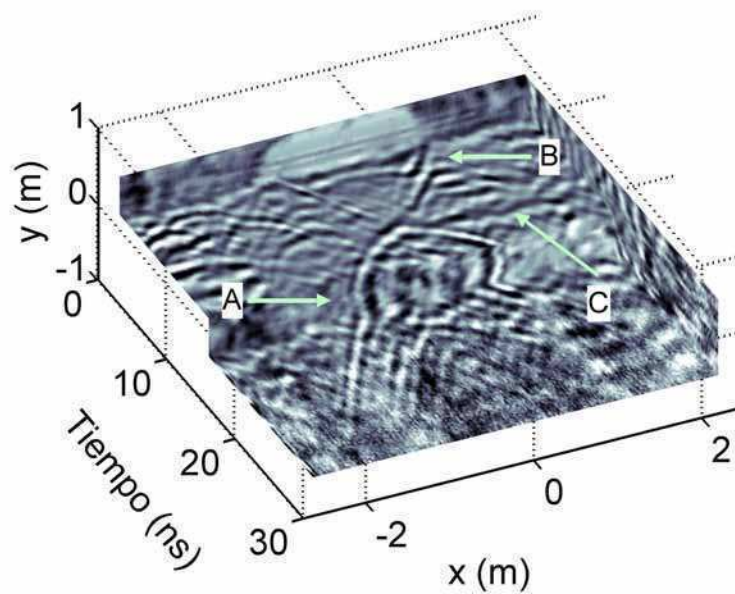


Figura 3.9: Visualización 3D de los datos, A: señal de difracción de la vasija, B: señal originada en el límite lateral de la excavación y C: señal de uno de los estratos casi horizontales.

de la vasija. En la figura 3.9 se muestra un ejemplo de este tipo de visualización. La nomenclatura con la que se identifican las señales más relevantes es la misma que en la figura 3.8. En la figura 3.9 se puede identificar la señal originada en la vasija (A en la figura), la señal originada en el límite lateral de la excavación (B) y las señales originadas en las discontinuidades naturales del suelo (C).

3.3.2. Modelado

En los resultados de la sección anterior (figuras 3.8 y 3.9) se observa la señal primaria de la vasija enterrada, también se pueden ver algunas señales secundarias originadas, posiblemente, en los límites laterales e inferior de la excavación y en las discontinuidades naturales del suelo. Para contrastar estas interpretaciones se elaboraron modelos y se simuló numéricamente las respuestas del georadar.

Estos modelos son representaciones simplificadas, en este caso del subsuelo, expresadas en términos de las propiedades electromagnéticas y de la geometría de los blancos enterrados. En general, estos modelos describen situaciones complejas en las que el problema electromagnético no tiene solución analítica, por ello se simula numéricamente la respuesta del sistema de georadar.

En la figura 3.10a se muestra un modelo propuesto a partir de las características conocidas de la zona de estudio. Se eligieron valores de permitividad y conductividad típicos para la composición del suelo de la zona de estudio. El modelo contiene tres estratos separados por dos interfases casi horizontales ubicadas a profundidades de 0,6 m y 0,9 m, el estrato superior se caracteriza por $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m, el estrato intermedio se caracteriza por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 2$ mS/m y el estrato inferior se caracteriza por $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 2,5$ mS/m. El límite inferior de la excavación se encuentra a una profundidad de 1,3 m. El material con el que se cubre la zona excavada se caracteriza por $\epsilon_r = 3$ y $\sigma = 1,5$ mS/m. En este caso se eligió un valor de ϵ_r menor (velocidad de propagación mayor) que para la zona sin excavar porque se consideró que este material estaba aireado por haber sido removido durante la excavación. La vasija se encuentra a una profundidad de 1 m. Se supone que la vasija se encuentra parcialmente llena de aire ($\epsilon_r = 1$ y $\sigma = 0$ mS/m), en el modelo, la mitad inferior de la misma se encuentra ocupada por el material con el que se cubre la zona excavada. La vasija tiene 0,2 m de diámetro, paredes de 0,02

m de espesor, $\epsilon_r = 6$ y $\sigma = 2,6$ mS/m. En las matrices de permitividad y conductividad se aplica una fluctuación aleatoria del 10 %.

Con los parámetros del modelo propuesto se realizó una simulación numérica de la respuesta esperada para un sondeo de georadar en el que las antenas emisora y receptora son de tipo dipolo de media onda y se ubican en la interfase aire - suelo con *offset* 0,25 m. Para ello se utilizó el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) en dos dimensiones. Se resolvieron numéricamente las ecuaciones de Maxwell, para obtener el campo E_y , sobre una grilla uniforme con incremento de 0,01 m en ambas direcciones. La frecuencia de emisión fue 500 MHz. En el Apéndice A se dan más detalles del procedimiento realizado para obtener los datos simulados.

Una vez establecidos los parámetros del modelo, se calcula la respuesta para el emisor en una de las posiciones de la línea de sondeo y se registra el campo E_y en la posición del receptor, determinada según el *offset*. Luego, se repite el procedimiento para cada una de las posiciones del emisor sobre la línea de sondeo. Finalmente, se agrupan las trazas obteniendo así registros simulados análogos a los obtenidos experimentalmente. A partir de este punto se sigue el procedimiento utilizado habitualmente: los datos se ordenan en un radargrama y se aplican las técnicas de procesamiento necesarias para mejorar la calidad de la imagen (corrección del origen de tiempo, eliminación de la señal directa y ganancia).

En la figura 3.10b se muestra el radargrama obtenido para los datos que resultan del modelo de la figura 3.10a. En el radargrama, la señal originada en la vasija se puede ver con vértice en $(x; t) = (0 \text{ m}; 12 \text{ ns})$ (A en la figura) ésta es de intensidad alta como consecuencia del alto contraste entre el aire en el interior de la vasija y el medio que la rodea. Las señales generadas en los laterales de la excavación se pueden ver, por ejemplo, en $(x; t) = (-0,8 \text{ m}; 5 \text{ ns})$ (B en la figura). También aparecieron algunas señales originadas en las interfases entre los distintos estratos, por ejemplo en $t = 8 \text{ ns}$ y en $t = 12 \text{ ns}$ (C en la figura). Finalmente en $(x; t) = (0 \text{ m}; 16 \text{ ns})$ (D en la figura), se puede ver la señal originada en el límite inferior de la excavación, esta presentó un aspecto similar a la observada en los radargramas experimentales (figura 3.8 de la sección 3.3.1). Las señales originadas en los límites de la excavación y en las interfases que separan los distintos estratos tienen menor intensidad que la señal que se origina en la vasija, lo que es consecuencia del menor contraste

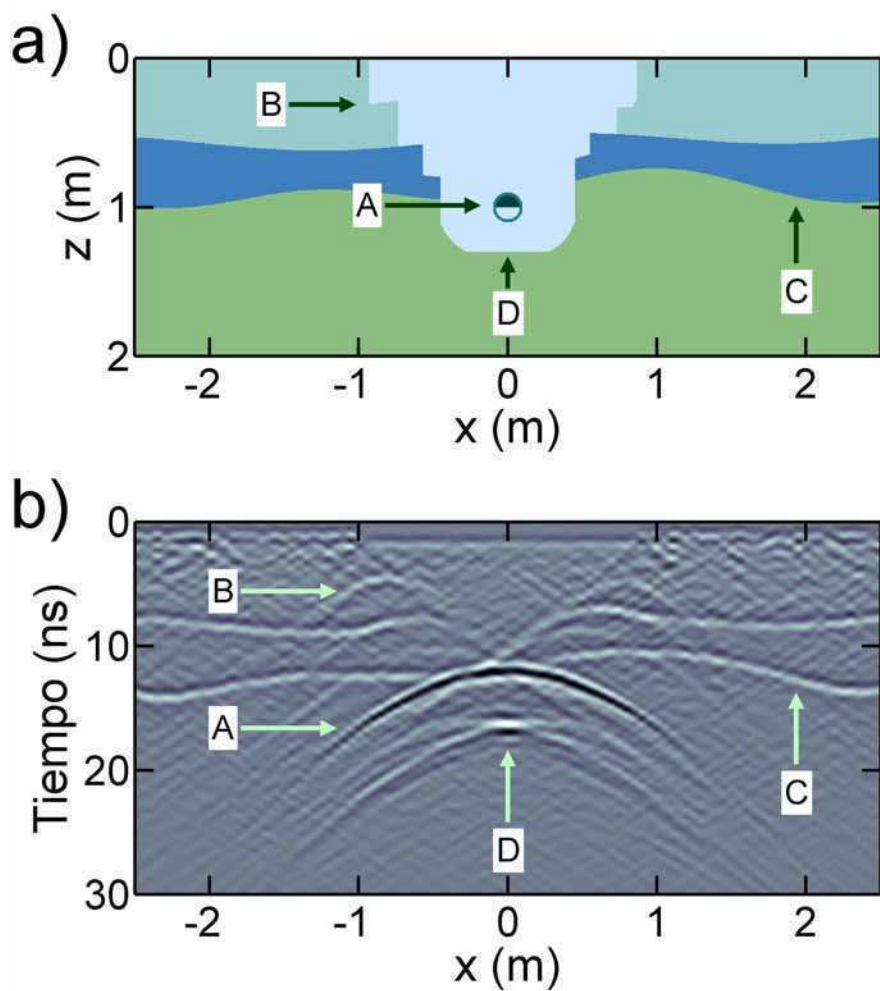


Figura 3.10: a) Modelo de la vasija enterrada. Estrato superior: $\epsilon_r = 3,5$, $\sigma = 1$ mS/m; estrato intermedio: $\epsilon_r = 4$, $\sigma = 2$ mS/m; estrato inferior: $\epsilon_r = 5$, $\sigma = 2,5$ mS/m; material con el que se llena la excavación: $\epsilon_r = 3$, $\sigma = 1,5$ mS/m; vasija: profundidad 0,9 m, diámetro 0,2 m, paredes de 0,02 m de espesor, $\epsilon_r = 6$, $\sigma = 2,6$ mS/m; se aplica una fluctuación aleatoria del 10% a estos parámetros. b) Radargrama simulado para un sondeo de cobertura simple con *offset* 0,25 m.

que presentan dichas discontinuidades.

Si se comparan los radargramas experimental (figura 3.8 de la sección 3.3.1) y simulado (figura 3.10b) es posible observar la similitud que presentan. Si bien es necesario un código 3D para modelar adecuadamente fuentes de tipo dipolo y blancos localizados, como la vasija enterrada, se puede ver que el código 2D utilizado permite reproducir las principales características de las señales obtenidas en un sondeo con georadar.

En este caso, el modelo propuesto y el radargrama simulado a partir de dicho modelo, permitieron estudiar la relación entre las señales observadas y los objetos e interfases que las generaron y reafirmar la interpretación realizada a partir de los datos experimentales. En general los datos simulados tienen también otras aplicaciones, entre las más importantes, en las etapas previas a realizar una prospección para planificar los métodos y estrategias de adquisición y durante el análisis posterior e interpretación de los datos para la identificación de señales, por comparación.

3.3.3. Método de cobertura múltiple - CMP

Para continuar el estudio de la señal que genera una vasija enterrada, se analizaron las mejoras que produce el método CMP en la señal primaria de dicha vasija. También se estudiaron las mejoras en las señales secundarias originadas en las discontinuidades naturales del suelo y en los límites de la excavación. Para ello se adquirieron trazas en configuración CMP, con incremento de 0,05 m en la separación entre las posiciones del emisor y del receptor, y una separación máxima de 1 m. La distancia entre puntos medios (CMPs) sobre la línea de sondeo, la cual se muestra en la figura 3.11, fue 0,05 m.

En relación con la figura 3.8 (sección 3.3.1) se mencionó la señal de un estrato aproximadamente horizontal, ubicado en $t = 11$ ns entre $x = 0,5$ m y $x = 2,0$ m. Este estrato es utilizado aquí para ajustar la velocidad de apilamiento. Para ello se aplicó la corrección de NMO a la señal usando distintas velocidades de apilamiento y se seleccionó aquella que produjo el mejor ajuste. El valor resultante fue $v = (0,17 \pm 0,09)$ m/ns (figura 3.12). En la figura se indican con líneas de trazos las señales antes y después de aplicar NMO.

En la figura 3.13 se muestra el resultado del apilamiento con $n = 4$. Com-

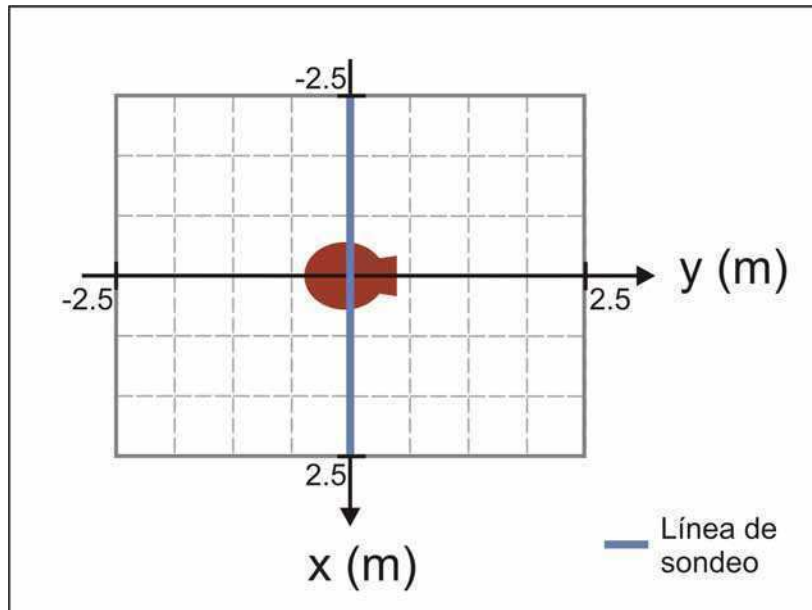


Figura 3.11: Localización de la línea de sondeo.

parando los resultados obtenidos para un sondeo de cobertura simple (figura 3.8 de la sección 3.3.1) y para CMP (figura 3.13), es posible observar que tanto las señales producidas por la vasija enterrada como por el reflector casi horizontal presentan una mejora, pudiéndoselos ver con mayor claridad. De la misma forma la señal originada en el fondo de la excavación (se indica con una flecha en la figura 3.13) presenta una mejora significativa, suficiente para ser identificada con claridad.

En este ejemplo, la aplicación del método CMP permitió mejorar las distintas señales que se presentan en el radargrama. Sin embargo, en algunos casos las mejoras que se obtienen con el método CMP no son suficientes o las características de los blancos enterrados no permiten utilizar dicho método, lo que lleva a desarrollar y aplicar métodos de cobertura múltiple alternativos.

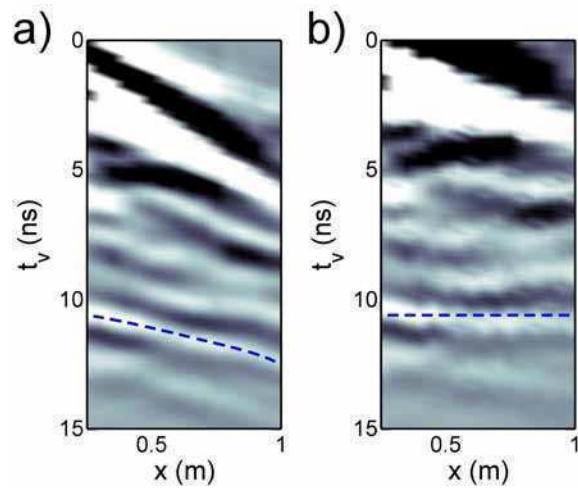


Figura 3.12: Tiempos de llegada (t_v) en función de la separación emisor - receptor (x) a) sin aplicar la corrección NMO y b) luego de aplicar la corrección NMO con velocidad $v = (0,17 \pm 0,09)$ m/ns.

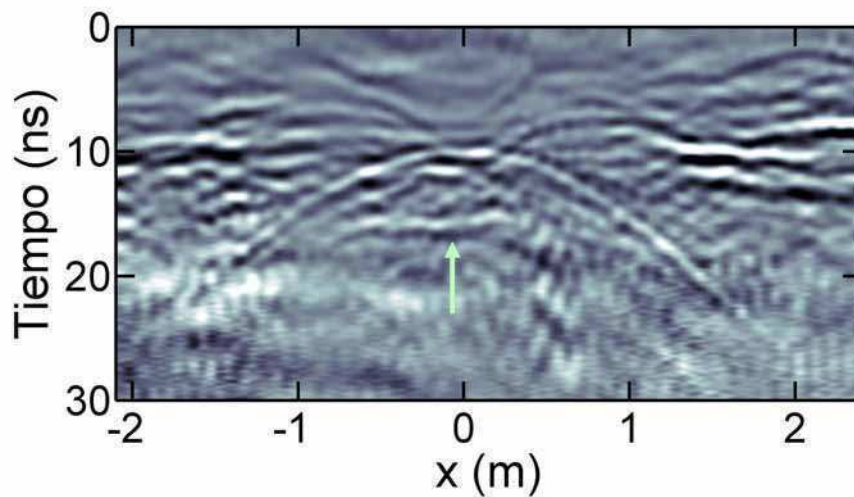


Figura 3.13: Respuesta obtenida con el método CMP.

Capítulo 4

Método de arreglos sintéticos de emisores de georadar

La metodología de cobertura simple permite resolver total o parcialmente muy diversas situaciones experimentales, como por ejemplo, las incluidas en el capítulo anterior, a partir del uso de distintas técnicas de procesamiento e interpretación de señales. Sin embargo, hay situaciones con señales muy débiles y por lo tanto confusas en las que es necesario utilizar otras metodologías, con cobertura múltiple, para mejorar su visibilidad. En este capítulo se presenta un método de cobertura múltiple alternativo, denominado método de arreglos sintéticos de emisores de georadar, cuyo objetivo fundamental es mejorar la relación de intensidad de la señal primaria respecto de otras señales secundarias, así como su continuidad lateral. Este método considera arreglos de antenas para obtener zonas iluminadas más estrechas, concentrando el campo sobre los blancos de interés, y disminuyéndolo en las zonas periféricas generadoras de señales secundarias indeseables.

En primer término se consideran arreglos de emisores ubicados en medios uniformes y se estudia la región de campo lejano, con el objetivo de ilustrar la manera en la que es posible controlar el patrón de radiación total del arreglo. A continuación, se describe el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar y se estudian las características de los campos electromagnéticos generados por estos arreglos en la región de campo cercano, para emisores ubicados en la superficie de separación aire - tierra. A partir de ella se analizan las respuestas que se obtienen al aplicar el método en los casos fundamentales:

objeto pequeño y reflector extenso. Finalmente se presenta una metodología de procesamiento de la respuesta obtenida que permite mejorar la continuidad lateral de las señales para todo su rango de extensión, facilitando así la interpretación de las mismas [36] [49].

4.1. Arreglos de emisores

En general las antenas elementales más simples de construir, como las de tipo dipolo de media onda, presentan patrones de radiación con baja directividad. Un procedimiento que se aplica habitualmente para obtener una mejor directividad consiste en utilizar varias fuentes elementales distribuidas en una geometría apropiada, las que forman un arreglo. De esta manera se logra concentrar y dirigir la energía radiada hacia una dirección determinada en el espacio.

En un medio uniforme y en la región de campo lejano, es posible obtener expresiones analíticas que describen la distribución de energía en el espacio, producida por el arreglo. Para ello se considera un dipolo delgado con longitud l , como se muestra en la figura 4.1, la que genera campos armónicos de frecuencia ω . Esta fuente se representa por una densidad de corriente eléctrica unidimensional $\vec{J}_{orig}(\vec{r}, t)$, a lo largo del eje del dipolo (eje \hat{z}):

$$\vec{J}_{orig}(\vec{r}, t) = \begin{cases} I_0 e^{-i\omega t} \sin(\frac{\pi}{2} - k|z|) \delta(x) \delta(y) \hat{z} & \text{si } |z| \leq \frac{\lambda}{4} \\ 0 & \text{si } |z| > \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad (4.1)$$

donde I_0 es la amplitud de la corriente, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda, λ es la longitud de onda en el medio, δ es la delta de Dirac y el subíndice *orig* indica que la fuente se localiza en el origen de coordenadas. Cuando se considera una longitud $l = \frac{\lambda}{2}$ para la antena, la situación representa aproximadamente un dipolo radiante de media onda.

La potencia por unidad de ángulo sólido $\frac{dP}{d\Omega}$ o intensidad de radiación se puede expresar como:

$$\left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_{orig} = \frac{I_0^2 \eta}{8\pi^2} \left[\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos(\theta))}{\sin(\theta)} \right]^2 \quad (4.2)$$

donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia del medio, con μ la permeabilidad magnética y ϵ la permitividad. La potencia por unidad de ángulo sólido de un arreglo de

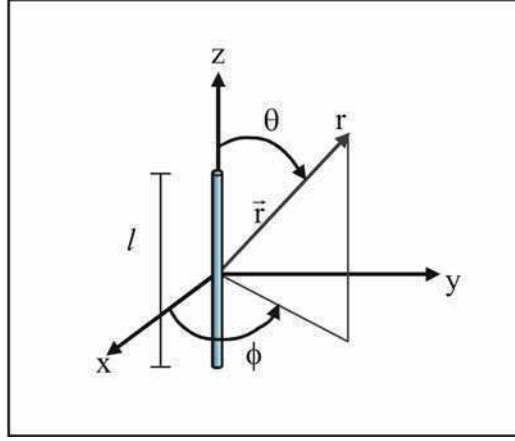


Figura 4.1: Dipolo emisor y sistema de coordenadas.

dipolos en la región de campo lejano se puede obtener superponiendo los campos de los dipolos individuales (ver deducción en el Apéndice B). La potencia por unidad de ángulo sólido para un arreglo de N elementos, $(\frac{dP}{d\Omega})_N$, se puede expresar como:

$$\left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_N = |\Gamma_N|^2 \left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_{orig} \quad (4.3)$$

donde Γ_N es el factor del arreglo.

El factor del arreglo es el único que contiene las posiciones de las fuentes \vec{d}_n y sus amplitudes a_n y fases φ_n relativas y es el que modula el patrón del elemento generador; al mismo se lo puede expresar de la siguiente manera

$$\Gamma_N = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-i\varphi_n} e^{-i\vec{k} \cdot \vec{d}_n} \quad (4.4)$$

El segundo factor de la ecuación (4.3) es la densidad de potencia del elemento generador.

La manera más simple de generar patrones con características específicas es considerando arreglos regulares tal como el de la figura 4.2. Un arreglo regular se compone por varias fuentes que tienen idéntica amplitud, presentan incrementos fijos en sus fases y poseen distribución regular en el espacio. En ese caso, el factor del arreglo se puede expresar de la siguiente manera

$$|\Gamma_N|^2 = \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N_x(\alpha_x + k_x d_x)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha_x + k_x d_x)}{2}\right)} \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N_y(\alpha_y + k_y d_y)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha_y + k_y d_y)}{2}\right)} \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N_z(\alpha_z + k_z d_z)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha_z + k_z d_z)}{2}\right)} \quad (4.5)$$

donde N_i , d_i y α_i con $i = x, y, z$ representan el número de fuentes, la separación y la fase relativa, respectivamente, en las direcciones x , y y z (ver deducción

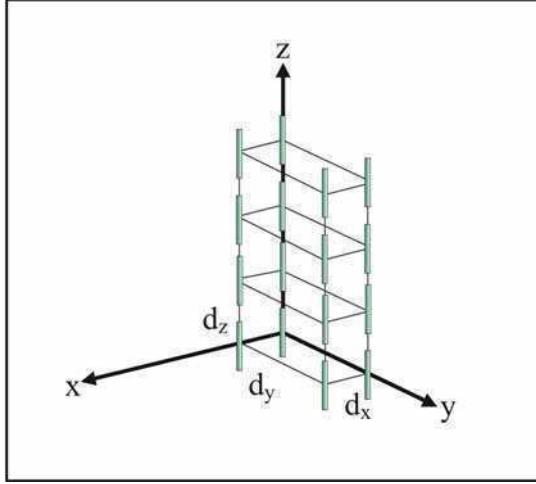


Figura 4.2: Arreglo regular con $N_x = 2$, $N_y = 2$, $N_z = 4$, $d_x = 3,0d_y$ y $d_z = 1,5d_x$.

en el Apéndice B). La dependencia angular está implícita en los términos k_i . La ecuación (4.5) está compuesta por tres factores, relacionados con los parámetros de la red en las diferentes direcciones. Esto simplifica el análisis de las características del patrón resultante como función de los parámetros del arreglo, con una simplificación adicional cuando se consideran arreglos en una o dos dimensiones (por ejemplo, dipolos alineados o un arreglo plano, respectivamente).

En el caso de arreglos regulares con elementos distribuidos a lo largo del eje y , la ecuación (4.5) queda

$$|\Gamma_N|^2 = \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N(\alpha + kd \text{sen } \theta \text{ sen } \phi)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha + kd \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi)}{2}\right)} \quad (4.6)$$

donde se suprimieron los subíndices y se reemplazó $k_y = k \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi$. Suponiendo que todos los elementos tienen la misma intensidad, los parámetros que determinan las características del patrón de radiación son el número de fuentes (N), la separación (d) y la fase relativa (α) entre los elementos.

Para estudiar la dependencia del patrón de radiación con los parámetros del arreglo, se diseñó e implementó el código computacional *3DArray*. Este código, desarrollado en el lenguaje MATLAB, permite calcular el patrón de radiación de arreglos de dipolos de media onda, con direcciones paralelas, ya sea considerando una configuración regular o irregular. Como salida, el código muestra diversos gráficos, entre ellos, el factor del arreglo. Para facilitar la utilización del código *3DArray* se desarrolló un entorno interactivo que permite

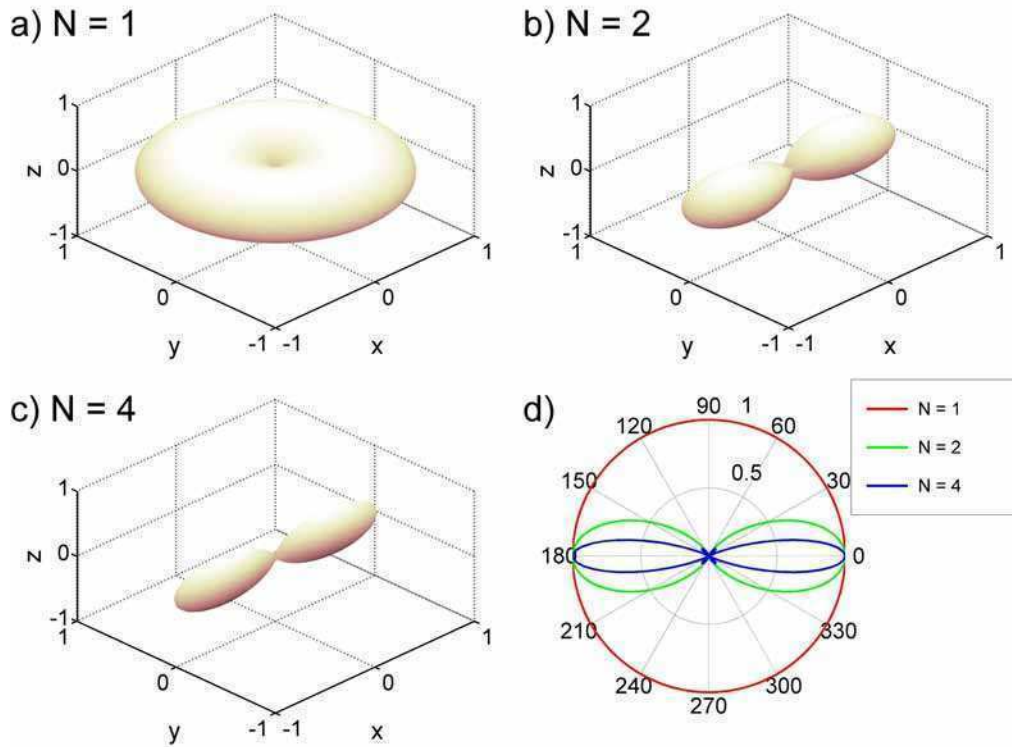


Figura 4.3: Patrón de radiación para arreglos con $d = 0,50\lambda$, $\alpha = 0$, a) $N = 1$, b) $N = 2$, c) $N = 4$. d) Proyección en el plano $x - y$ del patrón de radiación de los arreglos anteriores.

variar los parámetros del arreglo y observar simultáneamente el patrón de radiación resultante. Dicho entorno cuenta, además, con diversas herramientas que facilitan el análisis de los resultados (ver descripción del código en el Apéndice C).

Si bien las características del patrón de radiación dependen de los parámetros del arreglo en su conjunto (número de fuentes N , separación d y fase relativa α entre los elementos), se puede observar que el ancho angular del haz guarda relación con el número de elementos. Como ejemplo se considera el caso de un dipolo con frecuencia 500 MHz en el vacío ($\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$ y $\sigma = 0$). Si $N = 1$ (figura 4.3a) el patrón es tal que en el plano medio del dipolo, plano $x - y$, la energía radiada presenta la misma intensidad en todas las direcciones. En el caso de un arreglo con $N = 2$, $d = 0,50\lambda$ y $\alpha = 0$ (figura 4.3b) el patrón de radiación presenta dos lóbulos que concentran toda la energía emitida. En general la concentración se hace más pronunciada cuando se incrementa el número de dipolos alineados (figura 4.3d).

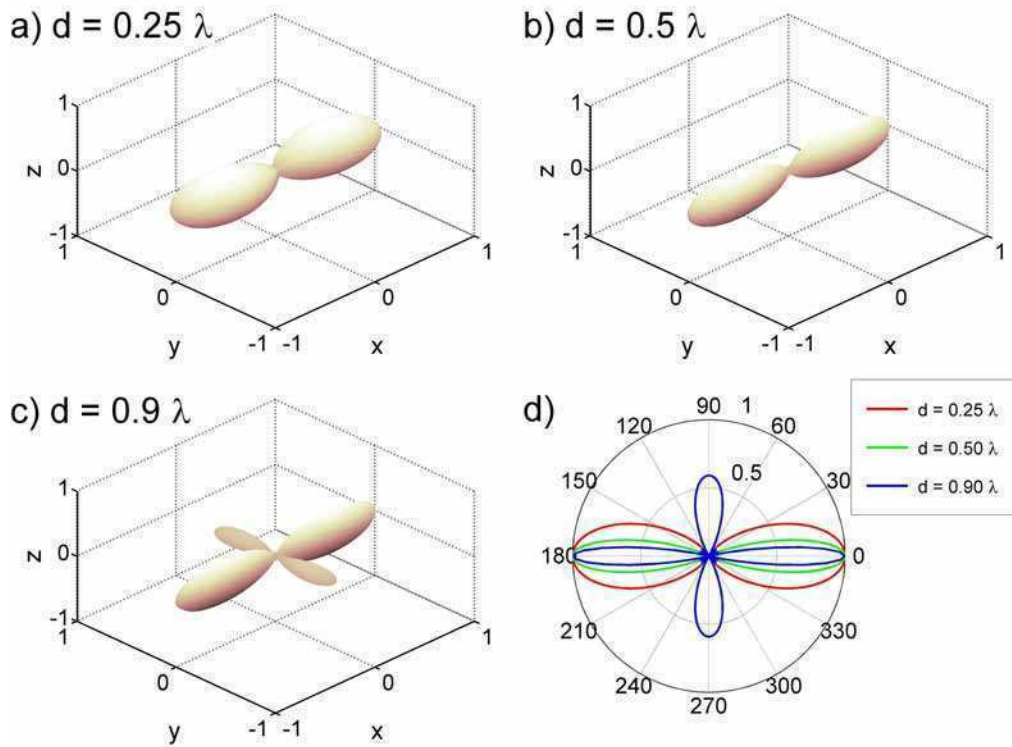


Figura 4.4: Patrón de radiación para arreglos con $N = 4$, $\alpha = 0$, a) $d = 0,25\lambda$, b) $d = 0,50\lambda$, c) $d = 0,90\lambda$. d) Proyección en el plano $x - y$ del patrón de radiación de los arreglos anteriores.

Otro fenómeno que se observa al incrementar el número de fuentes es la aparición de lóbulos secundarios. Por ejemplo si $N = 4$, $d = 0,50\lambda$ y $\alpha = 0$ se obtiene un patrón de radiación con dos lóbulos principales que concentran la mayor parte de la energía radiada y cuatro lóbulos secundarios de muy baja intensidad (figura 4.3c). En la figura 4.3d se muestran gráficos de la proyección del patrón de radiación en el plano $x - y$ para los casos de las figuras 4.3a, 4.3b y 4.3c, donde se puede ver tanto la concentración de la energía emitida como la aparición de lóbulos secundarios.

Cuando la separación entre dipolos se incrementa, se observa un aumento de la energía que se propaga en las direcciones de los lóbulos secundarios. Este fenómeno se puede observar en el caso de un arreglo con $N = 4$, $\alpha = 0$ y con $d = 0,25\lambda$ (figura 4.4a), $d = 0,50\lambda$ (figura 4.4b) y $d = 0,90\lambda$ (figura 4.4c).

Cuando varía la fase relativa entre los elementos del arreglo, se observa una modificación en la orientación del patrón de radiación. Continuando con el ejemplo con $N = 4$ y $d = 0,50\lambda$, si $\alpha = 0$ (figura 4.5a) los lóbulos principales

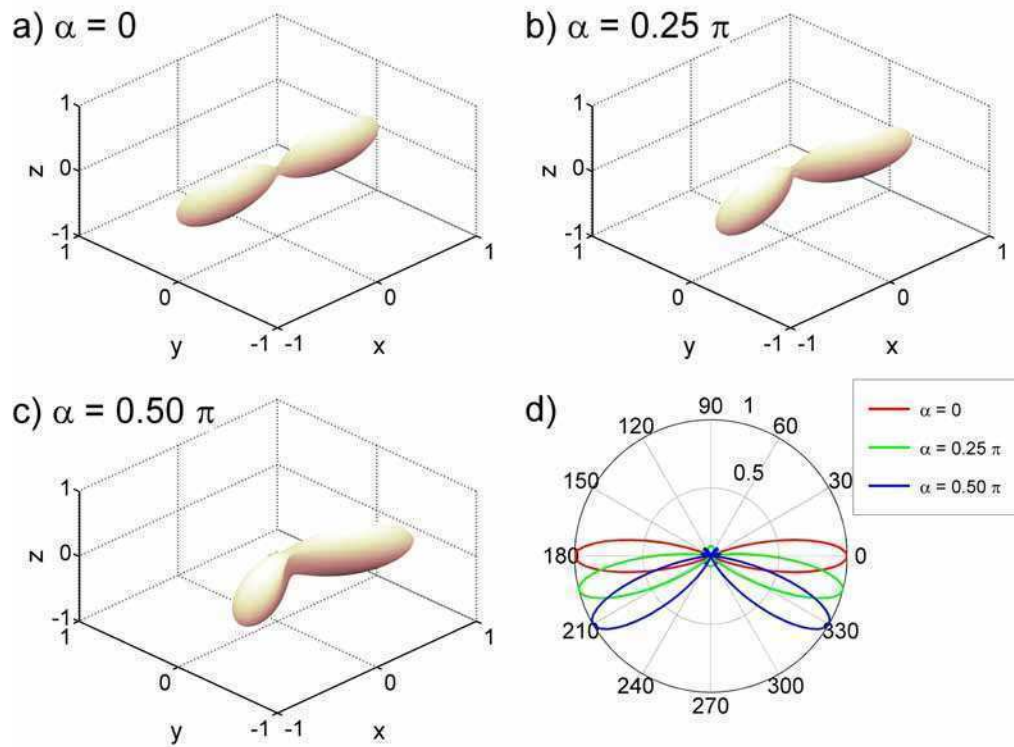


Figura 4.5: Patrón de radiación para arreglos con $N = 4$, $d = 0,50\lambda$, a) $\alpha = 0$, b) $\alpha = 0,25\pi$, c) $\alpha = 0,50\pi$. d) Proyección en el plano $x - y$ del patrón de radiación de los arreglos anteriores.

se orientan en ángulos 0 y π . Si la fase relativa toma valores $\alpha = 0,25\pi$ (figura 4.5b) o $\alpha = 0,50\pi$ (figura 4.5c) se puede observar cómo varía el ángulo de orientación de los lóbulos que forma en patrón de radiación.

En resumen, la teoría de arreglos de fuentes tipo dipolo en un medio uniforme y en la región de campo lejano, muestra que combinando varias fuentes cercanas entre sí es posible controlar ciertas características del patrón de radiación del conjunto. En particular es posible controlar la orientación y concentración del campo emitido variando los parámetros del arreglo: número de fuentes, separación y fase relativas entre ellas.

4.2. Método de arreglos sintéticos de emisores de georadar

Como se mostró en la sección anterior, al utilizar varias antenas y distribuir las con una geometría adecuada es posible obtener una directividad elevada para el conjunto y controlar la dirección en la que se orienta la energía emitida. Esto es especialmente útil en casos en los que las antenas individuales tienen baja directividad como, por ejemplo, las antenas de georadar usuales. Una consecuencia de la baja directividad es que la energía emitida se dispersa en un volumen grande, por lo que se obtiene baja intensidad para las señales provenientes de los blancos de interés. Una manera de superar este problema es concentrar la energía disponible sobre los blancos; para ello se propone utilizar arreglos de emisores de georadar.

En la metodología de cobertura simple se utiliza una única antena emisora y una antena receptora. En el método propuesto se reemplaza la antena emisora por un arreglo de dichas antenas. Dado que los equipos de georadar utilizados habitualmente cuentan con una única antena emisora, se propone utilizar esta única antena colocándola sucesivamente en cada una de las posiciones de los elementos del arreglo y luego superponer los registros individuales. De esta manera, además se evita el acoplamiento entre los elementos emisores. A esta variante del método lo llamamos método de arreglos sintéticos de emisores (*synthetic emitter array*, SEA).

La metodología que se describe a continuación consiste en dos etapas que comprenden la obtención de datos y el procesamiento de los mismos. Los parámetros del sondeo son el número de posiciones del emisor en el que se van a adquirir datos (N) y la separación entre las distintas posiciones del emisor (d). Por simplicidad, se suele elegir el mismo valor para las separaciones de las posiciones del emisor y del receptor, lo que es especialmente útil cuando se trabaja en laboratorio o campo.

Para la obtención de las trazas, se ubica el receptor en la primera posición de la línea de sondeo, el emisor a la menor distancia posible y se obtiene una traza. Luego se desplaza la antena emisora una distancia d de su posición y se adquiere una segunda traza. El procedimiento se repite hasta alcanzar la máxima separación prevista entre las antenas emisora y receptora (ver figura

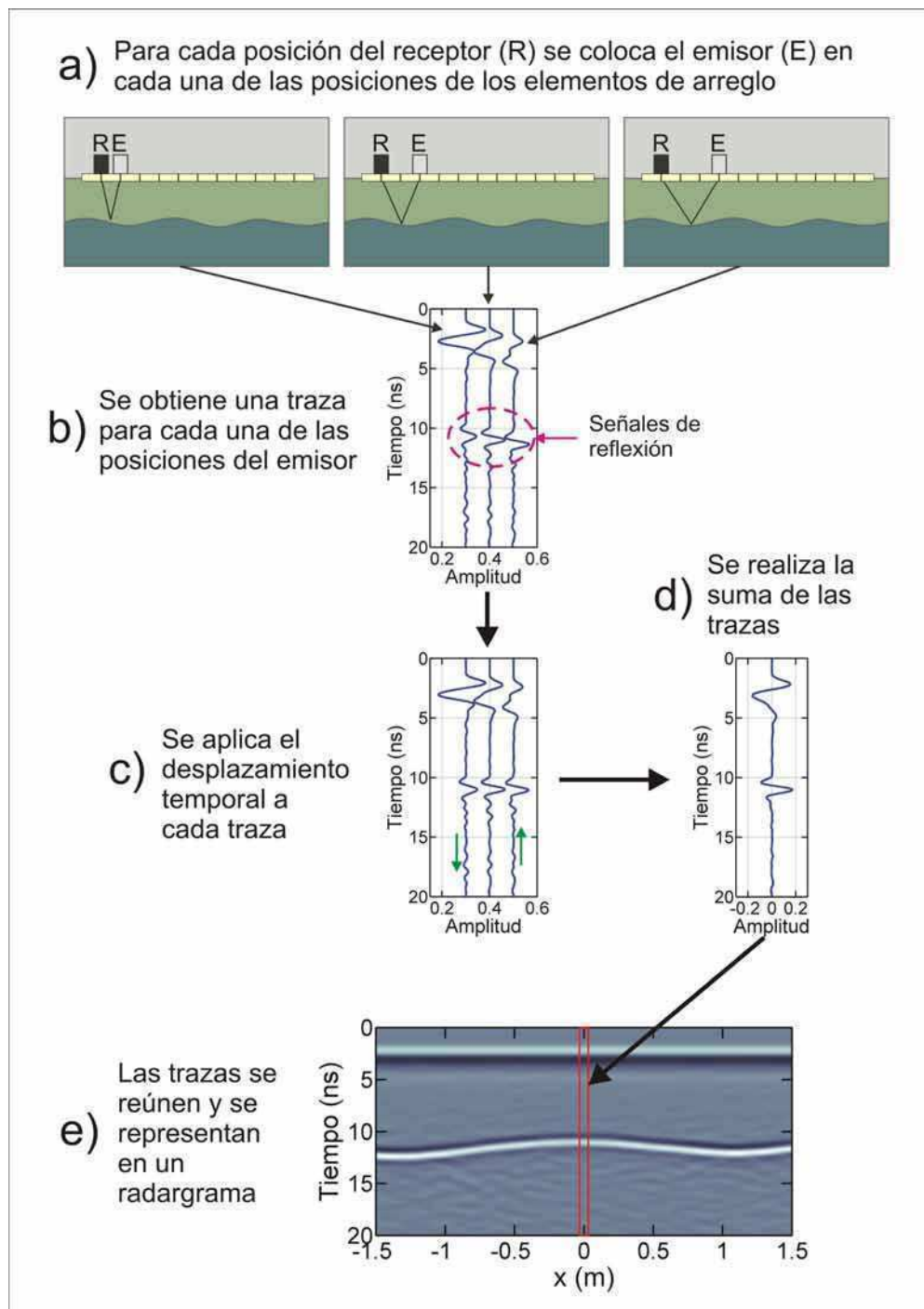


Figura 4.6: Esquema de los pasos que requiere la implementación del método SEA.

4.6a). Así se obtiene un conjunto de trazas asociadas a la primera posición del receptor (ver figura 4.6b).

Luego se desplaza el receptor una distancia d , a la siguiente posición sobre la línea de sondeo, se coloca el emisor a la menor distancia posible y se repite todo el procedimiento con lo se obtiene un segundo conjunto de trazas, asociadas a la segunda posición del receptor. Se continúan realizando los mismos pasos hasta cubrir toda la línea de sondeo, con lo que se finaliza la etapa de adquisición de datos.

En la etapa de procesamiento se toma cada conjunto de datos, asociados a cada una de las posiciones del receptor y se extraen las trazas que corresponden al número de fuentes seleccionado. En el ejemplo considerado, se puede observar que el tiempo en el que la señal llega al receptor se incrementa al aumentar la separación emisor - receptor (figura 4.6b). Si sobre cada una de las trazas se realiza un desplazamiento temporal apropiado, es posible lograr que las señales de reflexión en cada una de ellas lleguen en fase al receptor, de manera que al sumar dichas trazas se obtenga una señal de mayor amplitud que las señales de las fuentes individuales (figura 4.6c). En el siguiente paso de procesamiento se aplica este tipo de desplazamiento temporal a cada una de las trazas y finalmente, se las suma para obtener una única traza asociada a la posición del receptor (figura 4.6d). Las trazas obtenidas para cada una de las posiciones del receptor se reúnen para obtener un radargrama (figura 4.6e).

Los desplazamientos temporales se definen de manera que para la m -ésima fuente, el desplazamiento total esté dado por $\Delta t_m = mdt$, con $-\frac{(N-1)}{2} \leq m \leq \frac{(N-1)}{2}$ (si N es impar, $m = 0$ se refiere a la fuente central del arreglo, a la que se le aplica un desplazamiento temporal $\Delta t_0 = 0$). Se define una separación emisor - receptor equivalente para el arreglo, como la separación entre el centro del arreglo y el receptor.

Como metodología para seleccionar dt , se genera una serie de radargramas para distintos valores de este parámetro y, entre ellos, se selecciona aquel en el que la señal se ve con mayor claridad.

La aplicación del método depende de la selección de los parámetros del arreglo; en cada caso, estos deben ser adecuadamente elegidos para obtener una mejora efectiva en la respuesta. Por lo tanto, el siguiente paso para comprender el funcionamiento del método consiste en analizar las características

de los campos electromagnéticos producidos por arreglos sintéticos de emisores ubicados sobre la superficie aire - tierra y estudiar cómo se modifican los campos al variar los parámetros del arreglo.

4.3. Caracterización del campo del arreglo

El campo transmitido por una antena de georadar depende de las características y orientación del emisor y de las características constitutivas y geométricas de la interfase aire - suelo y de las capas más profundas. En el caso de arreglos de emisores, los campos resultantes también dependen de los parámetros del arreglo: cantidad de elementos (N), posiciones relativas (d), amplitudes (da) y desplazamientos temporales (dt). Estos parámetros se deben elegir de manera adecuada para reducir la divergencia del haz transmitido y dirigirlo hacia las posiciones estimadas del blanco, concentrando de esta manera la energía sobre él. Para realizar una selección adecuada de los parámetros del arreglo es preciso conocer la manera en que estos modifican las características del campo.

En la sección 4.1 se mostró que cuando se considera el caso simple de arreglos formados por dipolos de media onda emitiendo en un medio uniforme es posible obtener expresiones analíticas para los campos electromagnéticos generados por el arreglo, en la región de campo lejano.

Pero en la aplicación del método SEA el problema es más complejo. Los campos son emitidos desde la interfase aire - suelo y se propagan a través del subsuelo donde interactúan con diversos estratos u objetos antes de llegar al blanco. A su vez, estos blancos pueden estar ubicados a profundidades que corresponden tanto a las regiones de campo cercano como a las de campo lejano. Como no existe una solución analítica para el problema completo, se requiere una solución numérica.

Para obtener las características principales del campo resultante se consideró un modelo simplificado en el que los campos son generados por arreglos de dipolos de media onda ubicados en la interfase plana entre dos medios uniformes, que representa la interfase aire - suelo ($z = 0$), como se muestra en la figura 4.7. Los ejes de los dipolos son perpendiculares a la línea de sondeo orientada a lo largo de eje x . La distancia entre dipolos se denota con d

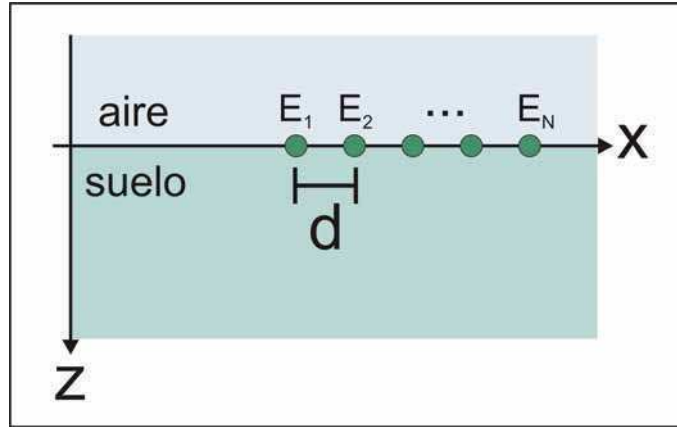


Figura 4.7: Geometría del arreglo emisor. La distancia entre elementos (E) se denota por d .

(longitud del arreglo = $(N - 1)d$).

Para facilitar el estudio de los campos emitidos por el arreglo, en la aplicación del método SEA, se desarrolló el código computacional *EntornoSEA*. Este programa permite obtener el campo de un arreglo en un determinado medio utilizando la respuesta experimental o simulada para fuente única. El mismo cuenta con un entorno gráfico amigable y con herramientas para el análisis de los resultados (ver Apéndice D).

Para realizar los cálculos numéricos del campo, en esta sección se eligieron valores promedio de suelos arenosos con un pequeño porcentaje de arcilla, similares a los de los ejemplos en el capítulo anterior. El medio $z < 0$ representa una capa de aire y se caracteriza por una permitividad relativa $\epsilon_r = 1$ y una conductividad $\sigma = 0$. El medio $z > 0$ se caracterizó por $\epsilon_r = 4$, $\sigma = 1$ mS/m. Para la frecuencia central de emisión se eligió $f_c = 500$ MHz (período temporal $\tau = 2$ ns) que es un valor típico de los equipos de georadar (longitud de onda $\lambda = 0,3$ m). Para obtener la solución numérica del problema se aplicó el método de diferencias finitas, cuya implementación se detalla en el Apéndice A. El código utilizado se adaptó para obtener capturas, a tiempo constante, de los datos del campo eléctrico en función de la posición (x, z) .

En la figura 4.8a se muestra el campo eléctrico (componente E_y) producido por un único dipolo ubicado en el origen de coordenadas, para un tiempo fijo $t = 10$ ns ($t = 5\tau$), después de la emisión. En la figura se puede observar que, como consecuencia de la presencia de la interfase aire - suelo, la onda transmitida en el medio presentó amplitud aproximadamente constante en la

mayor parte del rango angular, con dos pequeños máximos locales para ángulos de propagación de aproximadamente 48° con respecto a la vertical.

Para obtener el campo total del arreglo se siguió el procedimiento propuesto en la sección 4.2, es decir, se superpusieron los campos de fuentes individuales ubicadas en cada una de las posiciones del arreglo. Los campos generados por fuentes en posiciones distintas al origen de coordenadas se obtuvieron realizando una traslación, en la dirección del eje x , de los campos obtenidos a partir de la simulación numérica para la fuente ubicada en el origen de coordenadas. En la figura 4.8b se muestra el campo generado por un arreglo de 3 dipolos emitiendo simultáneamente. El arreglo está centrado en el origen, la distancia entre dipolos es $d = 0,3\lambda$. En este caso se consideró un desplazamiento temporal $dt = 0\tau$, y amplitudes relativas $da = 1$ para todos los elementos del arreglo. Para una comparación simple, la línea de puntos en la figura indica el frente de ondas de una única fuente.

Comparando las figuras 4.8a y 4.8b se puede observar que el campo del arreglo es más intenso y concentrado alrededor de la dirección normal a la interfase que el campo de una sola fuente. Para ángulos en la zona periférica, ambos frentes de ondas tienden a diferir. Notar que el efecto de concentración se hace más intenso cuando se incrementa N , por ejemplo para $N = 5$ (figura 4.8c), mientras que los dos máximos locales que se observan en la figura 4.8a ($N = 1$) desaparecen. A su vez, el frente resultante del arreglo tiende a achatarse en su zona más intensa cuando el número de fuentes se incrementa.

Las desviaciones con respecto al comportamiento de una única fuente también se incrementan cuando el punto de evaluación se acerca al arreglo, manteniendo fijos el resto de los parámetros. Como una explicación aproximada de este comportamiento se puede considerar que al reducir z , las longitudes de los caminos individuales (desde cada dipolo al punto de evaluación) difieren cada vez más con respecto a la longitud de onda del campo electromagnético que se propaga, porque los campos individuales interfieren de manera más compleja y la onda resultante se torna más complicada. Este efecto se puede observar, por ejemplo, comparando las figuras 4.9a, 4.9b y 4.9c, las cuales corresponden a $t = 2,5\tau$, $t = 5\tau$ y $t = 7,5\tau$, con $N = 7$, $d = 0,5\lambda$ y $dt = 0\tau$.

Al aumentar N , el ancho de la zona central del campo del arreglo disminuye, cuando el mismo se calcula a una distancia de unas pocas longitudes del arreglo

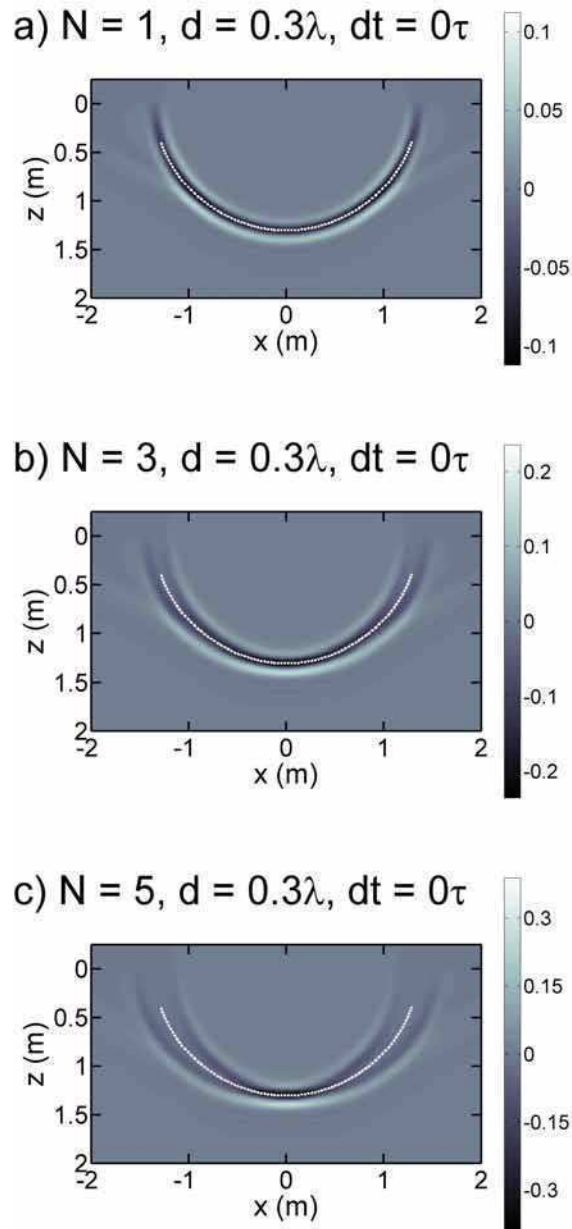


Figura 4.8: Campo eléctrico (E_y) transmitido a un tiempo fijo $t = 5\tau$ luego de la emisión, (a) para un único dipolo, (b) para un arreglo de 3 dipolos y (c) para un arreglo de 5 dipolos, con $dt = 0\tau$ y $d = 0,3\lambda$ y amplitudes relativas $da = 1$. Las líneas de puntos indican la forma del frente de ondas de una única fuente.

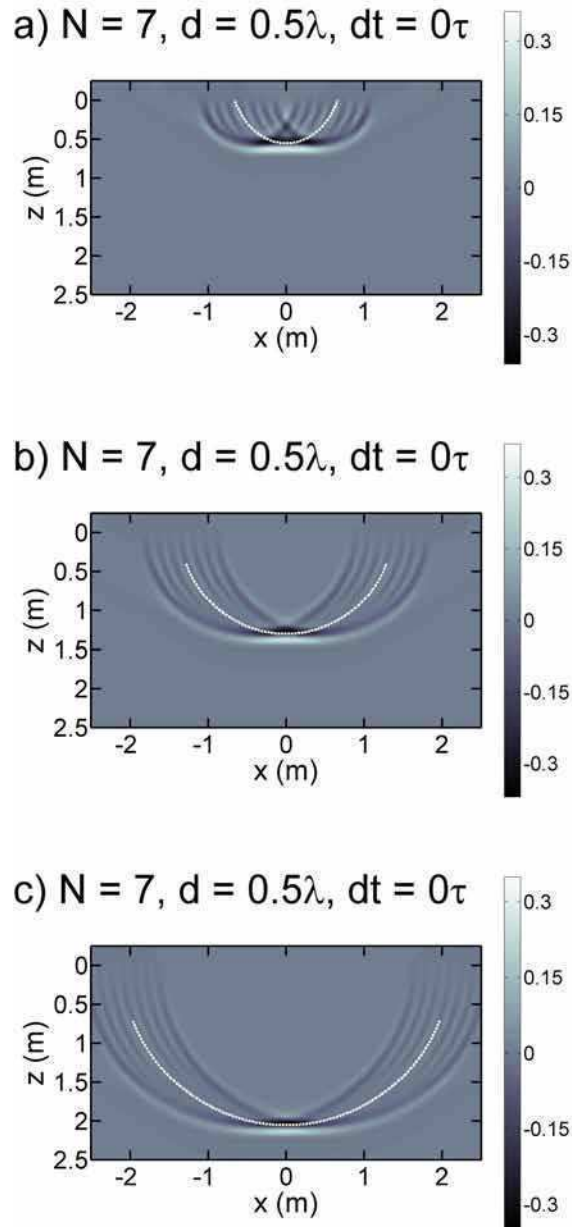


Figura 4.9: Campo eléctrico (E_y) transmitido por un arreglo con $N = 7, d = 0,5\lambda$ a un tiempo fijo a) $t = 2,5\tau$, b) $t = 5\tau$ y $t = 7,5\tau$ luego de la emisión, con $dt = 0\tau$. Las líneas de puntos indican la forma del frente de ondas de una única fuente.

o más lejos y se incrementa cuando se evalúa cerca del arreglo. El primer efecto ocurre porque el campo transmitido presenta aproximadamente la forma de un haz divergente, con divergencia que disminuye al aumentar el valor de N . El segundo efecto es consecuencia del incremento del tamaño del arreglo, lo que naturalmente produce un campo más ancho cerca de los elementos.

Cuando se analiza la dependencia con d (manteniendo fijos los otros parámetros), se puede observar que el haz transmitido es menos divergente para valores grandes de este parámetro. De esta manera, el campo resultante se angosta en superficies de evaluación alejadas del arreglo. Este efecto se puede observar al comparar las figuras 4.10a, 4.10b y 4.10c, las que corresponden a $d = 0,1\lambda$, $d = 0,3\lambda$ y $d = 0,5\lambda$, con $N = 7$ y $dt = 0\tau$, en un tiempo fijo de evaluación $t = 5\tau$. A partir de esta comparación se puede notar, además, que los campos individuales se hacen evidentes en las zonas periféricas debido a las grandes diferencias entre las longitudes de camino individuales, mientras que la parte central del campo del arreglo difiere más con respecto al frente de ondas de una única fuente.

Un desplazamiento temporal, dt , en el arreglo también tiene un efecto sobre el frente de ondas resultante. Por ejemplo, en la figura 4.11 se muestra el campo generado por un arreglo con $N = 7$, $d = 0,3\lambda$ y un desplazamiento temporal $dt = 0,05\tau$ entre los elementos. Se puede observar que el efecto más evidente de aplicar un desplazamiento temporal es que cambia la dirección en la que se propaga el haz transmitido. El ángulo de transmisión, definido desde la dirección del máximo del campo hasta la dirección normal a la interfase, en este caso es $-9,6^\circ$. También se puede notar que el frente de ondas transmitido, aproximadamente, mantiene su forma original y que su zona de máxima intensidad se desplaza lateralmente sobre la curva de referencia de un único emisor. En la figura 4.12 se puede observar un gráfico del ángulo de orientación del campo en función del desplazamiento temporal dt entre las fuentes.

En resumen, entre los resultados obtenidos se puede destacar, por un lado, que el fenómeno de concentración se relaciona con los valores de N y d y que el de orientación del campo se relaciona con el valor de dt . Si se consideran los campos que emite un conjunto de fuentes ubicadas en la interfase entre dos medios y en la región de campo cercano, se observa que es posible controlar la concentración y orientación del campo de manera similar a lo que ocurre en vacío, pero con ciertas características particulares que son consecuencia de la

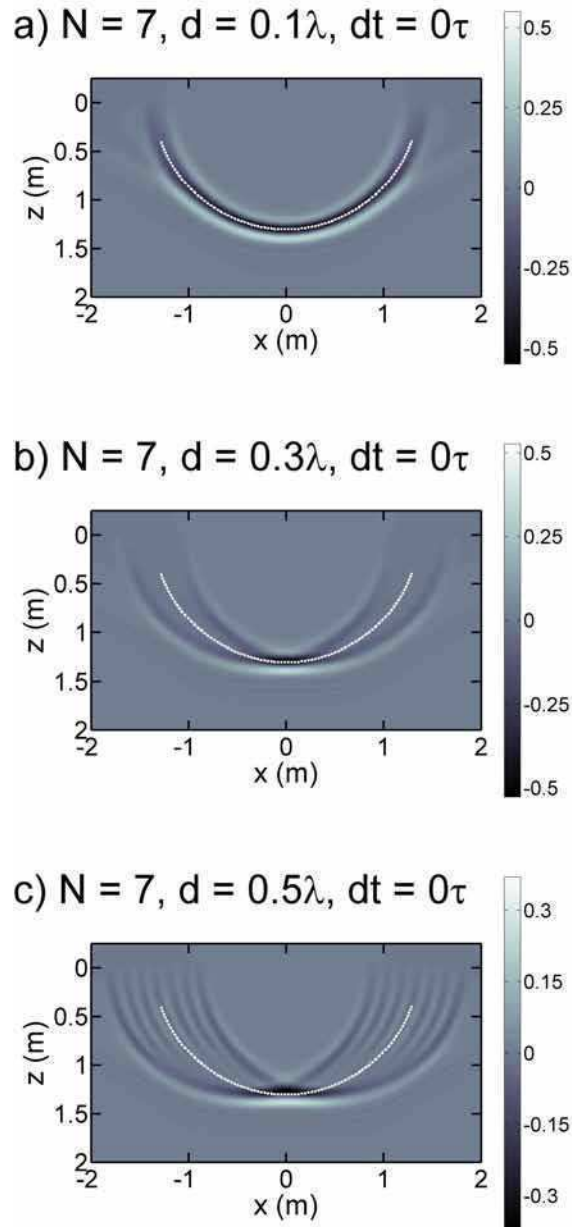


Figura 4.10: Campo eléctrico (E_y) transmitido por un arreglo con $N = 7$, a un tiempo de fijo $t = 5\tau$ luego de la emisión, con $dt = 0\tau$ y a) $d = 0,1\lambda$, b) $d = 0,3\lambda$, c) $d = 0,5\lambda$. Las líneas de puntos indican la forma del frente de ondas de una única fuente.

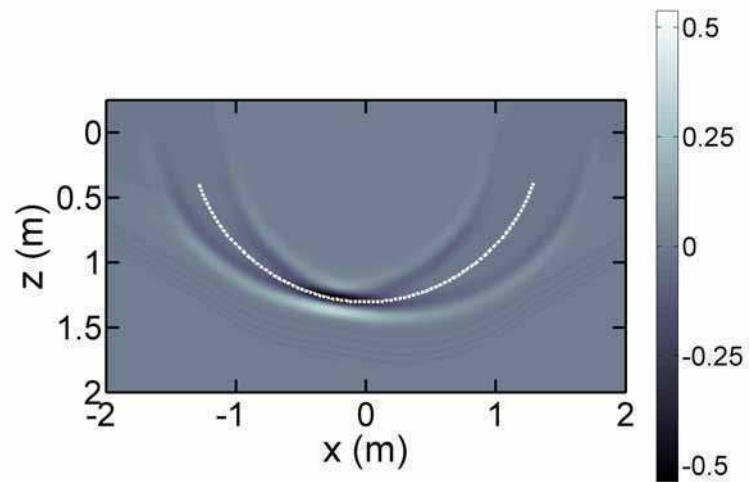


Figura 4.11: Campo eléctrico (E_y) transmitido para un arreglo con $N = 7$, $d = 0,3\lambda$, con desplazamiento temporal $dt = 0,05\tau$ entre elementos.

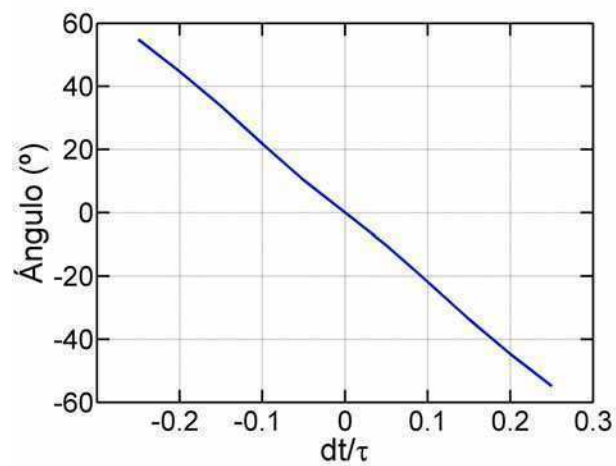


Figura 4.12: Ángulo de orientación del campo eléctrico (E_y) en función del desplazamiento temporal para un arreglo con $N = 7$, $d = 0,3\lambda$ en un tiempo fijo de $t = 5\tau$.

presencia de dicha interfase y de la cercanía entre el punto de evaluación del campo y la fuente, en este caso, el arreglo.

4.4. Respuesta del método en casos básicos

Conocidas las características del campo en función de los parámetros del arreglo, el siguiente paso consiste en analizar la respuesta que produce el método y de qué manera se obtienen señales mejoradas. Para ello se estudian, mediante la simulación numérica de los campos, dos situaciones básicas: la primera incluye un objeto pequeño y la segunda un reflector extenso. Como se verá más adelante, otros casos más complejos se pueden interpretar en términos de estos.

Para obtener registros simulados de georadar se consideró un modelo simplificado en el que los campos son generados por dipolos de media onda ubicados en la interfase plana entre dos medios, que representa la interfase aire - suelo y los ejes de los dipolos son perpendiculares a la línea de sondeo. Se utilizó el método de diferencias finitas, cuya implementación se detalla en el Apéndice A. El código se adaptó para que el formato de salida de los datos corresponda al de aquellos adquiridos con equipos de georadar. Esto permitió tratar los datos simulados con los programas de procesamiento y visualización desarrollados previamente, dentro del marco de la Tesis.

Una vez que se determinan los parámetros del modelo, se coloca el emisor en una posición fija sobre el suelo y se simula la respuesta, obteniendo trazas para un número de posiciones del receptor, elegidas de manera tal de cubrir todo el rango de *offsets* a utilizar. Luego, se repite el procedimiento para otras posiciones del emisor. Finalmente, se agrupan aquellas trazas con posiciones comunes de receptor obteniendo así registros simulados análogos a los obtenidos experimentalmente. A partir de este punto se sigue el procedimiento para obtener la respuesta SEA descrito en la sección 4.2, se toman las trazas que corresponden a cada una de las fuentes del arreglo, se aplica el desplazamiento temporal, se suman las trazas y los resultados se ordenan en un radargrama para obtener la respuesta total.

La tarea de diseñar el arreglo apropiado para cada caso implica ajustar varios parámetros tales como la distancia entre los componentes del arreglo

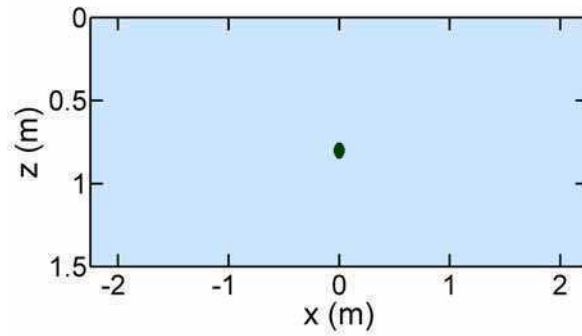


Figura 4.13: Reflector con 0,1 m de diámetro, localizado a una profundidad de 0,75 m. El medio circundante se caracteriza por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 1$ mS/m, el objeto se caracteriza por $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 2$ mS/m. Se aplica una fluctuación aleatoria del 10 % a estos parámetros.

y sus desplazamientos temporales relativos. Usualmente, la amplitud relativa se toma como constante para simplificar el proceso. Para realizar la elección de los parámetros se deben considerar las condiciones de sondeo, tales como las propiedades del medio, la profundidad de los blancos y la frecuencia de emisión del equipo de georadar. Para facilitar la implementación del método SEA se desarrolló un módulo, incluido en el código computacional *Entorno-SEA*. De esta manera el código permite diseñar los arreglos para optimizar las características del campo sobre el blanco y obtener la respuesta del método utilizando tanto datos experimentales como simulados. El módulo cuenta con un entorno gráfico amigable y con herramientas para controlar la visualización de los resultados, que simplifican notablemente la aplicación del método (ver Apéndice D).

Como primer caso básico, se analiza la reflexión en un objeto pequeño. El modelo considerado se muestra en la figura 4.13; el objeto tiene 0,1 m de diámetro y se encuentra a una profundidad de 0,75 m, medida desde la superficie hasta la parte superior del objeto. La permitividad relativa y conductividad del suelo son $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 1$ mS/m, respectivamente, mientras que para el objeto son $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 2$ mS/m. Se aplica una fluctuación aleatoria de 10 % en los parámetros constitutivos del medio y del objeto a lo largo de toda la grilla. El campo emitido tiene frecuencia central 500 MHz, la longitud de onda en el medio es $\lambda = 0,3$ m.

Como metodología general para evaluar el método SEA, el radargrama

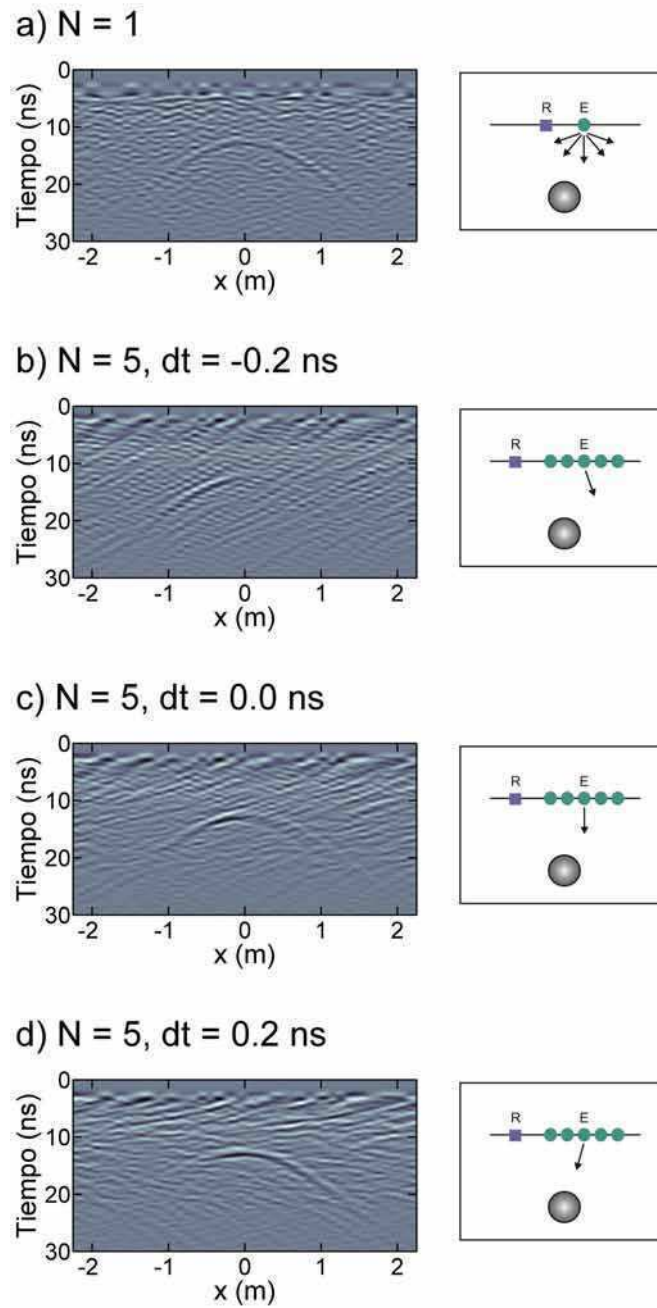


Figura 4.14: a) Radargrama para una única fuente con separación fija de 0,5 m. b) Radargrama para un arreglo con $N = 5$, $d = 0,1 \text{ m}$ y $dt = -0,2 \text{ ns}$, c) $dt = 0,0 \text{ ns}$, d) $dt = 0,2 \text{ ns}$.

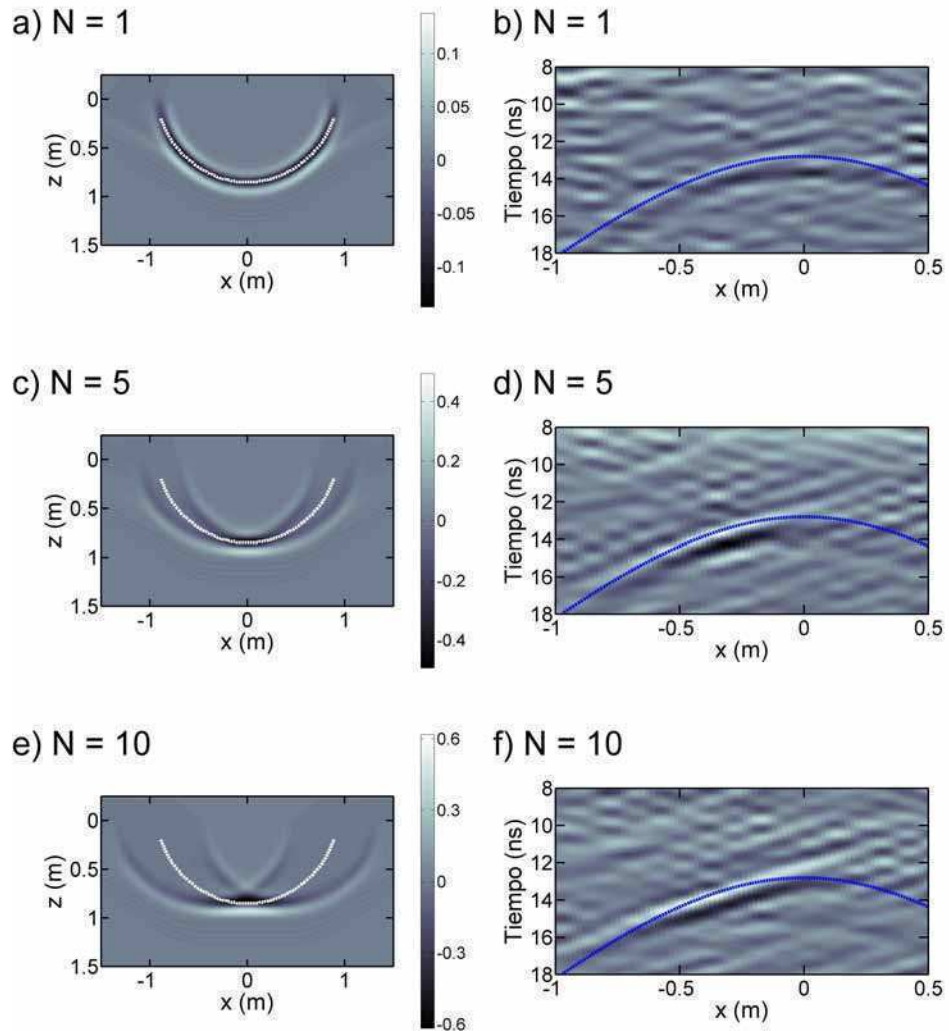


Figura 4.15: a) Campo eléctrico en un tiempo $t = 7$ ns y b) respuesta obtenida para $N = 1$. c) Campo eléctrico en un tiempo $t = 7$ ns y d) respuesta obtenida para un arreglo con $N = 5$. e) Campo eléctrico en un tiempo $t = 7$ ns y f) respuesta obtenida para un arreglo con $N = 10$. En todos los casos $d = 0,1$ m y $dt = 0,0$ ns. La línea de puntos en las figuras a), c) y e) representa la forma del frente de ondas para $N = 1$ y en las figuras b), d) y f) representa la forma de la señal obtenida para $N = 1$.

resultante del mismo se compara con el obtenido a partir de una metodología de cobertura simple. La figura 4.14a muestra un radargrama para un único emisor con *offset* fijo de 0,5 m para el modelo de la figura 4.13. La coordenada x en el gráfico se refiere al punto medio entre las posiciones del emisor y del receptor. En la figura se puede observar una señal con forma típica de V invertida (una señal de difracción), la que corresponde a la reflexión en el objeto enterrado. La figura 4.14b muestra el radargrama que resulta de un arreglo con $N = 5$, $d = 0,1$ m y $dt = -0,2$ ns. En este caso la separación entre el receptor y la fuente central del arreglo es 0,5 m. El desplazamiento temporal distinto de cero hace que el campo se propague a lo largo de la dirección $\theta = 18^\circ$ con respecto a la dirección normal a la interfase aire - suelo. La coordenada x se refiere al punto medio entre las posiciones del centro del arreglo y del receptor. Comparando las figuras 4.14a y 4.14b se puede observar que, en el caso del arreglo, la señal de reflexión se intensifica en el intervalo $x = (-0,8; -0,2)$ m y se atenúa fuera de él. Esto ocurre porque el haz transmitido ilumina centralmente el cuerpo en ese intervalo, y sólo lo ilumina marginalmente fuera de él. Es decir que se pudo mejorar parte de la señal al incrementar la direccionalidad del campo transmitido.

En las figuras 4.14c y 4.14d se muestra el resultado de variar el valor de dt , manteniendo fijos los otros parámetros del arreglo. Esto es equivalente a cambiar el ángulo de transmisión. Los valores que se utilizaron de dt fueron 0,0 ns y 0,2 ns. Se puede ver cómo se resaltan porciones consecutivas de la señal de difracción al cambiar dt .

Como se mostró en la sección 4.3, el frente de ondas del campo generado por el arreglo se hace progresivamente diferente con respecto al caso de un único emisor para valores grandes de N . Para analizar el efecto sobre la señal, se compara la respuesta obtenida para un arreglo con $N = 5$, caso en el que las deformaciones en el campo son pequeñas y con $N = 10$ en el que las deformaciones son apreciables. Para ambos casos $d = 0,1$ m y $dt = 0$ ns. Se incluyen los resultados para el caso $N = 1$, figuras 4.15a y 4.15b, para facilitar la comparación. En la figura 4.15c se puede observar que para $N = 5$ el campo presenta deformaciones pequeñas en la zona de mayor intensidad, en consecuencia, la forma del tramo de señal que se resalta, coincide aproximadamente con la forma de la señal para una única fuente, como se puede ver en la figura 4.15d (la línea indica la forma de la señal obtenida para $N = 1$). Por otro lado

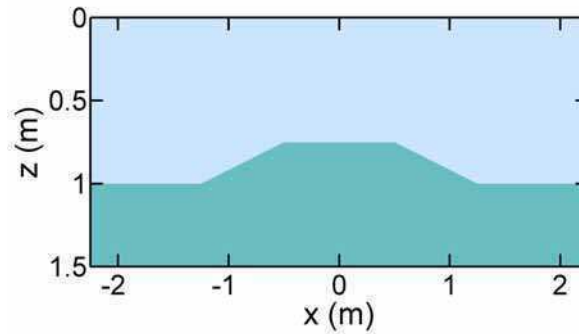


Figura 4.16: Modelo con un reflector extenso. La capa superficial se caracteriza por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 1$ mS/m y la capa profunda por $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 2$ mS/m. Se aplica una fluctuación aleatoria del 10% a estos parámetros.

si la forma del frente de ondas del arreglo difiere significativamente del frente de ondas de una única fuente (figura 4.15e), la zona que se resalta no coincide con la forma de la señal que se obtiene para una única fuente (figura 4.15f). En general, si bien el incremento de N intensifica la señal de interés en relación con otras señales periféricas, más allá de un cierto límite los radargramas resultantes tienden a ser poco comparables con los de fuente única y en general, prácticamente imposibles de interpretar.

Algo similar ocurre con d cuyo valor máximo está limitado por la aparición de energía que no se transmite en la dirección esperada. Como una posible solución se pueden utilizar arreglos con d pequeño y N relativamente grande, lo que aprovecha los efectos de promediado de eventos. Alternativamente en la práctica N y d se hallan también limitados por el error en la posición, la longitud de la línea de prospección y el tiempo disponible para ella.

Como segundo ejemplo se analiza el caso de reflexiones generadas por un reflector extenso. En la figura 4.16 se muestra el modelo propuesto para el estudio. La capa superior se caracteriza por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 1$ mS/m, mientras que la más profunda por $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 2$ mS/m. El reflector está localizado a una profundidad promedio de 0,9 m. La frecuencia emitida es 500 MHz ($\lambda = 0,3$ m), se aplica una fluctuación aleatoria de 10% en toda la grilla de los parámetros constitutivos.

La figura 4.17a muestra un radargrama para un único emisor y *offset* fijo de 0,5 m, para el modelo de la figura 4.16. Igual que en el ejemplo anterior,

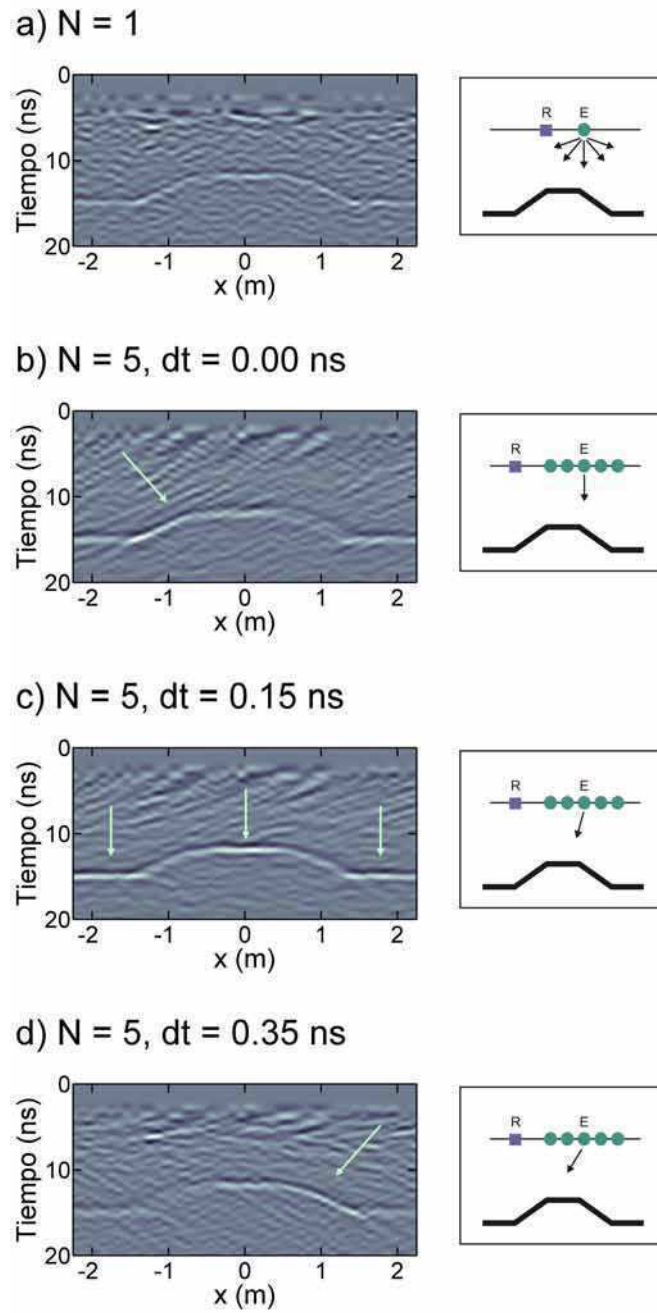


Figura 4.17: a) Radargrama para un único emisor (*offset* 0,5 m). Radargrama para un arreglo con $N = 5$, $d = 0,1 \text{ m}$ y b) $dt = 0,00 \text{ ns}$, c) $dt = 0,15 \text{ ns}$, d) $dt = 0,35 \text{ ns}$. Se indica con flechas las zonas resaltada de la señal.

la coordenada x en el gráfico se refiere al punto medio entre las posiciones del emisor y del receptor. La figura 4.17b muestra el radargrama para un arreglo con $N = 5$, $d = 0,1$ m y $dt = 0,00$ ns. Debido a este valor de dt , el haz transmitido se propaga a lo largo de la dirección vertical. Comparando las figuras 4.17a y 4.17b, se puede observar que se incrementó la amplitud de la parte de la señal que está asociada al segmento inclinado izquierdo de la interfase. Esta zona se indica con una flecha en la figura. Por otro lado, se puede observar que la respuesta para el segmento inclinado de la derecha se desdibuja. En este ejemplo el método SEA intensificó eficientemente la parte izquierda inclinada de la señal ya que el haz transmitido se refleja sobre el plano respectivo directamente hacia el receptor, o muy cerca de él; de esta manera se obtiene máxima amplitud. Finalmente, el método no es efectivo para mejorar el segmento inclinado de la derecha y los segmentos horizontales, ya que en estos casos sólo la parte periférica del haz reflejado alcanza el receptor.

Es posible resaltar otras porciones de la señal reflejada variando el desplazamiento temporal dt . Por ejemplo, si se aplica $dt = 0,15$ ns se obtiene el resultado que se muestra en la figura 4.17c en el que se resaltan todas las porciones de la señal asociadas con los segmentos horizontales del reflector. Si se aplica $dt = 0,35$ ns se obtiene el resultado que se muestra en la figura 4.17d, donde se puede verificar cómo se resalta la parte de la señal asociada al segmento inclinado derecho del reflector. En general, como en las figuras 4.17 y 4.15, se puede observar un conjunto de señales secundarias que se intensifican al aplicar el método SEA: estas señales aparecen como bandas de igual inclinación, para cada dt considerado. En efecto, el método no sólo intensifica las señales correspondientes a los reflectores de interés sino también las producidas en todas las interfases que atraviesa el haz al propagarse, en este caso las fluctuaciones consideradas para la matriz del suelo.

En resumen, los parámetros del arreglo y las propiedades del medio determinan las características del campo, como el ángulo en el que se propaga, el ancho angular y la forma del frente de ondas. En los ejemplos anteriores se puede ver que dados los parámetros del arreglo y las propiedades del medio, se resaltan las señales de todos aquellos blancos cuya geometría es adecuada para reflejar el campo emitido por el arreglo hacia la posición del receptor. Es decir que los resultados que se obtienen al aplicar el método dependen tanto de los parámetros del arreglo como de la geometría y propiedades del blanco y del

medio circundante. Esto se debe considerar al aplicar el método para obtener buenos resultados e interpretarlos correctamente.

4.5. Procesamiento para mejorar señales complejas

Los ejemplos anteriores muestran que el método SEA es útil para mejorar diferentes partes de la señal primaria de un objeto pequeño y de un reflector extenso, al variar el ángulo de transmisión. Pero, en general, lo que se busca es mejorar la señal completa. Esto es importante en situaciones reales con baja amplitud de la señal primaria y coexistencia de señales, donde mejorar los niveles de intensidad y continuidad lateral de la señal de interés favorece una mejor definición de las mismas y, por ende, una interpretación correcta. Simultáneamente, se busca mantener la forma de la señal que se obtiene cuando el blanco se ilumina con el frente de ondas de una única fuente ya que en ese caso se sabe como interpretar los resultados, además de que éstos se pueden procesar con los procedimientos y programas que se utilizan habitualmente.

De acuerdo a estos resultados, los pasos de procesamiento que se proponen para mejorar una señal en toda su extensión son los siguientes:

1. Generar una serie de radargramas, para diferentes valores de dt , utilizando el procedimiento descrito en la sección 4.2
2. En cada uno de ellos, determinar el o los segmentos en los cuales la señal está claramente mejorada, y los intervalos de posiciones respectivos en los que esto ocurre
3. Separar las porciones del radargrama que corresponden a esos intervalos
4. Ordenar las partes resultantes de los radargramas y unir las

En la figura 4.18 se muestra un esquema del procedimiento propuesto. Para poder utilizar la metodología propuesta con eficiencia y en forma amigable se desarrolló un módulo especial, incluido en el código computacional *Entorno-SEA*. Este cuenta con un entorno gráfico que permite ingresar y modificar con facilidad tanto los segmentos en los que se divide el rango de posiciones, como

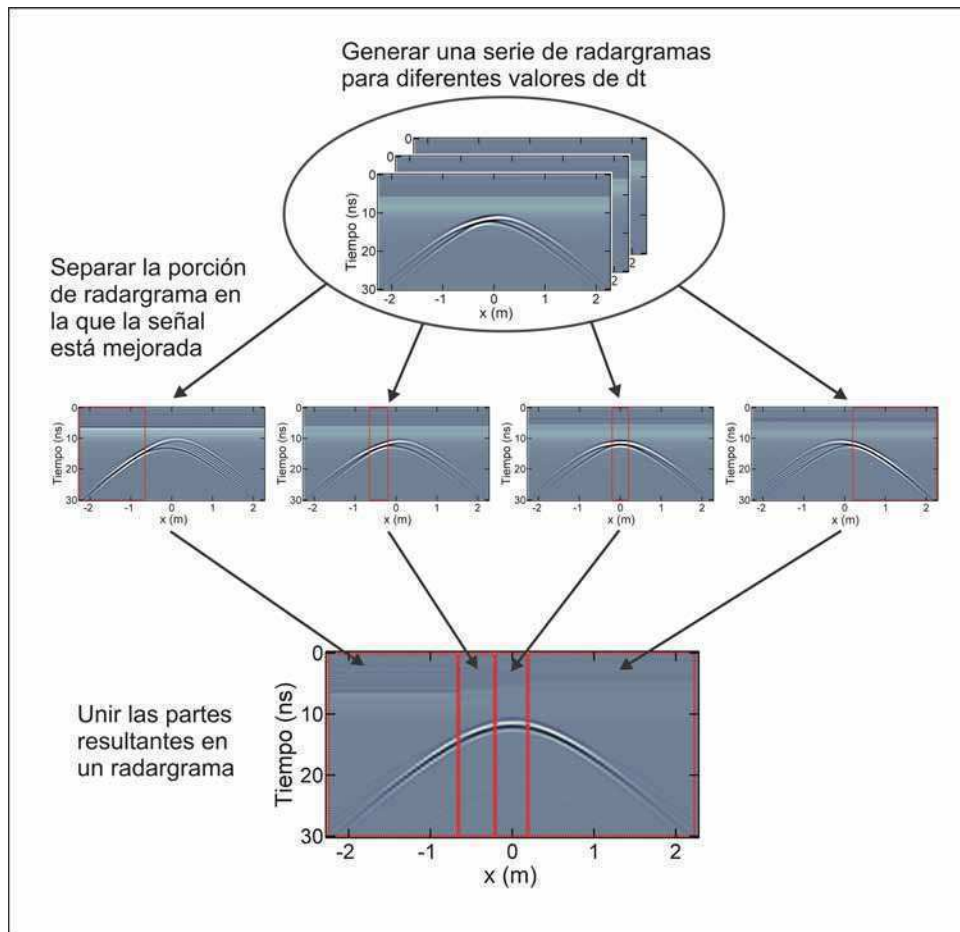


Figura 4.18: Esquema de procedimiento para aumentar la continuidad lateral de las señales.

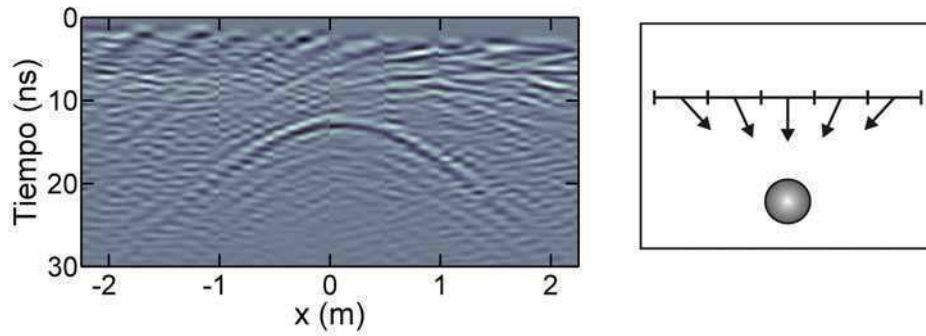


Figura 4.19: Radargrama obtenido para un objeto pequeño, uniendo porciones de los radargramas SEA correspondientes a $N = 5$, $d = 0,1$ m, $-0,4$ ns $\leq dt \leq 0,4$ ns (ángulos de transmisión entre 41° y -41°). Se utilizaron 6 intervalos.

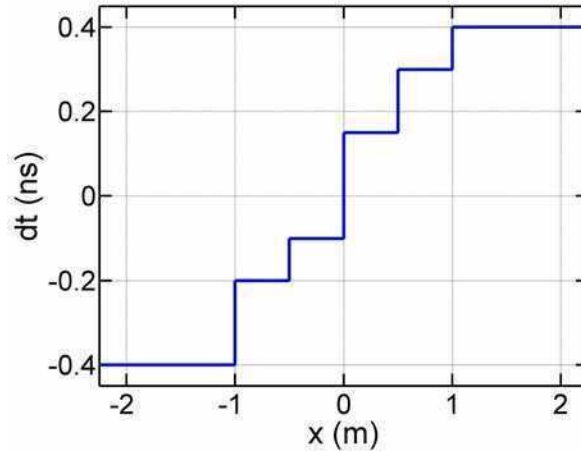


Figura 4.20: Desplazamientos temporales seleccionados para obtener el resultado de la figura 4.19.

los parámetros del arreglo en cada uno de ellos. La manera eficiente con la que se obtiene la respuesta, junto con las herramientas para ajustar la visualización de la misma, facilitan el proceso de ajuste de los parámetros del arreglo para obtener una respuesta en la que se mejora la señal completa (ver Apéndice D).

Si se aplica el procedimiento descrito a los resultados para el modelo de la figura 4.13 de la sección 4.4, se obtiene el resultado que se muestra en la figura 4.19. Se utilizó un arreglo con $N = 5$, $d = 0,1$ m y se seleccionaron desplazamientos temporales entre $-0,4$ ns y $0,4$ ns los que corresponden a ángulos de transmisión entre 41° y -41° . Para obtener el resultado que se muestra en la figura 4.19, en el que se mejora la señal completa de difracción,

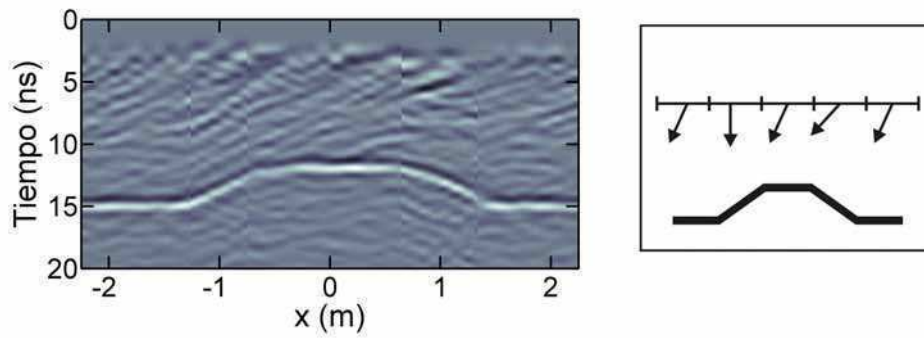


Figura 4.21: Radargrama obtenido para un reflector extenso, uniendo porciones de los radargramas SEA correspondientes a $N = 5$, $d = 0,1$ m, $0,00$ ns $\leq dt \leq 0,30$ ns (ángulos de transmisión entre 0° y -30°). Se utilizaron 5 intervalos.

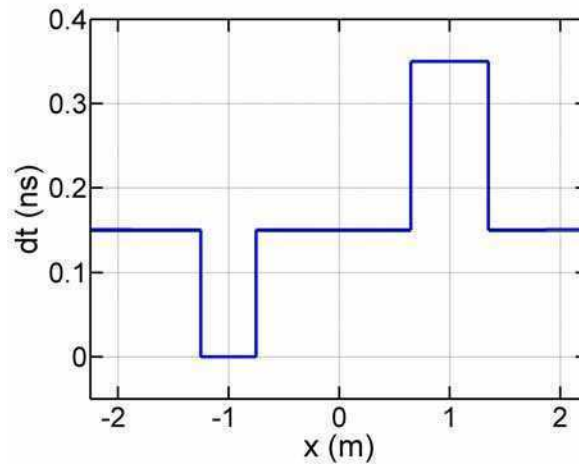


Figura 4.22: Desplazamientos temporales seleccionados para obtener el resultado de la figura 4.21.

se utilizaron 6 intervalos, en la figura 4.20 se muestra un gráfico de los valores de desplazamiento temporal en cada uno de ellos. También se debe notar que las secciones unidas consecutivamente empalman perfectamente entre ellas. Esto ocurrió en el ejemplo, por un lado, porque se seleccionaron adecuadamente los parámetros del arreglo (N y d), es decir que el frente de ondas transmitido tenía forma similar al frente de ondas de una única fuente en la posición del blanco. Por otro lado, se seleccionaron incrementos de dt suficientemente chicos de manera que se resaltara cada una de las partes de la señal y segmentos adecuados para reconstruir el radargrama.

El siguiente paso consiste en aplicar el método de procesamiento para me-

jorar la señal completa de un reflector extenso. En la figura 4.21 se muestra el resultado de aplicar este procedimiento al modelo de la figura 4.16 de la sección 4.4. En este caso se utilizó un arreglo con $N = 5$ y $d = 0,1$ m, se seleccionaron desplazamientos temporales entre 0,00 ns y 0,30 ns, los que corresponden a ángulos de transmisión entre 0° y -30° y se utilizaron 5 intervalos, en la figura 4.22 se muestra un gráfico de los valores de desplazamiento temporal en cada uno de ellos. Se puede observar que la señal reflejada presenta un aspecto similar a la obtenida para una única fuente (figura 4.17a, sección 4.4), manteniendo el buen nivel de continuidad original (de hecho la mejora), pero con una señal con mayor intensidad. Este resultado ilustra la eficiencia del método en el caso de un reflector extenso.

En situaciones experimentales es usual que partes de las señales no puedan ser claramente definidas debido a la baja relación señal - ruido. Si bien un sólo segmento puede ser suficiente para unir dos partes separadas de la señal de un dado reflector, en muchos casos es necesario usar un gran número de ellos; la cantidad depende de la complejidad del reflector. Una situación compleja ocurre cuando no está claro donde continúa una señal después de un área confusa, es decir, con cuál evento se la debe unir (por ejemplo, cuando se superponen eventos de distintos estratos con similares inclinaciones). En estos casos, intervalos demasiado pequeños o incrementos grandes del desplazamiento temporal pueden llevar a resultados incorrectos. Entonces, es conveniente seleccionar un rango amplio para dt y un incremento tan pequeño como el período de muestreo o menor que éste. En ese caso las trazas requieren interpolación. Otras situaciones complejas son aquellas en las que se superponen, con distinta inclinación aparente, dos o más señales dentro de un intervalo. En esos casos sólo se puede mejorar una de las señales por vez con esta metodología.

Capítulo 5

Aplicación del método SEA a casos con blancos múltiples

En el capítulo anterior se analizó la respuesta obtenida al aplicar el método SEA a los casos simples de un objeto pequeño y de un reflector extenso. En esos ejemplos estaba presente la señal de un único blanco. Luego se presentó una metodología complementaria de procesamiento de la respuesta SEA que permite también mejorar la continuidad lateral de las señales y facilita la interpretación de los resultados.

En este capítulo se estudia la aplicación del método SEA a casos complejos en los que están presentes varias señales. Mediante datos simulados, se muestra cómo puede aplicarse el método para resaltar cada una de las señales en forma independiente. Los resultados obtenidos se aplican en dos casos experimentales de interés arqueológico, con datos adquiridos durante una segunda campaña realizada en el sitio de Palo Blanco. El primer caso consiste en caracterizar una pared de tapia enterrada, perteneciente a una de las estructuras habitacionales detectadas en el sitio. El segundo caso comprende el estudio de señales de reflexión producidas por vasijas enterradas [49] [50].

5.1. Datos simulados

En los casos experimentales es habitual que en la zona de estudio se encuentren presentes múltiples blancos de interés, además de otros objetos secun-

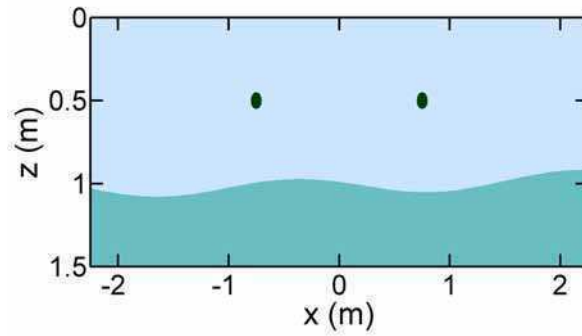


Figura 5.1: Modelo con dos difractores de diámetros 0,1 m, $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 1,5$ mS/m. El estrato superficial se caracteriza por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 1$ mS/m; el estrato profundo por $\epsilon_r = 4,2$ y $\sigma = 2,5$ mS/m. Se aplica una fluctuación aleatoria del 10 % a estos parámetros.

darios. Para tratar casos en los que la existencia de múltiples señales dificulta la interpretación de los resultados, se propone aplicar la metodología descrita en el capítulo anterior mejorando la relación señal primaria - entorno y la continuidad de las señales.

El modelo que se considera es el que se muestra en la figura 5.1; éste incluye dos difractores pequeños y un reflector extenso, ubicados a profundidades de 0,5 m y 1,0 m, respectivamente. Ambos difractores se caracterizan por un diámetro de 0,1 m, $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 1,5$ mS/m. El estrato superficial se caracteriza por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 1$ mS/m, y el estrato inferior por $\epsilon_r = 4,2$ y $\sigma = 2,5$ mS/m. La frecuencia del campo es 500 MHz; se aplica una fluctuación aleatoria de 10 % a las matrices de permitividad y conductividad.

La figura 5.2a muestra el radargrama obtenido para un único emisor con *offset* 0,5 m. Si bien, es posible identificar claramente las señales de los difractores, la reflexión de la interfase enterrada es muy débil. Para hacer esta señal más visible se aplicó el método SEA; para ello, se utilizó un arreglo con $N = 5$ y $d = 0,1$ m. En este caso se utilizó un conjunto de desplazamientos temporales entre 0,00 ns y 0,15 ns, con incremento 0,05 ns. El radargrama resultante se muestra en la figura 5.2b el cual confirmó que el método SEA mejora la calidad de la señal de interés. La mejora que presentó la señal consistió en un aumento del contraste entre la señal y el entorno presente en el radargrama. Notar que las señales de los difractores se resaltaron sólo en una pequeña porción, pero que en general están más desdibujadas. En este sentido, está claro que el método tiende a filtrar las señales de difracción cuando éste se aplica para

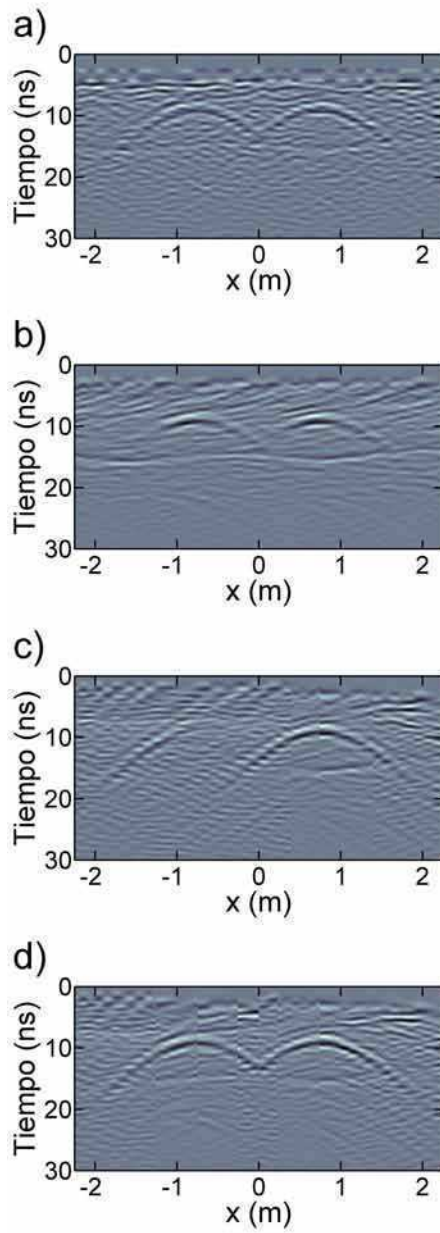


Figura 5.2: a) Radargrama para un único emisor con *offset* 0,5 m. Radargramas para un arreglo con $N = 5$ y $d = 0,1$ m obtenidos aplicando la metodología para aumentar la continuidad lateral de b) la señal de la interfase horizontal y c) la señal del difractor de la derecha. d) El rango de valores de x se dividió en mitades, y la metodología se aplicó para mejorar las señales de difracción respectivas.

resaltar la señal de un reflector extenso.

Alternativamente, se puede mejorar la señal de uno de los difractores pequeños. Por ejemplo, en la figura 5.2c se resalta la señal del difractor de la derecha. Se puede observar un aumento en el contraste de la señal y una adecuada continuidad lateral. En este caso la señal del reflector extenso casi desapareció. Esto ocurrió a causa de que para resaltar la señal de difracción, se seleccionaron desplazamientos temporales en los distintos intervalos que no fueron adecuados para resaltar señales de reflectores extensos. Como ejemplo final en la figura 5.2d se resaltaron ambos difractores. Para hacer esto, se dividió el rango de x en mitades; en cada una de ellas se aplicó la metodología de procesamiento a las señales de difracción respectivas, con la subsiguiente visualización de los dos resultados simultáneamente.

De acuerdo a estos resultados, el método SEA aparece como una herramienta para investigar el comportamiento de señales débiles o dudosas, incluso en casos con múltiples blancos.

5.2. Datos experimentales

5.2.1. Caracterización de paredes de tapia

En esta sección se muestran los beneficios del método SEA por medio de su aplicación en la determinación del ancho y de la profundidad de paredes de tapia en el sitio arqueológico de Palo Blanco. Conocer los valores de esos parámetros es muy importante para los arqueólogos ya que a partir de ellos se realizan estudios comparativos, análisis estadísticos, etc. Además, los valores de profundidad son relevantes al planear una excavación, por ejemplo, para calcular la cantidad de suelo que se debe remover.

En 2005 se realizó una prospección geofísica extensiva en el sitio de Palo Blanco utilizando la metodología de georadar de cobertura simple. El análisis de los datos produjo mapas de las estructuras arqueológicas enterradas, particularmente, de cierta cantidad de paredes de tapia que definían una distribución compleja de habitaciones [51]. Si bien la posición de las paredes en el plano horizontal se pudo establecer con precisión por medio de la metodología aplicada inicialmente, sólo se obtuvieron valores imprecisos del ancho de las

paredes con valores muy dudosos de la profundidad en algunas pequeñas secciones de las mismas. Estas incertezas fueron consecuencias, en primer lugar, del contraste de permitividad moderado a bajo en las superficies de los blancos. Esto ocurre principalmente porque los habitantes originales construyeron las paredes con los materiales del medio circundante. Asimismo, las bases de las paredes normalmente presentan una transición suave en la permitividad debido a los procesos de compresión y secado por evaporación durante su construcción.

Para obtener los datos SEA, se dispuso una línea de sondeo de 3 m de longitud que cruzaba una de las paredes detectadas en el sitio (perteneciente al núcleo habitacional NH6, figura 3.1b de la sección 3.1). Se estimó una permitividad $\epsilon_r = 3$, para la zona de estudio, a partir de la velocidad de propagación $v = (0,18 \pm 0,01)$ m/ns, obtenida para zona en la sección 3.2. La evaluación preliminar de los campos a las profundidades esperadas para el blanco mediante el programa *EntornoSEA* (Apéndice D) indicó que, para una separación entre fuentes $d = 0,1$ m, N podía ser del orden de 4 o 5. Luego, se adquirió con una separación máxima que cubría este rango (distancia máxima 0,7 m). Los datos se adquirieron utilizando el sistema de radar *Sensors & Software Pulse EKKO PRO* y antenas de 500 MHz; las antenas emisoras y transmisora se localizaron en la interfase aire - suelo, con los ejes de las antenas perpendiculares a la línea de sondeo.

La figura 5.3a muestra un radargrama para un único emisor. En este caso, el *offset* es 0,5 m. Se puede verificar que ni los límites laterales, ni la base de la pared se pueden establecer con precisión a partir de este radargrama. Sólo una señal a, aproximadamente, 17 ns (ver línea de puntos en la figura 5.3a) parece indicar la base de la pared, aunque la misma es demasiado débil para asegurarlo.

Luego se aplicó el método SEA para mejorar la señal de reflexión en la base y para definir mejor las difracciones en los bordes. En la figura 5.3b se muestra el radargrama resultante para un arreglo con $N = 5$ y $d = 0,1$ m, en el que se aplicó la metodología de procesamiento para mejorar la señal de la base de la pared. Para obtener este resultado se utilizó el programa *EntornoSEA*. El haz transmitido se dirigió hacia el fondo de la pared y se varió el desplazamiento temporal desde $-0,30$ ns hasta $0,30$ ns, con incrementos de $0,05$ ns (ángulos de transmisión entre 36° y -36°), de manera de mejorar todas las partes relevantes de la señal y de seleccionar los desplazamientos temporales más adecuados

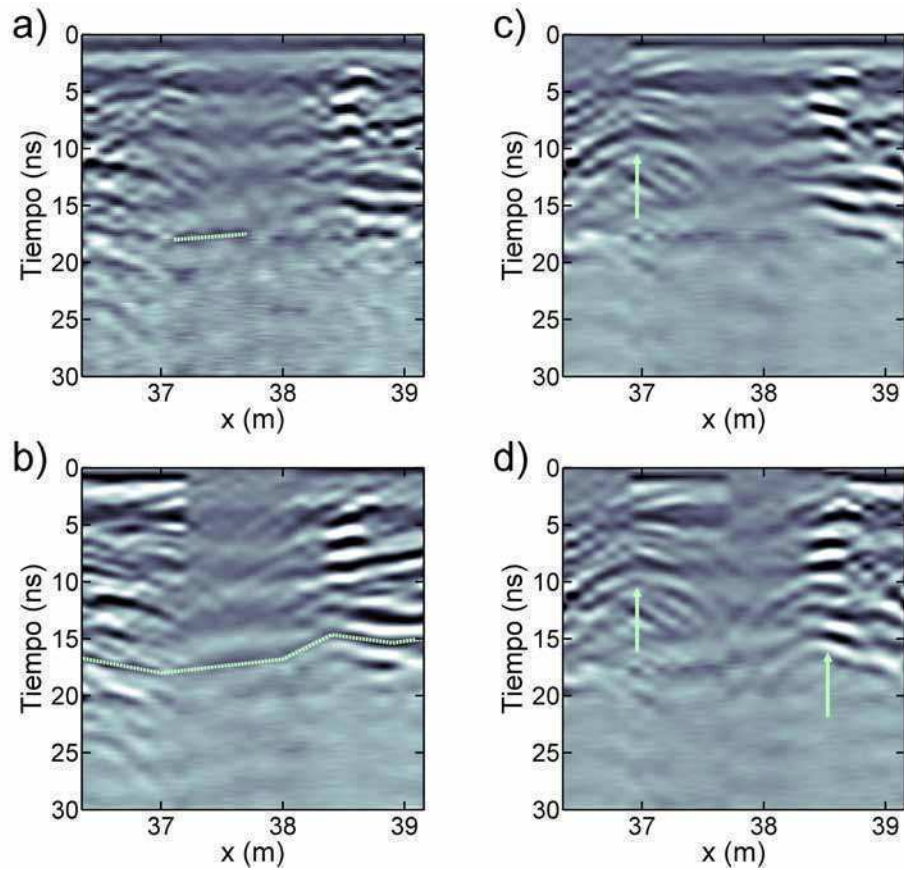


Figura 5.3: a) Radargrama para un único emisor con *offset* 0,5 m. Radargramas para un arreglo con $N = 5$ y $d = 0,1$ m obtenidos aplicando la metodología para aumentar la continuidad lateral de b) la señal de la base de la pared y c) la señal de difracción con vértice en $(x; t) = (37 \text{ m}; 8 \text{ ns})$. d) El rango de x se dividió en mitades, y la metodología se aplicó para mejorar las señales de difracción con vértices en $(x; t) = (37 \text{ m}; 8 \text{ ns})$ y $(x; t) = (38,5 \text{ m}; 10 \text{ ns})$.

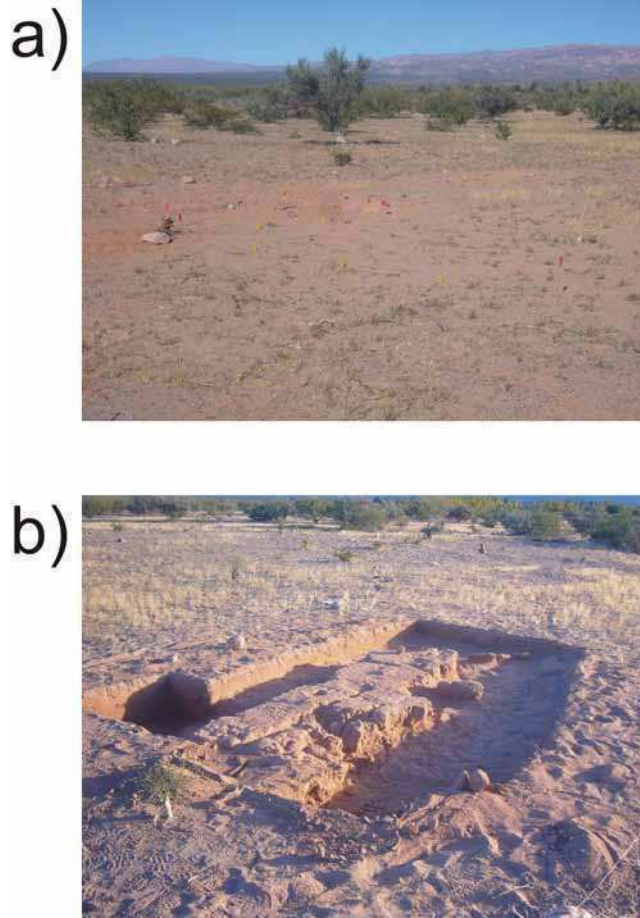


Figura 5.4: a) Lugar de medición, b) foto de la pared luego de ser expuesta.

para cada segmento. Se puede observar en la figura 5.3b que el procedimiento aplicado mejoró efectivamente el evento alrededor de 17 ns, completando la señal a través de la pared. La profundidad a la que se encuentra la base de la pared se estimó en $(1,5 \pm 0,1)$ m, para ello se utilizó la ecuación (2.17) de la sección 2.4 y la velocidad de propagación $v = (0,18 \pm 0,01)$ m/ns. De esta manera fue posible delimitar la base de la pared, la cual se indica con una línea de puntos en la figura 5.3b.

La figura 5.3c es un ejemplo de cómo es posible mejorar una señal de difracción en uno de los bordes de la pared. La señal que se resaltó se puede identificar claramente en la figura; la posición de su vértice es $(x; t) = (37 \text{ m}; 8 \text{ ns})$, aproximadamente (se indica con una flecha en la figura). Finalmente, en la figura 5.3d se da un ejemplo en el que se resaltaron señales de difractores en los lados opuestos de la pared, dividiendo el rango de x en mitades y aplicando la metodología de procesamiento en cada una de ellas, como se explicó previamente.

La señal resaltada a la izquierda, es la misma que en la figura 5.3c, mientras que la señal a la derecha tiene vértice $(x; t) = (38,5 \text{ m}; 10 \text{ ns})$ (se indica con una flecha en la figura). También se puede notar que las señales de difracción circundantes mejoraron, dado que el campo transmitido tiene un ancho finito. Estos resultados permitieron estimar el ancho de la pared en 1,5 m, lo que se confirmó luego de ser expuesta. En las figuras 5.4a y 5.4b se muestran fotos del lugar de medición y de la pared luego de ser expuesta, respectivamente.

5.2.2. Aplicación a señales producidas por vasijas

Como se dijo anteriormente, en los estudios arqueológicos es común encontrar vasijas o elementos similares enterrados. La correcta caracterización de este tipo de blancos presenta dificultades debido a que, en general, producen señales débiles como consecuencia del bajo contraste que presentan con respecto al medio circundante. En la sección 3.3.1 se mostraron algunos resultados relacionados con la detección de vasijas enterradas. En los radargramas obtenidos además de la señal primaria de la vasija se pueden observar diversas señales originadas en difractores enterrados y discontinuidades naturales del subsuelo. En esta sección se estudian las mejoras en las señales que se obtienen mediante la aplicación del método SEA.

Los datos se adquirieron utilizando la configuración experimental descrita en la sección 3.3.1. En este caso se dispusieron dos líneas de sondeo de 5 m de longitud de manera que éstas pasen por encima de la vasija (ver L1 y L2 en la figura 5.5). Sobre cada una de las líneas se adquirió con separación entre fuentes de 0,05 m y con una separación máxima entre receptor y emisor de 1 m. Las antenas emisora y receptora se ubicaron en la interfase aire - suelo, con los ejes de las antenas perpendiculares a la línea de sondeo. Se utilizó el sistema de radar *Sensors & Software Pulse EKKO PRO* y antenas de 500 MHz.

En primer término se analizaron los datos obtenidos para la línea de sondeo L1 de la figura 5.5. En la figura 5.6a, se muestra un perfil SO (*offset* 0,25 m), la señal de difracción del objeto enterrado se puede ver con claridad en la figura, con vértice en $(x; t) = (0 \text{ m}; 10 \text{ ns})$. La coordenada x , en el gráfico, se refiere al punto medio entre las posiciones del emisor y del receptor. Varias hipérbolas de difracción adicionales y reflexiones aproximadamente horizontales, producidas en las discontinuidades naturales del suelo, también aparecen en la figura.

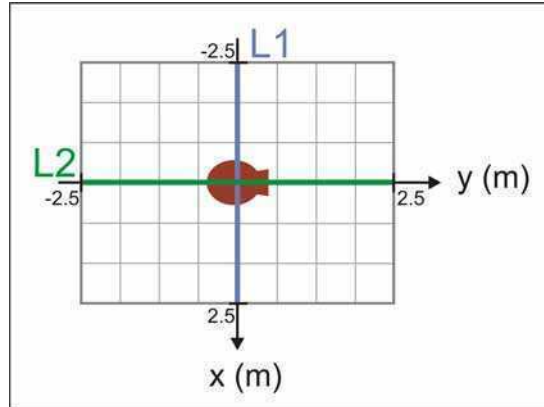


Figura 5.5: Configuración experimental utilizada para adquirir los datos.

Por ejemplo, una señal aproximadamente horizontal de un estrato se puede observar alrededor de 8 ns, entre $x = 0,8$ m y $x = 2$ m, aproximadamente. El extremo izquierdo de esta señal continúa en una señal de difracción (vértice en $x = 0,8$ m) originada en el punto donde la excavación cortó el estrato.

La figura 5.6b muestra el resultado del método SEA para la difracción en la vasija enterrada. Los valores de N y d se seleccionaron de manera que el frente de ondas resultante no se distorsione significativamente en la posición del blanco, para ello se utilizó el programa *EntornoSEA* y se consideró $\epsilon_r = 3$. Los parámetros del arreglo fueron $N = 4$, $d = 0,1$ m y *offset* 0,45 m, mientras que se seleccionaron los desplazamientos temporales entre $-0,6$ ns y $0,6$ ns (ángulos de transmisión entre 56° y -56°) para mejorar la señal en intervalos consecutivos. Se utilizaron un total de 7 intervalos. En la figura 5.6c, se seleccionó un grupo diferente de desplazamientos temporales, entre $-0,5$ ns y $0,2$ ns (ángulos de transmisión entre 54° y -22°), con el propósito de resaltar la reflexión del plano aproximadamente horizontal y la hipérbola asociada.

Cuando se comparan las figuras 5.6a a 5.6c, se puede observar que las señales son más claras para el método SEA que para SO. Además, el método SEA mejoró la señal del objeto enterrado o del estrato de forma selectiva: cuando se resaltó la señal de la difracción principal (figura 5.6b), se atenuó la señal aproximadamente horizontal y la difracción asociada, y viceversa (figura 5.6c).

Finalmente se analizaron los datos obtenidos para la línea de sondeo L2 de la figura 5.5. En la figura 5.7a se muestra un perfil SO (*offset* 0,25 m), como en

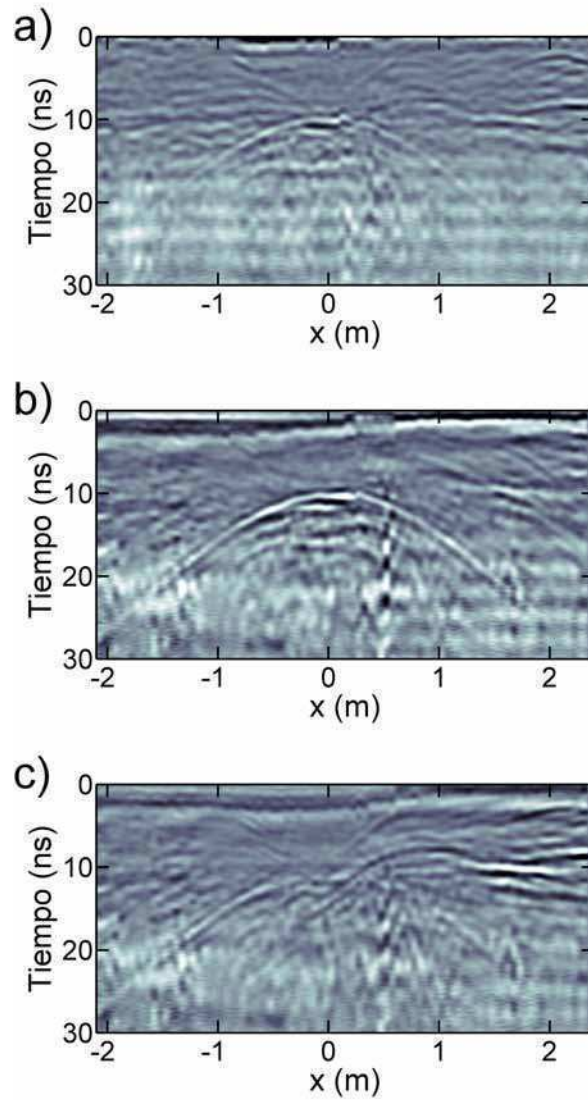


Figura 5.6: Línea de sondeo L1: a) Radargrama para un único emisor (*offset* 0,25 m). b) Radargrama SEA en el que se mejora la señal del objeto enterrado ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,6 \leq dt \leq 0,6$ ns). c) Radargrama SEA en el que se mejora la señal del reflector aproximadamente horizontal localizado en $t \approx 8$ ns, $0,8 \text{ m} < x < 2$ m y la señal de difracción asociada con vértice en $(x; t) = (0,8 \text{ m}; 8 \text{ ns})$ ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,5 \leq dt \leq 0,2$ ns).

el caso anterior, la señal de reflexión de la vasija se puede observar con vértice en $(y, t) = (0 \text{ m}; 10 \text{ ns})$. La coordenada y , en el gráfico, se refiere al punto medio entre las posiciones del emisor y del receptor. En este caso, también es posible observar la señal aproximadamente horizontal de un estrato, alrededor de 8 ns, entre $y = 0,2 \text{ m}$ e $y = 2 \text{ m}$, aproximadamente. La señal de la vasija ocupó, en este caso, un rango de posiciones menor que en el perfil para L1, posiblemente como consecuencia de la forma de la vasija y de la distribución de sedimentos en su interior.

Luego se aplicó el método SEA para mejorar la señal primaria de la vasija. En la figura 5.7b se muestra el radargrama resultante para un arreglo con $N = 4$ y $d = 0,1 \text{ m}$, se seleccionaron los desplazamientos temporales desde $-0,6 \text{ ns}$ hasta $0,6 \text{ ns}$, con incrementos de $0,05 \text{ ns}$, de manera de mejorar todas las partes relevantes de la señal. Se puede observar que en la zona central, $-0,75 \text{ m} \leq y \leq 0,75 \text{ m}$, la intensidad de la señal aumentó con respecto a las señales circundante y además que la señal se hizo visible en todo rango de y , aunque débilmente en algunos tramos.

También se aplicó el método SEA para mejorar la reflexión del plano aproximadamente horizontal y la hipérbola asociada. En la figura 5.7c se muestra el radargrama resultante para un arreglo con $N = 4$ y $d = 0,1 \text{ m}$, en el que se aplicó la metodología para mejorar la continuidad de las señales variando el desplazamiento temporal desde $-0,5 \text{ ns}$ hasta $0,2 \text{ ns}$, con incrementos de $0,05 \text{ ns}$. Como en el caso de L1, se puede observar con mayor claridad la difracción en el borde del estrato, mientras que la reflexión en la vasija tiende a desaparecer. Además se mejoró la continuidad del estrato en toda su extensión.

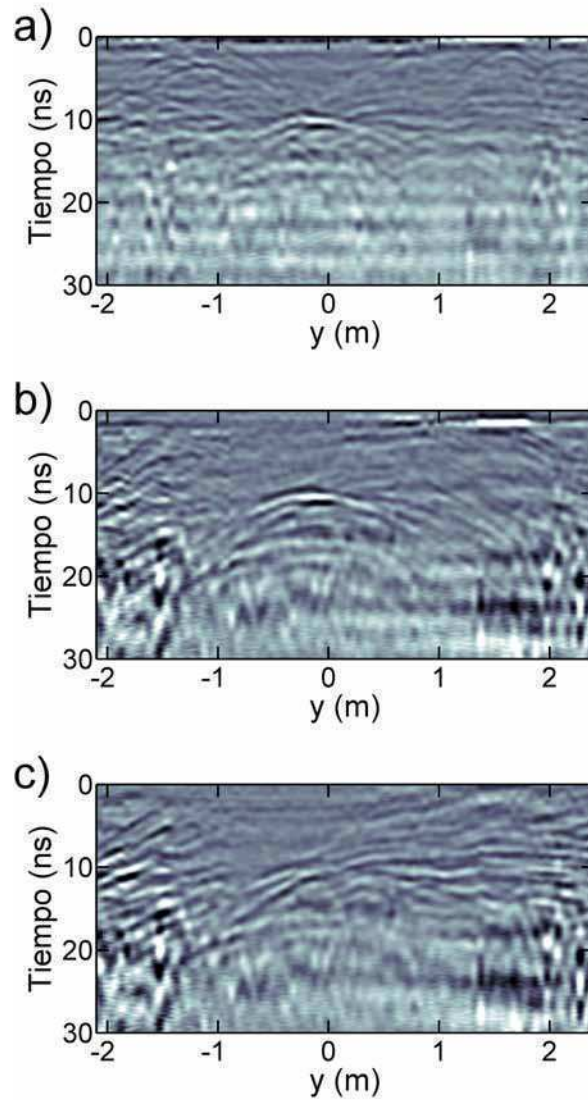


Figura 5.7: Línea de sondeo L2: a) Radargrama para un único emisor (*offset* 0,25 m). b) Radargrama SEA en el que se mejora la señal del objeto enterrado ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,6 \leq dt \leq 0,6$ ns). c) Radargrama SEA en el que se mejora la señal del reflector aproximadamente horizontal localizado en $t \approx 8$ ns, $0,2 \text{ m} < x < 2$ m y la señal de difracción asociada con vértice en $(x; t) = (0,2 \text{ m}, 8 \text{ ns})$ ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,5 \leq dt \leq 0,2$ ns).

Capítulo 6

Evaluación del método

En los capítulos anteriores se mostró que el método SEA permite mejorar las señales, tanto de blancos localizados como de reflectores extensos. En todos los casos, para evaluar las mejoras, se compararon cualitativamente las señales obtenidas a partir de los métodos SEA y SO.

En este capítulo se comparan cuantitativamente las respuestas obtenidas con los métodos SEA, SO y CMP, este último el método de cobertura múltiple más utilizado. Las mejoras obtenidas se evalúan cuantificando algunas de las características de la señal que influyen en su visualización: la relación de intensidad respecto de las señales circundantes y las fluctuaciones en el tiempo del evento y en su amplitud, las cuales se vinculan con la continuidad de la señal [50].

6.1. Definición de indicadores

Para evaluar cuantitativamente los resultados de los métodos SEA, SO y CMP se proponen ciertas cantidades como indicadores de la calidad de la imagen obtenida como respuesta. Se analizan las fluctuaciones en tiempo y en amplitud de la señal y la relación entre las intensidades de la señal y del medio circundante.

Para medir las fluctuaciones del tiempo en el que ocurre una dada reflexión, se determina el tiempo del máximo de amplitud para dicha señal en cada traza (t_n), se lo compara con el tiempo de las trazas adyacentes (t_{n-1} y t_{n+1}), y se

normaliza el resultado:

$$NTD = \frac{|t_n - \frac{(t_{n-1} + t_{n+1})}{2}|}{t_n} \quad (6.1)$$

Esta magnitud se denomina diferencia de tiempos normalizada (*normalized time difference*, NTD).

Como ejemplo, se calcula la NTD para el caso simulado de reflexión en una interfase plana horizontal. En la figura 6.1a se muestra el modelo: la capa superior se caracteriza por $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 1,5$ mS/m, mientras que la más profunda por $\epsilon_r = 6$ y $\sigma = 2$ mS/m. El reflector está localizado a una profundidad de 1 m. La frecuencia utilizada es 500 MHz. En las figuras 6.1b y 6.1c se muestran radargramas para *offset* fijo 0,3 m, cuando se aplican fluctuaciones aleatorias de 5 % y 30 %, respectivamente, en toda la grilla de los parámetros constitutivos.

En la figura 6.2a se muestran los valores de NTD calculados para las señales de las figuras 6.1b y 6.1c en función de x . En las curvas se aplicó un promedio sobre 4 valores consecutivos para suavizarlas. Como era de esperar, los valores obtenidos para NTD son menores para el modelo con 5 % de fluctuación, es decir, cuando la señal se puede ver con mayor claridad, mientras que al disminuir la calidad de la señal los valores de NTD aumentan. También se puede observar un aumento en la fluctuación de los valores de NTD; esta es una característica de segundo orden que también se asocia con la desmejora en la visualización de las señales.

Para medir las fluctuaciones de amplitud correspondientes a la reflexión de interés, se toma cada traza y sus primeras vecinas, se desplaza a estas últimas en el tiempo de manera que los máximos de amplitud queden alineados y se las correlaciona en un intervalo temporal centrado en dicho máximo y con extensión de un período temporal. Para abreviar al resultado de este paso directamente se lo llama "Correlación". En la figura 6.2b se muestran curvas de Correlación para los modelos de la figura 6.1a. Se puede ver que valores mayores y menos fluctuantes de Correlación se asocian a una mejor visualización de las señales.

Finalmente se mide la relación de intensidad entre la señal principal y las circundantes (*main-to-surrounding signal intensity ratio*, MTSIR); para ello se realiza un cociente entre las intensidades promedio, de las señales principal y

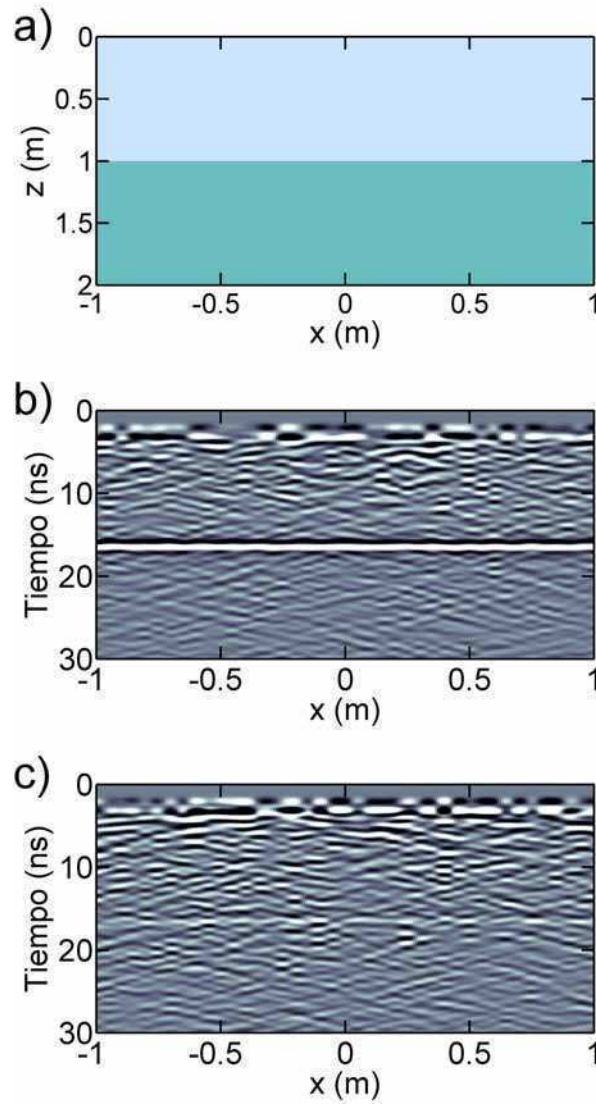


Figura 6.1: a) Modelo de una interfase plana horizontal a 1 m de profundidad (capa superior: $\epsilon_r = 5$ y $\sigma = 1,5$ mS/m, capa profunda: $\epsilon_r = 6$ y $\sigma = 2$ mS/m). Radargramas obtenidos para una configuración SO con *offset* 0,3 m, frecuencia 500 MHz, para los casos en los que se aplican fluctuaciones de b) 5 % y c) 30 % a la matriz de los parámetros constitutivos.

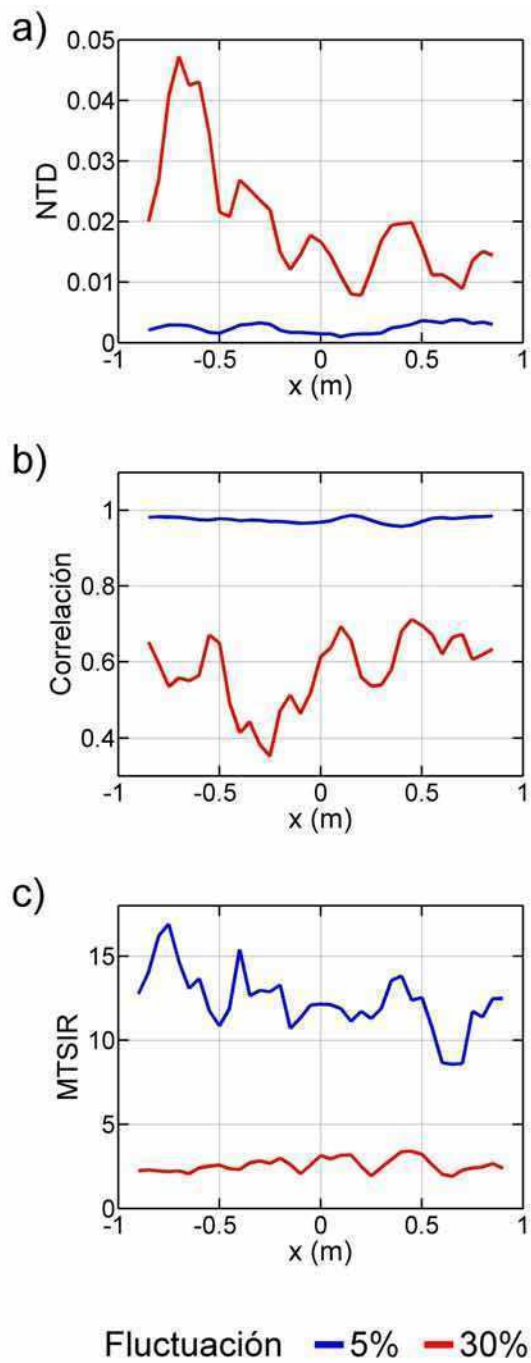


Figura 6.2: Valores de a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR calculados para un modelo con una interfase plana horizontal con fluctuación de 5 % y 30% en la matriz de los parámetros constitutivos y *offset* fijo 0,3 m.

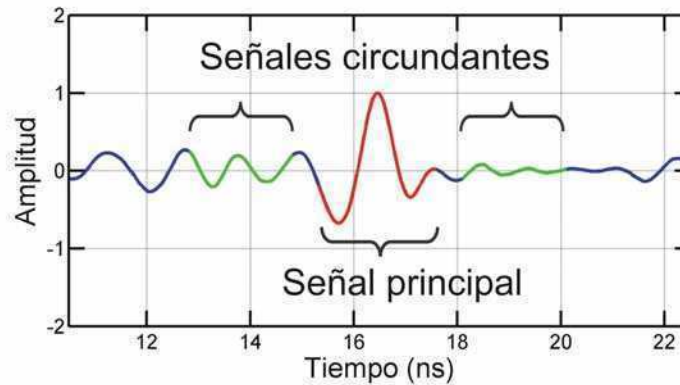


Figura 6.3: Traza en la que se muestran los intervalos en los que se calculan las intensidades de la señal principal y de las señales circundantes.

circundantes. Estos promedios se calculan en tres intervalos de tiempo distintos (figura 6.3), de 1.5 períodos de extensión, definidos a lo largo de cada traza: el primer intervalo está centrado en el máximo del evento principal para evaluar su intensidad media, mientras que los otros se disponen simétricamente alrededor del evento principal para evaluar el valor medio de la intensidad de los eventos circundantes. En la figura 6.2c se muestra el resultado obtenido para las señales de reflexión de los modelos anteriores. Se puede ver, que valores mayores de MTSIR se asocian a una mejor visualización de las señales.

6.2. Comparación entre los métodos SEA, SO y CMP

En esta sección se presenta una comparación de los resultados obtenidos con los métodos SEA, SO y CMP. El estudio se realiza a partir de las dos situaciones básicas que se analizaron hasta el momento: la difracción en un objeto pequeño y la reflexión en una interfase extensa. Para ambas situaciones se estudian tanto datos simulados como experimentales.

En el método SEA, una vez que se establecen N y d , el desplazamiento temporal dt entre las ondas emitidas se selecciona en cada porción de la superficie de manera de dirigir el haz transmitido a lo largo del camino adecuado arreglo - reflector - receptor. Es por ello fundamental evaluar los efectos que

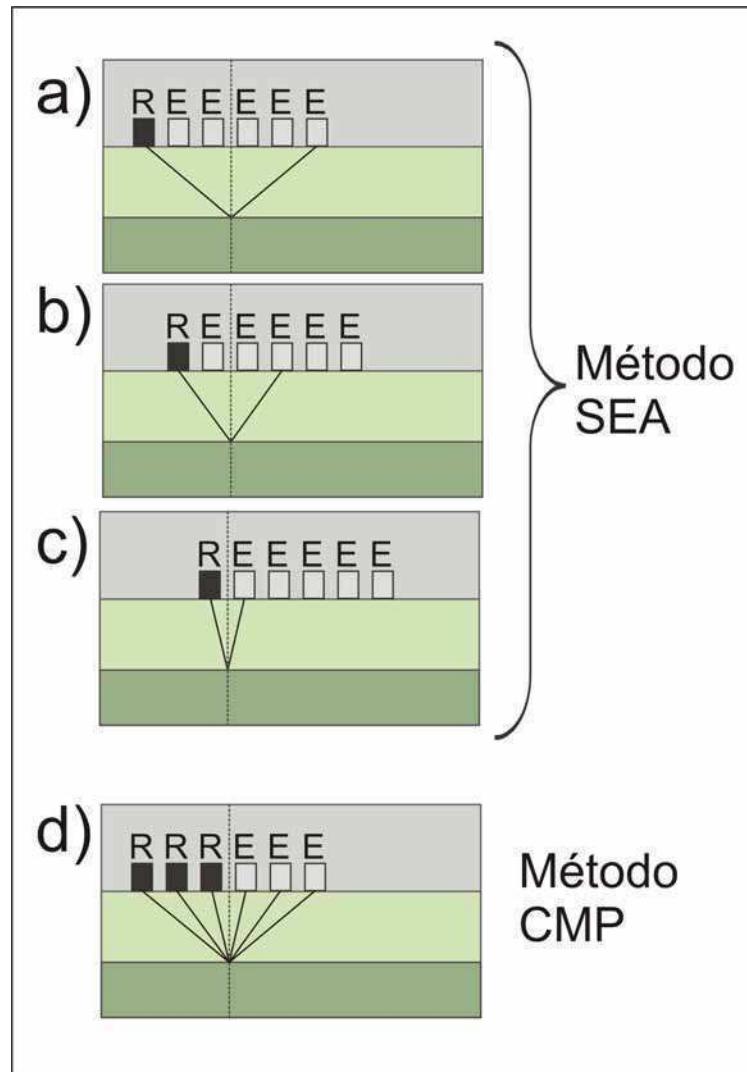


Figura 6.4: Se utiliza el mismo conjunto de datos para los métodos SEA y CMP.

se producen en los resultados del método SEA al elegir dt .

En este capítulo se analiza, también, la influencia de diferentes niveles de fluctuación en la matriz del suelo. Estas fluctuaciones actúan como otros objetos en el suelo, los que producen reflexiones secundarias que interfieren con las reflexiones de interés, por lo cual es importante analizar cuál es el alcance del método SEA para mejorar de manera efectiva los niveles de continuidad y de amplitud de la señal.

Como se dijo más arriba, en este capítulo se comparan los resultados obtenidos con los métodos SEA, SO y CMP. Cabe notar que estos métodos se pueden aplicar al mismo conjunto de datos. Por ejemplo, en la figura 6.4 se ve que a partir de los datos adquiridos para el método SEA es posible seleccionar aquellas trazas que correspondan a un mismo punto medio común, con separaciones crecientes entre emisor y receptor. De esta manera, en lo que sigue se aplican los métodos SEA, SO y CMP al mismo conjunto de datos.

6.2.1. Datos simulados

6.2.1.1. Objeto pequeño

En la figura 6.5 se muestra el primer modelo analizado. Un objeto con diámetro 0,05 m se localiza a una profundidad de 0,80 m. El objeto se caracteriza por una permitividad relativa $\epsilon_r = 5,25$ y una conductividad $\sigma = 2,5$ mS/m, y el medio circundante por $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m. El medio sobre ellos es aire. El intervalo de la grilla es 0,01 m en ambas direcciones. En los parámetros del suelo se aplican fluctuaciones aleatorias, con una amplitud máxima de 20 %. Todos los dipolos se localizan en la interfase aire - suelo, centrados en el eje x (la dirección de sondeo), con los ejes de los dipolos perpendiculares al mismo. La frecuencia central de las ondas emitidas es $f_c = 500$ MHz (longitud de onda $\lambda = 0,32$ m dentro del suelo).

En la figura 6.6a, se muestra un perfil obtenido para el modelo de la figura 6.5 con *offset* fijo de 0,3 m. La coordenada x se refiere al punto medio entre las posiciones del emisor y del receptor. En la figura, la señal de reflexión del difractor se puede observar con dificultad, como una hipérbola con vértice en $t = 11$ ns, aproximadamente, debido a que la intensidad de la señal primaria

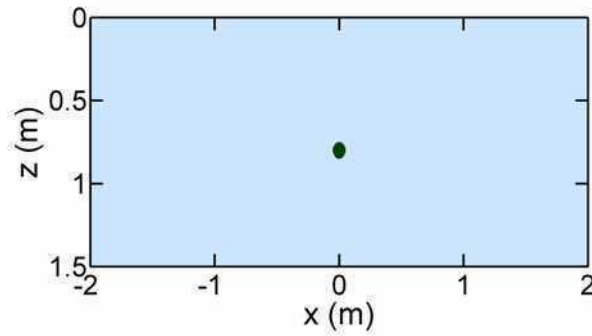


Figura 6.5: Modelo de un objeto pequeño, localizado a una profundidad de 0,80 m. El medio circundante se caracteriza por $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m, el objeto se caracteriza por $\epsilon_r = 5,25$ y $\sigma = 2,5$ mS/m.

y del medio circundante son comparables y a la interferencia.

La figura 6.6b muestra un resultado para el método SEA obtenido para el modelo de la figura 6.5. Las distancias relativas entre los componentes del arreglo son $d = 0,1$ m, mientras que $N = 4$. La coordenada x se refiere al punto medio entre el centro del arreglo y la posición del receptor, se utilizó un *offset* equivalente de 0,45 m, definido entre estas posiciones. Se seleccionaron desplazamientos temporales $-0,6$ ns $\leq dt \leq 0,6$ ns, los que corresponden a ángulos de transmisión entre 50° y -50° , para mejorar la señal del difractor en intervalos consecutivos de x . Se utilizaron un total de 8 intervalos para obtener el resultado de la figura 6.6b.

Al comparar las figuras 6.6a y 6.6b, se puede observar que la señal que resulta del método SEA es más visible que la señal SO original. En este punto, no está claro si la mejora está relacionada principalmente con menores fluctuaciones de la señal en el espacio y en el tiempo o con un incremento en la relación entre la intensidad de la señal primaria y las señales circundantes. Con respecto a esto último, no sólo se refuerzan las señales del difractor principal en la figura 6.6b sino también partes de señales de reflectores del medio circundante (las fluctuaciones en la matriz del suelo) las que se pueden observar en la figura como franjas de inclinación constante, paralelas a la señal primaria, dentro de todos los intervalos de x . Además, aparecen señales perpendiculares a la señal principal en los intervalos más extremos ($x = (-2; -1)$ m y $x = (1; 2)$ m), las cuales son consecuencia de la aparición de energía que no se transmite en la dirección esperada, para $|dt| > 0,4$ ns; lo que también puede afectar la

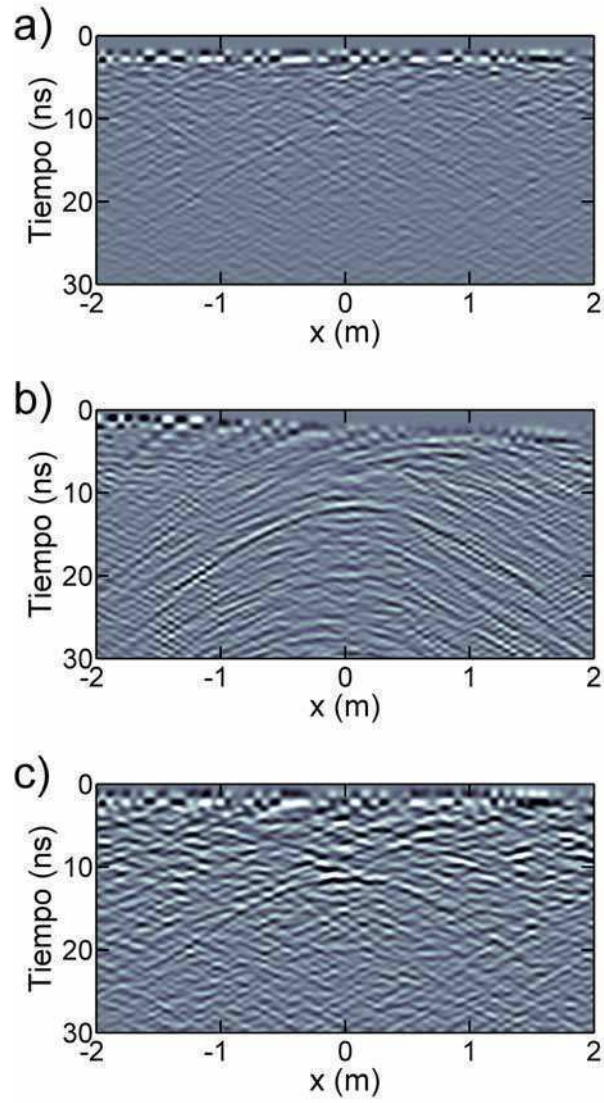


Figura 6.6: a) Perfil SO (*offset* 0,3 m). b) Perfil SEA ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,6 \leq dt \leq 0,6$ ns). c) Perfil CMP ($n = 4$).

continuidad e intensidad de los resultados SEA.

En la figura 6.6c, se muestra el resultado del método CMP para el modelo de la figura 6.5. El número de apilamiento en la figura es $n = 4$, como velocidad de apilamiento se considera la velocidad de propagación en el medio, $v = 0,16$ m/ns. Por otro lado, comparando las figuras 6.6b y 6.6c se ve que la señal es más clara para el métodos SEA que para el método CMP. Este resultado se debe a la atenuación de las señales, producidas por reflectores secundarios fuera del haz transmitido en el método SEA.

Para evaluar cuantitativamente los resultados de los métodos SEA, SO y CMP, se analizaron los indicadores definidos en la sección 6.1, las fluctuaciones de tiempo y de amplitud a lo largo de la reflexión principal y su intensidad con respecto a la intensidad del fondo.

En la figura 6.7a se muestra la diferencia de tiempos normalizada para las señales de difracción en las figuras 6.6a a 6.6c como función de x . Las curvas en la figura son el resultado de promediar los valores de 4 trazas consecutivas. En la figura se puede observar que el método SEA reduce la NTD a lo largo de todo el rango de x . Además, la curva SEA presenta menos variaciones que las otras y se extiende en un rango de x mayor. Como se mencionó, estas características están relacionadas también con una mejor visualización de la señal de difracción. Globalmente, el valor promedio de NTD, calculado a lo largo de todo el rango de x es $0,60 \cdot 10^{-2}$, $1,61 \cdot 10^{-2}$ y $1,64 \cdot 10^{-2}$ para los métodos SEA, SO y CMP, respectivamente, lo que indica una mejora significativa del valor original de NTD como consecuencia de la aplicación del método SEA. Notar que en este caso, de reflector pequeño, el método CMP no dio un resultado tan satisfactorio. Esto es de esperar dado que el mismo ha sido originalmente diseñado para el estudio de estratos profundos con pequeña inclinación [42].

Las curvas que resultaron de calcular la Correlación para la señal de difracción de la figura 6.6 se muestran en la figura 6.7b. Para suavizar las curvas, se realizó un promediado de 4 valores consecutivos a lo largo de las mismas. Se puede observar que el método SEA incrementó la Correlación en aproximadamente 95 % del rango de x , dando una curva menos fluctuante. Por el contrario, en el intervalo $x = (0,25; 0,45)$ m, la curva SEA está por debajo de curva para SO. Esta clase de comportamiento anómalo ocurre ocasionalmente en regiones en las que una señal secundaria de intensidad importante cruza

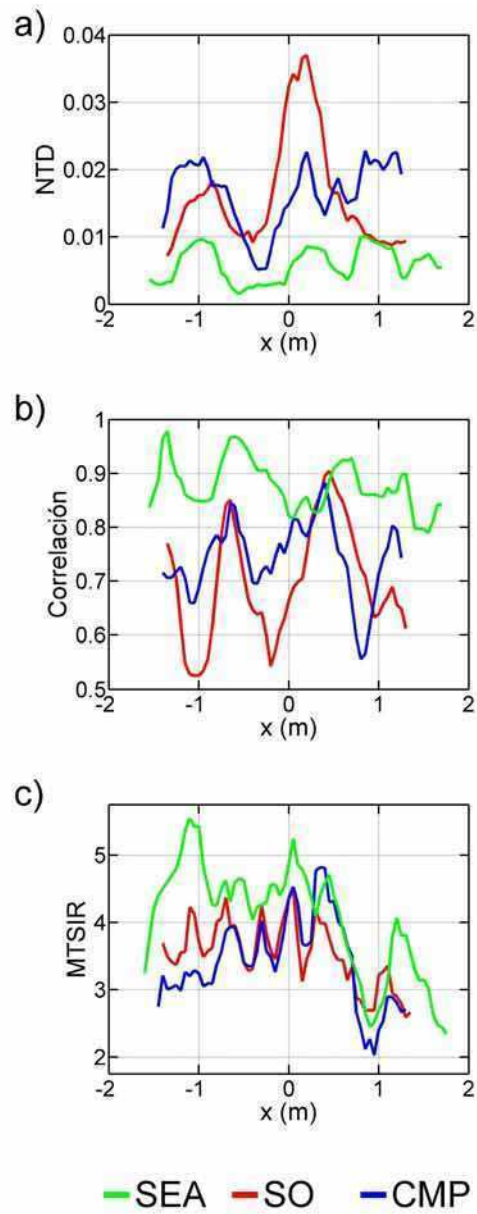


Figura 6.7: a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR para la señal de difracción.

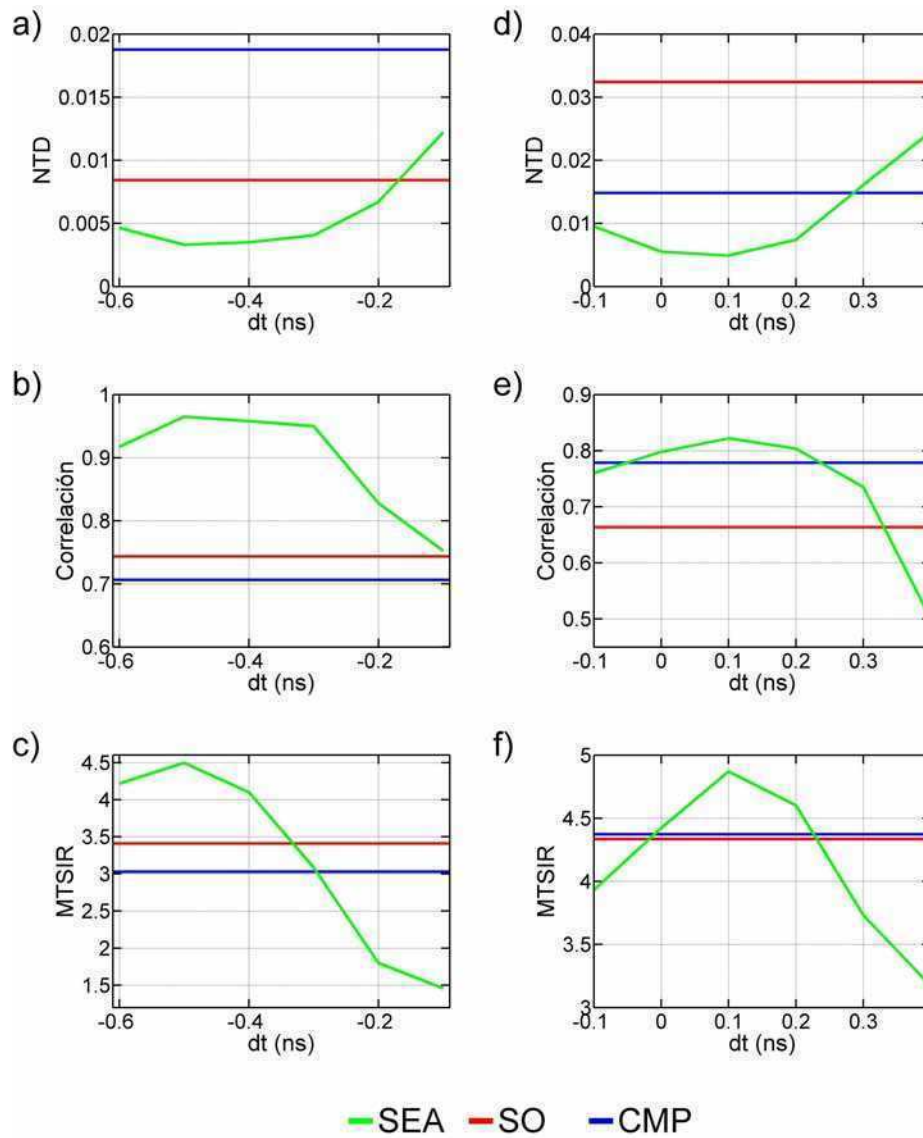


Figura 6.8: Promedio de a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR en función del desplazamiento temporal dt en el intervalo $x = (-1,5; -1,1)$ m (extremo izquierdo de la señal de difracción). Promedio de d) NTD, e) Correlación y f) MTSIR en función del desplazamiento temporal dt en el intervalo $x = (-0,2; 0,2)$ m (en el centro de la señal).

	Fluct.	SEA	SO	CMP	SEA/SO	CMP/SO
NTD	20 %	$0.60 \cdot 10^{-2}$	$1.61 \cdot 10^{-2}$	$1.64 \cdot 10^{-2}$	0.37	1.02
	10 %	$0.31 \cdot 10^{-2}$	$0.67 \cdot 10^{-2}$	$0.70 \cdot 10^{-2}$	0.46	1.04
Correlación	20 %	0.87	0.69	0.74	1.26	1.07
	10 %	0.92	0.84	0.83	1.09	0.98
MTSIR	20 %	4.02	3.53	3.40	1.14	0.96
	10 %	5.41	4.26	4.67	1.26	1.09

Tabla 6.1: NTD, Correlación y MTSIR, promediados a lo largo de todo el rango de x , para el ejemplo simulado del difractor. Se indican los niveles de fluctuación en los parámetros del suelo. Las últimas dos columnas se refieren a valores relativos de estas cantidades.

la señal estudiada, debido a la deformación de esta última. Con respecto al método CMP, se observa que la Correlación de la señal original mejoró en distintos intervalos de x , pero por debajo de los resultados del método SEA. La Correlación global para los tres métodos, calculada a lo largo de todo el rango de x , se indica en la tabla 6.1.

En la figura 6.7c se muestran cocientes entre las intensidades promedio de la señal principal y circundantes, MTSIR, para los métodos SEA, SO y CMP. Al comparar las curvas de la figura 6.7c, se puede observar que el método SEA produjo un valor mayor de MTSIR en la mayor parte de la curva (90 %).

Este primer ejemplo demostró que la mejora en la señal producida por el método SEA se relaciona tanto con el decrecimiento de las fluctuaciones como con el incremento en la relación entre las intensidades de la señal primaria y las circundantes. Las magnitudes de la mejora en las curvas de NTD, Correlación y MTSIR varían con la posición. También su peso relativo, con una correlación no apreciable entre las posiciones de los mínimos y máximos de sus curvas. En general, cuando las fluctuaciones en la matriz del suelo disminuyen, las curvas de NTD se tornan más suaves y se aproximan al valor constante cero, mientras que la mejora relativa general producida por el método SEA disminuye. Por ejemplo, para una fluctuación en los parámetros del suelo del 20 %, el valor general (promediado a lo largo de todo el rango de x) para SEA dividido por el valor general para SO es 0,37, el cual está debajo del cociente respectivo para

el caso del 10 %, 0,46 (ver tabla 6.1). Similarmente, el valor general relativo de NTD para el método CMP pasa de 1,02 a 1,04, manteniéndose prácticamente constante. Por otro lado las curvas de Correlación se suavizan y se aproximan al valor constante 1, con una mejora relativa de la señal producida cuando las fluctuaciones del suelo se reducen. Para una fluctuación del 20 %, la Correlación general relativa a SO para los métodos SEA y CMP son 1,26 y 1,07, por encima de los valores respectivos para el caso de 10 %, 1,09 y 0,98. Por el contrario, los valores absolutos y relativos a SO de MTSIR se incrementan cuando el nivel de fluctuación disminuye, mientras que las curvas para los tres métodos se hacen menos fluctuantes y dejan de superponerse entre sí. Para una fluctuación de los parámetros del suelo del 20 %, el valor general relativo a SO del MTSIR para los métodos SEA y CMP son 1,14 y 0,96, los que están debajo de los valores para 10 %, 1,26 y 1,09, respectivamente.

Para analizar los efectos de la selección de la dirección del haz transmitido sobre los resultados del método SEA, se define un intervalo de x y se promedian las magnitudes NTD, Correlación y MTSIR dentro de él, para cada dt (desplazamiento temporal). La figura 6.8a muestra el promedio de NTD para SEA, SO y CMP. En este caso, el intervalo en el que se promedia $x = (-1,5; -1,1)$ m se localiza en el extremo izquierdo de la señal de difracción. Se puede observar que las curvas para SEA presentan un pico con mínimo en $dt = -0,5$ ns. Los valores de dt del pico corresponden al ángulo de transmisión que mejor dirige la energía a lo largo del camino emisor - reflector - receptor. Las curvas de Correlación y MTSIR, figuras 6.8b y 6.8c, también presentan picos, con máximos en $dt = -0,5$ ns. Notar que estas curvas se pueden usar para seleccionar un desplazamiento temporal que optimice los resultados SEA, y que esta selección no es crítica debido al ancho considerable de los picos. Por ejemplo, el método SEA mejora simultáneamente los valores originales de NTD, Correlación y MTSIR desde $dt = -0,6$ ns a $dt = -0,3$ ns, lo que constituye un intervalo bastante amplio.

Las figuras 6.8d, 6.8e y 6.8f son análogas a las figuras 6.8a, 6.8b y 6.8c, respectivamente, pero para un intervalo de promediado centrado en el origen ($x = (-0,2; 0,2)$ m). Las curvas para SEA presentan características similares a las anteriores, excepto por la posición de sus extremos, los que están localizados en $dt = -0,1$ ns. En este caso el método SEA también mejora simultáneamente las magnitudes de los tres indicadores en un intervalo extenso, desde $dt = 0,0$

ns a $dt = 0,2$ ns.

6.2.1.2. Reflector extenso

En la figura 6.9 se muestra el segundo modelo analizado. Este corresponde a un reflector plano horizontal localizado a una profundidad de 0,80 m. El estrato superficial se caracteriza por una permitividad de $\epsilon_r = 3,5$ y una conductividad de $\sigma = 1$ mS/m, mientras que el estrato profundo por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 2$ mS/m. Inicialmente, el nivel de fluctuación en la matriz del suelo es de 20 %. Los otros parámetros, como la configuración de los dipolos y las características de la señal transmitida son las mismas que en el modelo anterior.

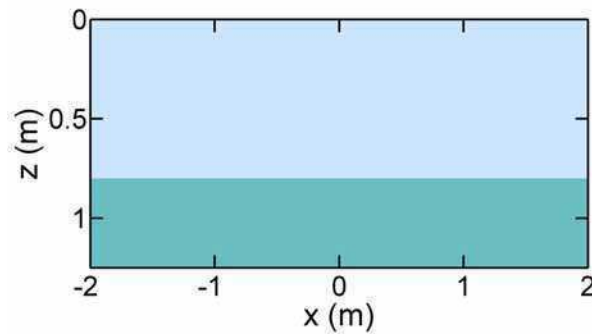


Figura 6.9: Modelo de un reflector plano horizontal, localizado a una profundidad de 0,80 m. El estrato superficial se caracteriza por $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m, el estrato profundo por $\epsilon_r = 4$ y $\sigma = 2$ mS/m.

En la figura 6.10a, se muestra un perfil SO (*offset* 0,45 m) obtenido para el modelo de la figura 6.9. La señal de reflexión para la interfase se puede observar claramente a $t = 11$ ns, aproximadamente. En la figura 6.10b, se muestra el resultado respectivo para SEA. Como para el modelo anterior, los parámetros del arreglo son $N = 4$ y $d = 0,1$ m. En este caso, sólo es necesario un desplazamiento temporal constante $dt = 0,1$ ns (ángulo de transmisión -10°) en todo el rango de x . Al comparar las figuras 6.10a y 6.10b se puede ver que el método SEA mejora la señal que se obtiene con SO. En la figura 6.10c, se muestra el resultado del método CMP para el modelo de la figura 6.9. El número de apilamiento es $n = 4$, como velocidad de apilamiento se considera la velocidad de propagación en el estrato superficial, $v = 0,16$ m/ns. También el resultado CMP, mejora la señal original, pero en menor medida

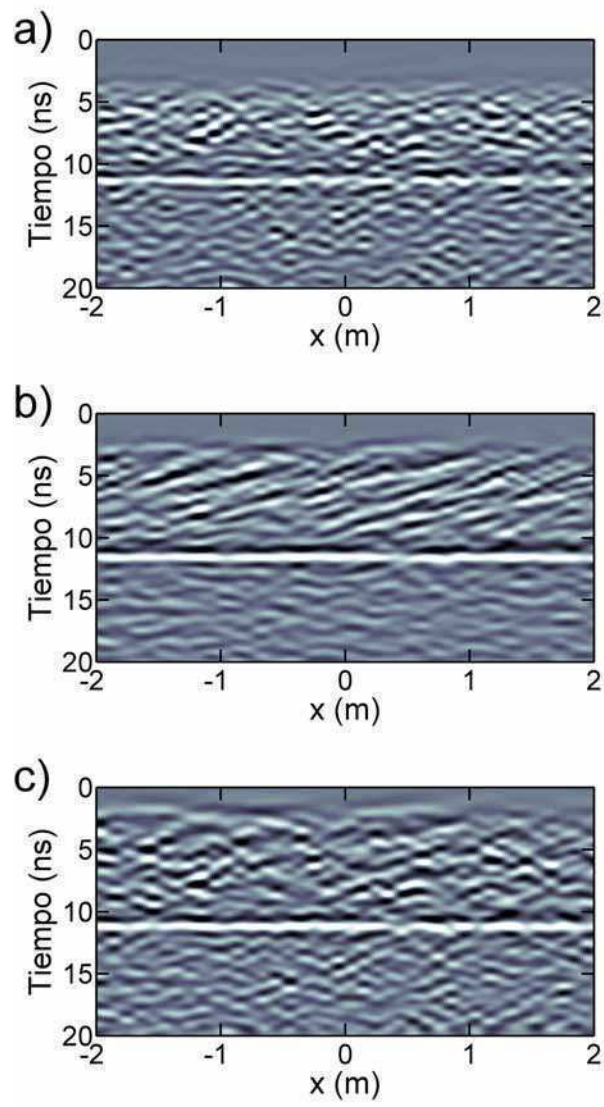


Figura 6.10: a) Perfil SO (*offset* 0,45 m). b) Perfil SEA ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $dt = 0,1$ ns). c) Perfil CMP ($n = 4$).

	Fluct.	SEA	SO	CMP	SEA/SO	CMP/SO
NTD	20 %	$0.29 \cdot 10^{-2}$	$1.25 \cdot 10^{-2}$	$0.83 \cdot 10^{-2}$	0.22	0.66
	10 %	$0.19 \cdot 10^{-2}$	$0.57 \cdot 10^{-2}$	$0.31 \cdot 10^{-2}$	0.33	0.54
Correlación	20 %	0.94	0.78	0.87	1.20	1.11
	10 %	0.98	0.92	0.97	1.07	1.05
MTSIR	20 %	5.70	3.59	4.85	1.58	1.35
	10 %	11.60	5.37	8.17	2.15	1.52

Tabla 6.2: NTD, Correlación y MTSIR, promediados a lo largo de todo el rango de x , para el ejemplo simulado del reflector. Se indican los niveles de fluctuación en los parámetros del suelo. Las últimas dos columnas se refieren a valores relativos de estas cantidades.

que el método SEA.

Para confirmar estas observaciones, en las figuras 6.11a a 6.11c se muestran las curvas de NTD, Correlación y MTSIR, respectivamente, para las señales SEA, SO y CMP. Las curvas se obtienen por medio del mismo procedimiento utilizado en el caso del difractor. Se puede observar que los métodos SEA y CMP mejoraron el resultado para las tres magnitudes, con mejores resultados para el método SEA. Los valores generales (promediados en todo el rango de x) de NTD, Correlación y MTSIR, son $0,29 \cdot 10^{-2}$, $1,25 \cdot 10^{-2}$ y $0,83 \cdot 10^{-2}$ para los resultados SEA, SO y CMP, respectivamente.

Como en el caso del difractor, la mejora en las curvas de NTD y correlación que se obtiene con los métodos SEA y CMP para el reflector plano horizontal se incrementa cuando el nivel de fluctuación en la matriz del suelo aumenta (ver tabla 6.2 para los valores relativos de estas magnitudes). Por el contrario, la mejora en MTSIR se incrementa cuando las fluctuaciones en el suelo disminuyen.

En las figuras 6.12a, 6.12b y 6.12c se muestran los valores promedios de NTD, Correlación y MTSIR, como función de dt , para el reflector plano horizontal. En este caso, se utiliza el rango completo de x en el promedio. Se puede observar que las curvas SEA son cualitativamente similares a las curvas obtenidas previamente para el difractor (figuras 6.8a a 6.8f), particularmente a aquellas calculadas promediando en un intervalo de x centrado en la posición

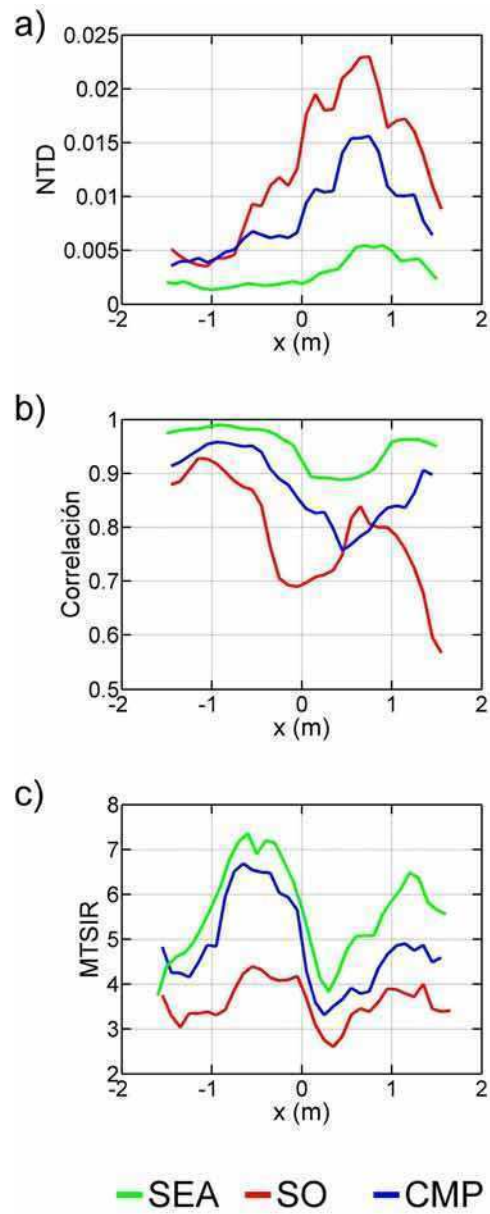


Figura 6.11: a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR para un reflector plano horizontal.

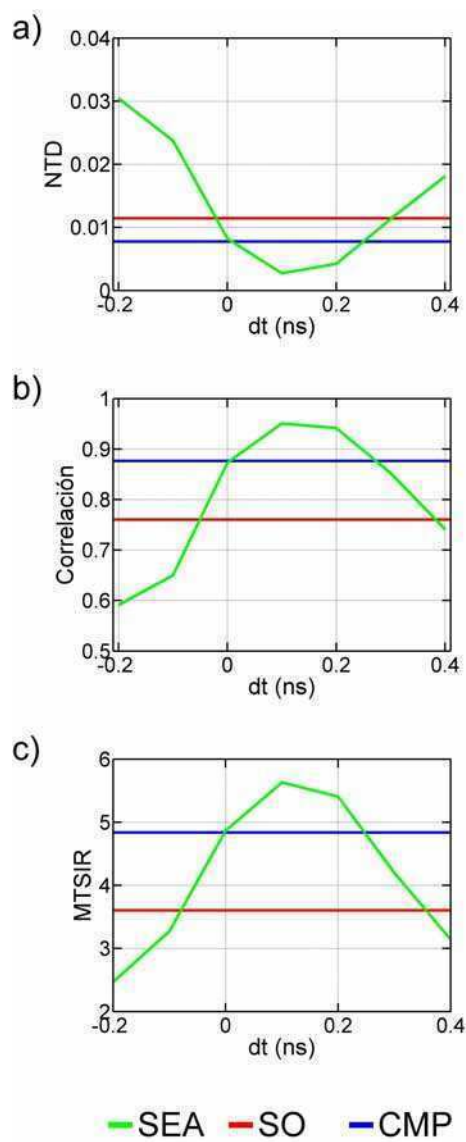


Figura 6.12: Promedio de a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR como función de dt .

del objeto (figuras 6.8d a 6.8f), ya que para estas posiciones ambas situaciones son aproximadamente similares.

6.2.2. Datos experimentales

En esta sección se describen dos ejemplos que muestran de qué manera el método SEA mejora datos experimentales. Se consideran los datos obtenidos en el estudio de vasijas enterradas, analizados en la sección 5.2.2, adquiridos sobre la línea de sondeo L1 utilizando la configuración experimental descrita en la sección 3.3.1. En las figuras 6.13a a 6.13c se muestran dichos resultados. En el perfil SO con *offset* 0,25 m (figura 6.13a) la señal de difracción del objeto enterrado se puede ver con claridad con vértice en $t = 10$ ns. Varias hipérbolas de difracción adicionales y reflexiones aproximadamente horizontales, producidas en las discontinuidades naturales del suelo, también aparecen en la figura. Por ejemplo, una señal aproximadamente horizontal de un estrato se puede observar alrededor de $t = 8$ ns, entre $x = 0,8$ m y $x = 2,4$ m, aproximadamente. El extremo izquierdo de esta señal continúa en una señal de difracción (vértice en $x = 0,80$ m) originada en el punto donde la excavación cortó el estrato.

La figura 6.13b muestra el resultado del método SEA para la difracción en el objeto enterrado ($N = 4$, $d = 0,1$ m y *offset* 0,45 m); se seleccionaron los desplazamientos temporales $-0,6$ ns $\leq dt \leq 0,6$ ns para mejorar la señal en intervalos consecutivos. En la figura 6.13c, se seleccionó un grupo diferente de desplazamientos temporales, $-0,5$ ns $\leq dt \leq 0,2$ ns, con el propósito de resaltar la reflexión del plano aproximadamente horizontal y la hipérbola asociada. Por otro lado, la figura 6.13d muestra el resultado para CMP con un número de apilamiento $n = 4$. Se utilizó la velocidad de apilamiento obtenida en la sección 3.3.3, aplicando la corrección de NMO a la señal del plano aproximadamente horizontal, $v = (0,17 \pm 0,09)$ m/ns.

Cuando se comparan las figuras 6.13a a 6.13d, se puede observar que las señales son más claras para los métodos SEA y CMP que para SO, con resultados mejores para las señales SEA. Además, como se describió en la sección 5.2.2, el método SEA mejora la señal del objeto enterrado o del estrato de forma selectiva: cuando se resalta la señal de la difracción principal (figura 6.13b), se atenúa la señal aproximadamente horizontal y la difracción asociada, y viceversa (figura 6.13c).

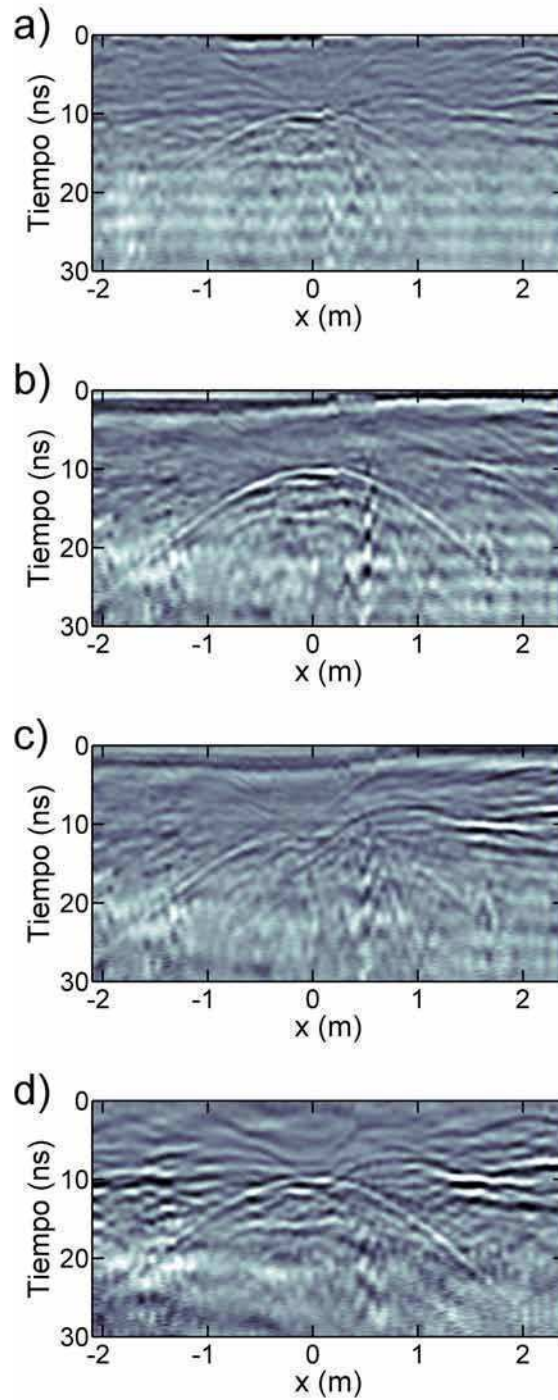


Figura 6.13: a) Perfil SO (*offset* 0,25 m). b) Perfil SEA en el que se mejora la señal del objeto enterrado ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,6 \leq dt \leq 0,6$ ns). c) Perfil SEA en el que se mejora la señal del reflector aproximadamente horizontal localizado en $t = 8$ ns, $0,8$ m $< x < 2,4$ m y la señal de difracción asociada con vértice en $(x, t) = (0,8$ m; 8 ns) ($N = 4$, $d = 0,1$ m, *offset* 0,45 m, $-0,5 \leq dt \leq 0,2$ ns). d) Perfil CMP ($n = 4$).

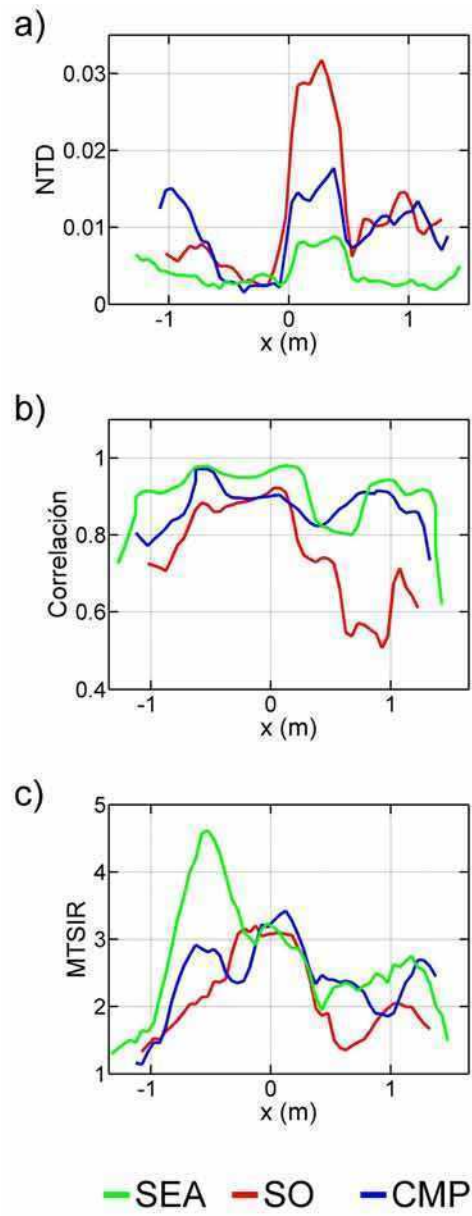


Figura 6.14: a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR para la difracción del objeto enterrado.

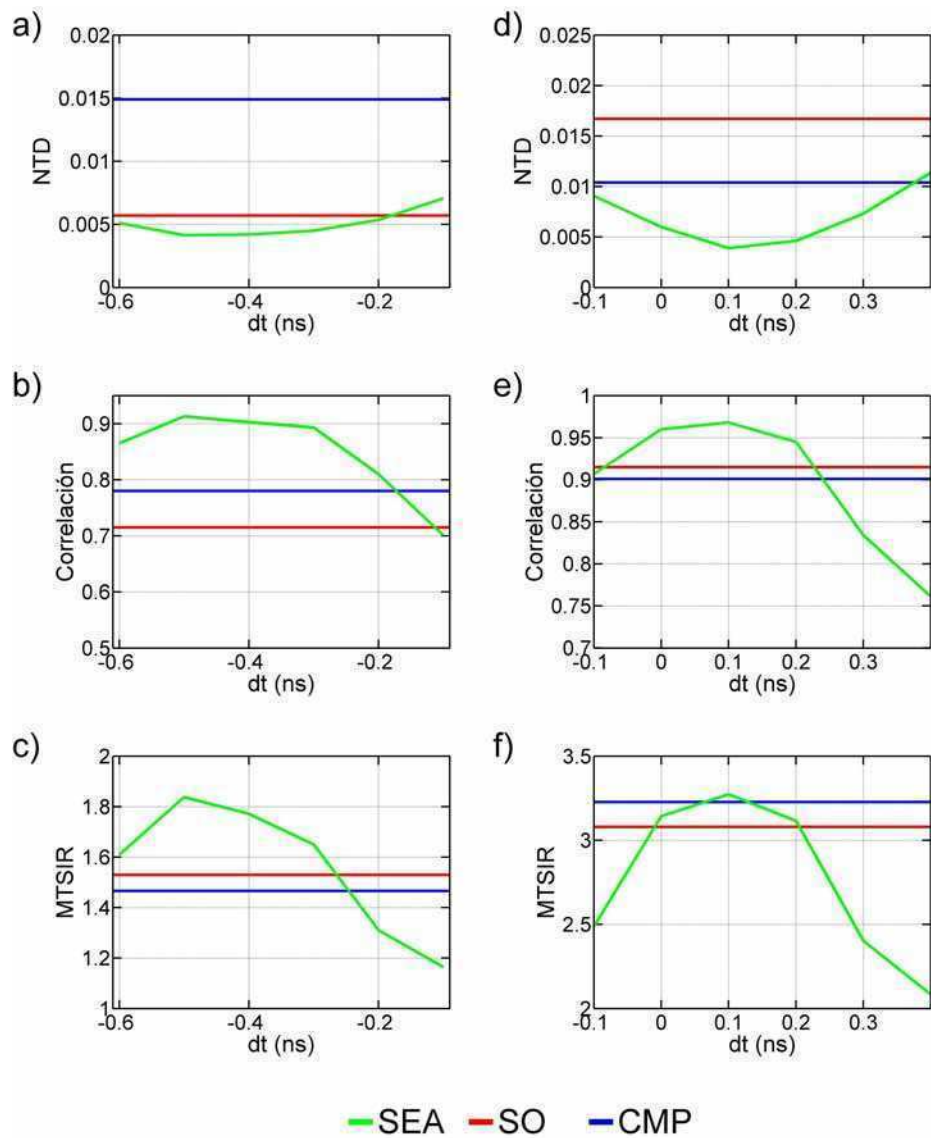


Figura 6.15: Promedio de a) NTD , b) Correlación y c) MTSIR en función de dt en el intervalo $x = (-1,2; -0,8)$ m (en el extremo izquierdo de la señal). Promedio de d) NTD, e) Correlación y f) MTSIR en función de dt en el intervalo $x = (-0,2; 0,2)$ m (en el centro de la señal).

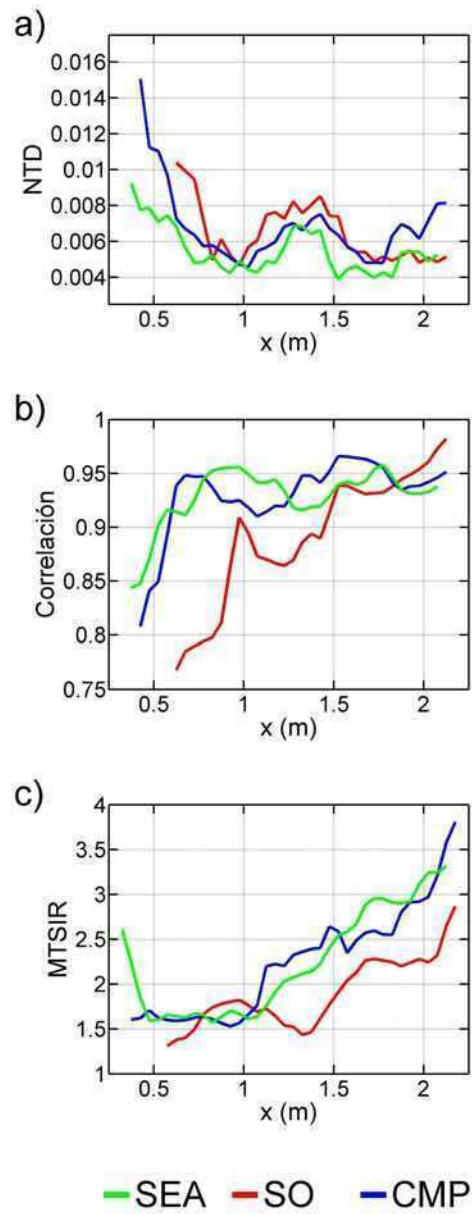


Figura 6.16: a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR en función de x , para el reflector aproximadamente horizontal.

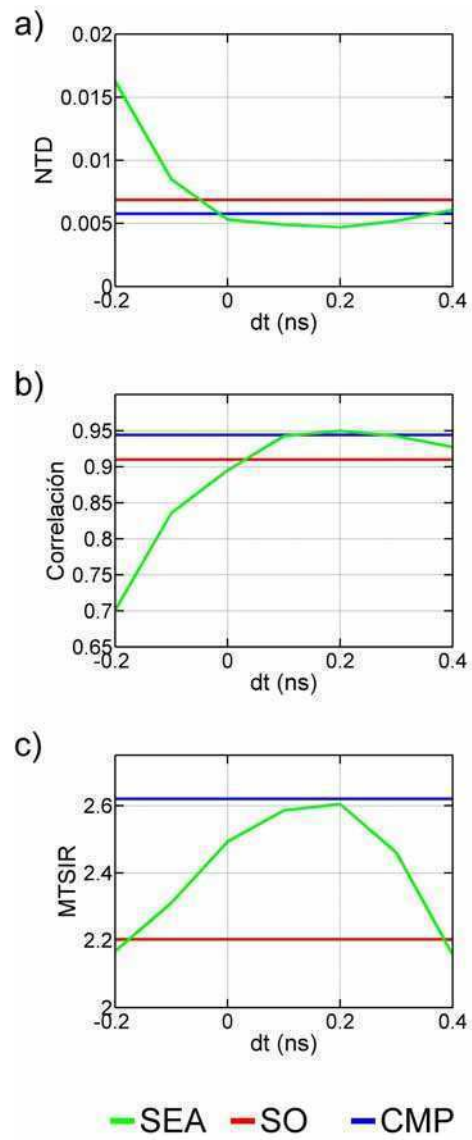


Figura 6.17: Promedio de a) NTD, b) Correlación y c) MTSIR como función de dt .

		SEA	SO	CMP	SEA/SO	CMP/SO
NTD	Difractor	$0.41 \cdot 10^{-2}$	$1.19 \cdot 10^{-2}$	$0.94 \cdot 10^{-2}$	0.34	0.79
	Reflector	$0.51 \cdot 10^{-2}$	$0.62 \cdot 10^{-2}$	$0.62 \cdot 10^{-2}$	0.82	1.01
Correlación	Difractor	0.90	0.75	0.87	1.20	1.16
	Reflector	0.93	0.91	0.94	1.02	1.02
MTSIR	Difractor	2.67	2.17	2.42	1.22	1.11
	Reflector	2.49	1.99	2.54	1.24	1.27

Tabla 6.3: NTD, Correlación y MTSIR, promediados a lo largo de todo el rango de x , para el ejemplo experimental. Las últimas dos columnas se refieren a valores relativos de estas cantidades.

Para analizar las fluctuaciones y amplitudes relativas de las señales, se calcularon las mismas magnitudes que se utilizaron en las secciones anteriores. Las figuras 6.14a, 6.14b y 6.14c muestran las curvas de NTD, Correlación y MTSIR, respectivamente, para la difracción en el objeto enterrado. Se puede observar que el método SEA mejoró el resultado SO en la mayor parte del rango de x (90 %, 100 % y 84 % del rango, para las magnitudes respectivas). Además el método CMP mejoró las curvas de la señal original, pero menos que el método SEA. Los valores globales de las mejoras de NTD, Correlación y MTSIR, calculados a lo largo de rango completo de x , se indican en la tabla 6.3. Comparando las figuras 6.7a a 6.7c y 6.14a a 6.14c se puede observar, además, que los ejemplos experimentales y numéricos presentan comportamientos similares a lo largo de las curvas.

En las figuras 6.15a, 6.15b y 6.15c, se muestran curvas de los promedios de NTD, Correlación y MTSIR como funciones de dt , para un intervalo de promediado $x = (-1,2; -0,8)$ m localizado en el extremo izquierdo de las señales de difracción. Las figuras 6.15d, 6.15e y 6.15f muestran curvas similares, para el intervalo de promediado $x = (-0,2; 0,2)$ m localizado en el centro de las señales. Como en los ejemplos simulados, las curvas SEA presentan picos para aquellos valores de dt que mejor dirigen la energía a lo largo del camino emisor - reflector - receptor. El intervalo de dt en el cual el método SEA mejora el resultado SO es mayor que 0,2 ns, suficientemente ancho para hacer posible una fácil selección de este parámetro.

Como último ejemplo, se analiza la reflexión en el estrato aproximadamente

horizontal que se resaltó por medio del método SEA en la figura 6.13c. Las figuras 6.16a a 6.16c muestran curvas de NTD, Correlación y MTSIR, para las señales de los métodos SEA, SO y CMP. Se puede observar que los métodos SEA y CMP mejoran la curva de SO en la mayor parte del rango de x , incluyendo el intervalo relacionado a la difracción asociada ($x < 1$ m). Debido a la baja fluctuación y al nivel de amplitud de la señal original, los beneficios del método SEA son más moderados en este ejemplo que en los anteriores, con resultados similares para SEA y CMP. Finalmente, en las figuras 6.17a a 6.17c, se muestran curvas del promedio de NTD, Correlación y MTSIR, como función de dt , para un intervalo de promediado $x = (1,0; 2,4)$ m, localizado en la parte aproximadamente horizontal de la señal. Estas curvas confirmaron las características observadas en los ejemplos previos.

Capítulo 7

Conclusiones

7.1. Resumen de resultados y Conclusiones

En esta Tesis se estudió el método de arreglos sintéticos de emisores de georadar y se desarrollaron las técnicas y herramientas básicas para hacer efectiva su implementación. También se evaluaron cualitativa y cuantitativamente las mejoras obtenidas en las señales mediante la aplicación del método.

Como introducción se presentaron los fundamentos del método de georadar así como las técnicas de cobertura simple y múltiple que se utilizan habitualmente en su aplicación. Luego se describió brevemente una serie de trabajos realizados en el sitio arqueológico de Palo Blanco los que involucran la detección de paredes enterradas y el estudio de la posibilidad de detección de vasijas enterradas. En ambos casos se presentan señales confusas que no pueden ser interpretadas cabalmente a partir de los perfiles de datos de cobertura simple. Mediante la aplicación del método de migración, en el caso de la pared, y de CMP y modelado, en el caso de las vasijas, fue posible lograr una interpretación de la mayoría de esas señales. Dichos trabajos, en gran medida motivaron el desarrollo sistemático del método SEA.

Para comenzar los estudios sobre el método SEA se analizaron los campos electromagnéticos producidos por arreglos de emisores. La teoría de arreglos de fuentes tipo dipolo en vacío y en la región de campo lejano muestra que combinando varias fuentes cercanas entre sí es posible controlar ciertas características del patrón de radiación del conjunto, en particular la divergencia y el

ángulo de propagación; lo que es potencialmente útil para lograr el incremento de energía sobre los blancos de interés y la reducción de la influencia del entorno, ideas en las cuales se basa el método SEA. Para facilitar los estudios realizados se desarrolló el código computacional *3DArray*. Este código permite calcular los patrones de radiación de cualquier distribución de dipolos y reproducir los diagramas correspondientes a antenas reales de manera de estimar su dependencia angular.

Luego se aplicaron las mismas ideas para obtener los campos electromagnéticos generados por fuentes ubicadas en la interfase aire - suelo y se consideraron los campos que emite el conjunto en la región de campo cercano. Se observó que también en ese caso es posible controlar la concentración y orientación del campo de manera similar a lo que ocurre en vacío, pero con ciertas características particulares que son consecuencia de la presencia de la interfase entre los medios y de la cercanía entre el punto de evaluación del campo y la fuente, en este caso, el arreglo. En particular, se analizó cómo se deben seleccionar los parámetros del arreglo para obtener un frente de ondas que resulte adecuado para producir una mejora efectiva de las señales.

Se examinó el método SEA como una manera de mejorar las señales de georadar. Se explicó cómo funciona el método de arreglos sintéticos con distintos tipos de blancos y de qué manera sus resultados mejoran las señales. Se consideraron dos situaciones fundamentales a partir de las cuales es posible interpretar los casos más complejos, una conteniendo un objeto pequeño y la otra incluyendo una interfase extensa. Diferentes partes de la señal reflejada pudieron ser resaltadas variando el ángulo de transmisión, atenuando a su vez otras partes de la señal del blanco. Las partes intensificadas correspondieron a aquellas porciones de las interfaces enterradas que reflejaron más eficientemente la energía hacia el receptor; las otras partes correspondieron a segmentos que no fueron iluminados o que reflejaron el haz fuera de la posición del receptor. La visibilidad se incrementó claramente para las partes resaltadas de la señal. En general el promediado de trazas implícito en el método tendió a cancelar el ruido aleatorio y de alta frecuencia espacial y a reforzar la reflexión primaria.

Aplicado de esta manera, el método SEA demostró ser efectivo para mejorar selectivamente partes de la señal de los blancos, aunque no para realzar eventos completos. En consecuencia, se implementó una metodología que mejoró la

visibilidad a lo largo de toda la señal. Ésta consiste en seleccionar una serie de desplazamientos temporales (o equivalentemente, ángulos de transmisión) para los cuales todas las porciones relevantes de la señal son mejoradas. Luego, las porciones mejoradas se cortan y se colocan juntas en el radargrama final. Esta metodología se aplicó a un modelo que incluye dos reflectores pequeños y una interfase extensa. El ejemplo permitió observar la capacidad del método para mejorar de manera selectiva las señales de cada objeto y filtrar las otras señales. Finalmente, se aplicó una variante de esta técnica para resaltar de manera simultánea ambas señales de difracción en el radargrama resultante.

El aporte del método SEA para estudiar reflectores que generan solamente señales tenues o dudosas se demostró aplicándolo en el estudio de casos reales. El primero de ellos consistió en la medición del espesor y la profundidad de paredes de tapia en el sitio arqueológico de Palo Blanco, para las cuales sondeos previos con cobertura simple habían dado resultados negativos. El método de arreglos probó ser eficiente para visualizar la señal de la base de la pared y las difracciones en sus bordes. De esta manera, el espesor y profundidad de la pared pudieron ser medidos. En el segundo caso, relacionado con la detección de vasijas enterradas, el método SEA mostró importantes beneficios en cuanto a la capacidad de filtrar, es decir, mejorar en forma selectiva señales originadas en distintos objetos.

Se desarrolló el programa computacional *EntornoSEA* que facilita el diseño de los arreglos para optimizar las características del campo sobre el blanco. Luego se extendió el programa, de manera que constituya una herramienta para las distintas etapas de la implementación del método SEA. Este programa permite sintetizar el campo de un arreglo en un medio uniforme, obtener la respuesta del arreglo para datos experimentales o simulados y aplicar, a esta respuesta, la metodología que permite mejorar la continuidad lateral de las señales. Finalmente se desarrolló un entorno gráfico amigable con herramientas para el análisis de los resultados, que simplifican la aplicación del método SEA.

Luego se presentó un estudio cuantitativo de las mejoras producidas, en las señales, por el método SEA. Se calcularon las variaciones del tiempo en el cual ocurre la reflexión, de la forma del pulso reflejado y de su intensidad con respecto al ruido circundante, todo ello como función de la posición. Se compararon los resultados del método SEA con los de los métodos SO y CMP. Se analizaron los efectos de diferentes niveles de fluctuación en los parámetros

del suelo y de la elección de la fase relativa entre los componentes del arreglo. Se evaluaron tanto datos simulados como experimentales para los casos de objeto pequeño y de reflector extenso.

Las señales obtenidas con el método SEA resultaron más visibles que las obtenidas con los métodos SO y CMP, como consecuencia de la atenuación eficiente de las señales secundarias de reflectores fuera del haz que se propaga. Se demostró que la mejora ocurrida es consecuencia de descensos en las fluctuaciones del tiempo de reflexión y la amplitud del pulso reflejado y un incremento en la relación de intensidad de la señal principal respecto de las circundantes. La importancia relativa de estos valores cambia con la posición del arreglo a lo largo de la línea de sondeo, sin una relación evidente entre las respectivas curvas. En general, las curvas obtenidas por medio del método SEA presentan menos variaciones que las demás, otra característica relacionada con una mejor visualización de las señales.

En los estudios realizados se compararon resultados obtenidos cuando el número de fuentes utilizadas en el método SEA coincide con el número de apilamiento del método CMP. Si se realizan sondeos en los que las antenas se posicionan manualmente sobre la superficie, es necesario adquirir aproximadamente la misma cantidad de datos en ambos métodos. Es decir que los métodos SEA y CMP requieren de similares tiempos de adquisición. Sin embargo, el método SEA en general ha mostrado resultados superiores, como se ha visto a partir de los estudios realizados en esta Tesis.

Se mostraron los efectos de la selección de la dirección del haz transmitido (vinculado con el desplazamiento temporal) sobre los resultados del método SEA. Los resultados para el método SEA presentan mejoras que se maximizan para aquellos desplazamientos temporales que dirigen más eficientemente la energía a lo largo del camino emisor - reflector - receptor. Para estos desplazamientos temporales, las mejoras en los resultados para el método SEA exceden las correspondientes al método SO, en intervalos de desplazamiento temporal con una extensión en el orden o por encima de un período de muestreo típico. Esto demuestra que no es crítica la elección de este parámetro durante la implementación del método SEA ya que el mismo puede ser elegido con cierta flexibilidad. Asimismo, los resultados obtenidos para datos simulados y experimentales resultaron cualitativamente similares entre sí.

En resumen, en esta Tesis, se logró avanzar sustancialmente en la comprensión del método SEA y en su implementación. Se desarrollaron las técnicas y las herramientas básicas necesarias en su aplicación y se evaluaron cualitativa y cuantitativamente las mejoras en la interpretación de los datos, obtenidas con la utilización del método. Como resultado de todo ello, el método SEA se puede considerar un buen complemento para los sondeos SO habituales, además, el método se puede aplicar en paralelo o después de otros métodos de cobertura múltiple, normalmente sin adquirir datos adicionales. Los resultados obtenidos en el presente trabajo mostraron beneficios significativos en cuanto a la aplicación este nuevo método en georadar, lo que constituye un paso fundamental para continuar con el desarrollo del método.

7.2. Futuras líneas de trabajo

Los resultados obtenidos en esta Tesis muestran el gran potencial que presenta el método SEA; en consecuencia se proponen las siguientes líneas de trabajo para continuar el desarrollo del mismo:

- Realizar la implementación de arreglos no uniformes en cuanto a las separaciones, fases y amplitudes relativas de los distintos elementos, de manera de optimizar los campos emitidos sobre los blancos de interés.
- Estudiar el efecto sobre la respuesta del método SEA de las distintas orientaciones de las antenas emisora y receptora, entre sí y con respecto a la línea de sondeo. Del mismo modo, estudiar los beneficios de implementar arreglos cuyos elementos tengan distinta orientación, es decir, distinta polarización.
- Vinculado con esto, comparar el método SEA con metodologías que aplican la rotación de Alford [53]. En este método se adquieren varias trazas en cada punto de la superficie para distintas orientaciones relativas entre las antenas emisora y receptora, lo que da ventajas en cuanto a la localización de objetos alargados y a la estimación de su orientación [53], aunque presenta dificultades cuando la señal posee baja amplitud, el nivel de ruido en el medio es elevado o se producen errores en el posicionamiento de las antenas. En tales situaciones el método SEA podría

producir mejoras de relevancia.

- Extender la aplicación del método SEA a arreglos 2D, en los que los elementos se encuentran distribuidos tanto a lo largo de la línea de sondeo como en dirección perpendicular a ella, de manera de lograr angostar el haz y controlar su orientación en la dirección perpendicular a la línea de sondeo.
- Realizar estudios del campo generado por los distintos arreglos a través de simulaciones en 3D, de manera de alcanzar una comprensión más profunda del funcionamiento del método SEA y lograr controlar eficientemente el frente de ondas del arreglo para optimizar la respuesta.
- Desarrollar un sistema de adquisición automática que permita aplicar el método SEA en tiempos cortos de manera de hacer posible su utilización, por ejemplo, en grillas de alta densidad o para realizar estudios de perfiles extensos.
- Realizar estudios simulados y experimentales en relación con los efectos de los distintos tipos de fuentes de señales secundarias que se pueden observar en los datos experimentales. Se propone estudiar los efectos del ruido coherente (producido por fuentes en el subsuelo o fuera de el) y no coherente (por ejemplo, ruido electrónico).
- Realizar estudios sistemáticos, tanto experimentales como simulados, para analizar las mejoras que produce el método SEA en la resolución de señales próximas ente sí y en la profundidad de penetración.
- Aplicar el teorema de reciprocidad, que indica que los patrones de radiación de una antena en emisión y recepción son los mismos [54], para utilizar arreglos de receptores, en forma similar a lo realizado en esta Tesis con emisores.

Apéndice A

Simulación numérica de radargramas

En las aplicaciones consideradas del método de georadar los campos son emitidos desde la interfase aire - suelo y se propagan a través del subsuelo donde interactúan con diversos objetos. Los blancos de interés pueden estar ubicados a profundidades que corresponden tanto a las regiones de campo cercano como de campo lejano. Dado que se trata de un problema complejo del que no es posible obtener una solución analítica, es habitual simular numéricamente la respuesta del sistema.

Los radargramas simulados numéricamente permiten estudiar la relación entre las señales observadas y los blancos que las generan. Los datos simulados tienen otras aplicaciones, como por ejemplo, identificar señales con formas características. Para ello, se genera una respuesta simulada y luego se la compara con las señales detectadas, de esta manera, se estudia cuáles de ellas podrían corresponder a los objetos enterrados [39]. Otra de las aplicaciones consiste en verificar la interpretación realizada de los datos. Luego de una primera interpretación de los datos se propone un modelo, es decir, las propiedades eléctricas y geometría tanto del medio como de los blancos y se simula la respuesta del georadar para el modelo propuesto. Luego se comparan los resultados simulados para dicho modelo con las señales adquiridas. Es habitual, que como resultado de un primer análisis, se proponga una modificación del modelo inicial lo que lleva a un proceso de ajuste del modelo hasta llegar a la interpretación final de los datos.

Método de simulación

Todos los datos simulados en esta Tesis se obtienen con el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (*finite-difference time-domain*, FDTD) [52]. En este método, se resuelve numéricamente una versión discreta de las ecuaciones de Maxwell. Se consideran las ecuaciones [37]

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

donde ϵ , μ y σ son la permitividad, la permeabilidad magnética y la conductividad, respectivamente, \vec{E} es el vector campo eléctrico y \vec{H} es el vector campo magnético. Luego, para realizar simulaciones 2D de sondeos de reflexión en los que las antenas se ubican en la superficie aire - suelo con sus ejes perpendiculares a la línea de sondeo, la que se extiende a lo largo del eje x , se asume que las propiedades físicas del medio son invariantes en la dirección del eje y . En ese caso, de las ecuaciones (A.1) y (A.2) se obtienen ecuaciones desacopladas para las componentes de los campos electromagnéticos $\{E_y, H_x, H_z\}$ (componente transversa eléctrica, TE) y $\{E_x, E_z, H_y\}$ (componente transversa magnética, TM). Para la componente TE dichas ecuaciones se pueden expresar de la siguiente manera

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = \mu \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (\text{A.4})$$

$$\sigma E_y - \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} \quad (\text{A.5})$$

Para obtener una solución numérica de las ecuaciones (A.3), (A.4) y (A.5), se deriva un conjunto de ecuaciones en diferencias finitas sobre una grilla discreta y uniforme. Los puntos de la grilla se denotan por [52]

$$(x, z) = (j\Delta x, k\Delta z) \quad (\text{A.6})$$

donde Δx y Δz son los incrementos espaciales de la grilla. A su vez, cada función del espacio y del tiempo se escribe de la siguiente manera

$$F(x, z, t) = F(j\Delta x, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(j, k) \quad (\text{A.7})$$

donde Δt es el incremento temporal. Finalmente las derivadas espaciales y temporales en las ecuaciones se aproximan utilizando el método de diferencias finitas.

Implementación computacional

Se utiliza la implementación del método FDTD realizada por Irving y Knight [55]. Se trata de un código en lenguaje MATLAB que permite simular numéricamente los campos generados por un sistema de georadar en dos dimensiones (2D). El código tiene las siguientes características:

- Para las derivadas espaciales se utiliza una aproximación de diferencias finitas de cuarto orden, mientras que para las derivadas temporales se utilizan expresiones de segundo orden.
- Se utilizan condiciones de contorno de tipo *perfectly matched layer* (PML) de manera de evitar reflexiones de los bordes de la grilla. Para ello se agrega en el contorno de la grilla cierta cantidad de celdas con propiedades electromagnéticas tales que los campos que llegan a esa región sean absorbidos por completo de manera de evitar reflexiones de los mismos hacia el interior de la grilla.
- Para introducir una fuente de campo eléctrico en la grilla se considera el pulso de la figura A.1 para el campo eléctrico (E_y), el cual se suma en cada paso temporal en la posición de la grilla en la que se encuentra la fuente. Esto es equivalente a sumar el pulso correspondiente a la fuente a la componente y del término de la densidad de corriente en las ecuaciones de Maxwell.
- Para simular los receptores se registra el campo eléctrico, en función del tiempo, en los puntos de la grilla en los que se encuentran los receptores.
- Dado que se trata de un código 2D las fuentes son elementos lineales que se extienden infinitamente en la dirección perpendicular al plano de sondeo, en consecuencia el código no modela adecuadamente la dispersión y el patrón de radiación de fuentes tipo dipolo, para ello es necesario un código 3D. Sin embargo el código permite reproducir las principales características de las señales obtenidas en un sondeo con georadar.
- El programa requiere como entrada las matrices con las propiedades electromagnéticas del modelo (ϵ , σ y μ), las posiciones de las fuentes y de los receptores. Además de la frecuencia central de la fuente, los pasos espaciales y temporal y el tiempo final de la simulación.

- Para cada una de las posiciones de las fuentes, el código realiza una serie completa de iteraciones desde $t = 0$ hasta el tiempo final de la simulación. De esta manera se obtiene una sección de datos de $E_y(x_r, t)$ en configuración emisor común (x_r representa las posiciones del receptor).
- Como salida, el código genera un cubo de datos, es decir, una matriz con tres índices que contiene todas las secciones de datos de $E_y(x_r, t)$ en configuración emisor común, una para cada posición del emisor.

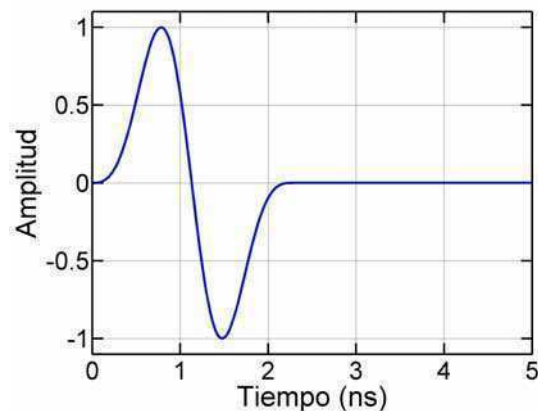


Figura A.1: Pulso que alimenta el campo eléctrico E_y para una frecuencia de 500 MHz.

Modificaciones realizadas sobre el código

El programa se modificó de manera de facilitar su aplicación con los propósitos específicos de esta Tesis. En la primera de las modificaciones realizadas, se adaptó el formato de salida de los datos de manera que corresponda al formato de aquellos datos adquiridos con equipos de georadar. Esto permitió tratar los datos simulados con los programas de procesamiento y visualización desarrollados previamente, dentro del marco de esta Tesis. Para ello se implementó un fragmento de código que permite guardar en archivos separados los datos correspondientes a cada una de las secciones en configuración emisor común para el campo $E_y(x_r, t)$. En estos archivos se incluyen, además, los tiempos en los que se registra el campo (t) y las posiciones del emisor y de los receptores (x_r); contar con esta información facilita el posterior tratamiento de dichos datos, como por ejemplo, cuando se extraen los datos necesarios para simular los registros obtenidos con un sistema de georadar en los distintos tipos de sondeos.

Dado que para cada una de las posiciones de la fuente los resultados se guardan en archivos separados, las modificaciones realizadas presentan la ventaja adicional de permitir detener la simulación, lo que es particularmente útil en los casos con grillas extensas para los que se requieren tiempos largos de corrida.

Para los estudios realizados en esta Tesis resultó de interés analizar la propagación de las señales y la interacción de las mismas con los blancos. Por esta razón otra modificación realizada, sobre el código original, consistió en desarrollar una versión alternativa de dicho código en la que se incorpora un fragmento de programa que permite extraer capturas del campo en cada paso temporal de la simulación. Cuando se corre la nueva versión del código se obtiene, como salida, una serie de archivos que contienen las matrices con los valores del campo eléctrico en cada posición, $E_y(x, z)$, para cada paso temporal de la simulación.

Aplicación del código a las simulaciones realizadas

Los parámetros utilizados en las simulaciones realizadas en esta Tesis fueron:

- Frecuencia central de emisión es 500 MHz
- Espaciamiento de la grilla es 0,01 m
- Paso temporal $dt = 0,02$ ns
- Para simular emisores y receptores ubicados en la interfase aire - suelo, estos se ubican en la primera línea de la grilla con los parámetros del medio.

Apéndice B

Arreglos de antenas en un medio uniforme

En esta sección se presentan las ecuaciones que describen la distribución de la energía radiada por un dipolo oscilante de media onda y las correcciones necesarias cuando el dipolo está desplazado del origen. Luego, se aplica el principio de superposición para calcular el factor del arreglo, asumiendo por simplicidad que los dipolos son paralelos [37] [56].

Se considera una antena delgada con longitud l , como se muestra en la figura B.1, la que genera campos armónicos (frecuencia ω). Las fuentes del arreglo se representan por una densidad de corriente eléctrica unidimensional $\vec{J}_{orig}(\vec{r}, t)$, a lo largo del eje de la antena (eje \hat{z}):

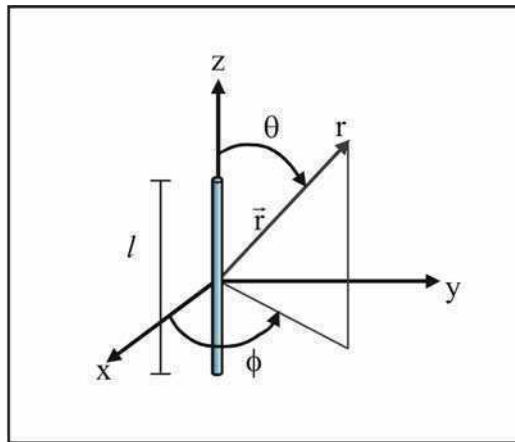


Figura B.1: Dipolo emisor y sistema de coordenadas.

$$\vec{J}_{orig}(\vec{r}, t) = \begin{cases} I_0 e^{-i\omega t} \sin(\frac{\pi}{2} - k|z|) \delta(x) \delta(y) \hat{z} & \text{si } |z| \leq \frac{\lambda}{4} \\ 0 & \text{si } |z| > \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

donde I_0 es la amplitud de la corriente, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda, λ es la longitud de onda en el medio, δ es la función delta de Dirac, y el subíndice *orig* indica que la fuente se localiza en el origen de coordenadas. Se considera una longitud $l = \frac{\lambda}{2}$ para la antena; esta situación representa aproximadamente un dipolo radiante de media onda. La ecuación (B.1) es una buena aproximación cuando el diámetro de la antena es pequeño con respecto a su longitud, pero no es válida para antenas gruesas (en ese caso habría que considerar la dependencia radial de \vec{J}_{orig}).

El campo eléctrico resultante radiado por el dipolo, expresado en coordenadas esféricas (figura B.1), está dado por:

$$\vec{E}_{orig}(\vec{r}, t) = i2I\eta \frac{e^{i(kr-\omega t)} \cos(\frac{\pi}{2} \cos(\theta))}{4\pi r \sin(\theta)} \hat{\theta} \quad (\text{B.2})$$

donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia del medio, con μ la permeabilidad magnética y ϵ la permitividad. Se calcula la densidad de potencia $\frac{dP}{ds}$ de la antena para describir su patrón de radiación:

$$\frac{dP}{ds} = |\langle \vec{S} \rangle| = \left| \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \right| \quad (\text{B.3})$$

\vec{S} denota el vector de Poynting y los corchetes indican promedio temporal en un período. Para la fuente considerada, resulta

$$\left(\frac{dP}{ds} \right)_{orig} = \frac{I_0^2 \eta}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos(\theta))}{\sin(\theta)} \right]^2 \quad (\text{B.4})$$

Entonces, la potencia por unidad de ángulo sólido $\frac{dP}{d\Omega}$ o intensidad de radiación se puede expresar como:

$$\left(\frac{dP}{d\Omega} \right)_{orig} = r^2 \left(\frac{dP}{ds} \right)_{orig} = \frac{I_0^2 \eta}{8\pi^2} \left[\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos(\theta))}{\sin(\theta)} \right]^2 \quad (\text{B.5})$$

Cuando se considera un dipolo desplazado del origen, a lo largo de la dirección \vec{d} , la densidad de corriente respectiva \vec{J}_{desp} se puede escribir de la siguiente manera:

$$\vec{J}_{desp}(\vec{r}, t) = a e^{-i(\omega t + \varphi)} \vec{J}_{orig}(\vec{r} - \vec{d}) \quad (\text{B.6})$$

donde \vec{J}_{orig} es la densidad de corriente cuando la fuente se encuentra en el origen (ecuación (B.1)). Se agrega un término de fase φ y un factor de amplitud a con el propósito de contabilizar posibles cambios en esos parámetros. El campo eléctrico resultante es:

$$\vec{E}_{desp}(\vec{r}, t) = ae^{-i\varphi} e^{-i\vec{k}\cdot\vec{d}} \vec{E}_{orig}(\vec{r}, t) \quad (\text{B.7})$$

Finalmente, el campo eléctrico de un arreglo de dipolos en la región de campo lejano se puede obtener superponiendo los campos de los dipolos individuales. Para los dipolos de media onda considerados, un arreglo de N elementos se describe por la siguiente expresión:

$$\vec{E}_N(\vec{r}, t) = \vec{E}_{orig}(\vec{r}, t) \left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-i\varphi_n} e^{-i\vec{k}\cdot\vec{d}_n} \right) \quad (\text{B.8})$$

El término entre paréntesis es el único que contiene las posiciones de las fuentes \vec{d}_n y sus amplitudes a_n y fases φ_n relativas y se lo define como *factor del arreglo* (Γ_N):

$$\Gamma_N = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-i\varphi_n} e^{-i\vec{k}\cdot\vec{d}_n} \quad (\text{B.9})$$

La potencia por unidad de área radiada por el arreglo $\left(\frac{dP}{ds}\right)_N$ se puede expresar como

$$\left(\frac{dP}{ds}\right)_N = |\Gamma_N|^2 \left(\frac{dP}{ds}\right)_{orig} \quad (\text{B.10})$$

donde $\left(\frac{dP}{ds}\right)_{orig}$ es la densidad de potencia radiada por un único dipolo localizado en el origen (ecuación (B.5)). Análogamente, la potencia por unidad de ángulo sólido se puede expresar como:

$$\left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_N = |\Gamma_N|^2 \left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_{orig} \quad (\text{B.11})$$

El primer factor de esta ecuación, el factor del arreglo, tiene en cuenta la distribución especial de los elementos, sus fases y amplitudes relativas, mientras que el segundo es la densidad de potencia del elemento generador; entonces, se puede pensar que el factor del arreglo modula el patrón del elemento generador.

La manera más simple de generar patrones con características específicas es considerando arreglos regulares. Un arreglo regular se compone por varias fuentes que tiene idéntica amplitud y presentan incrementos fijos en sus fases

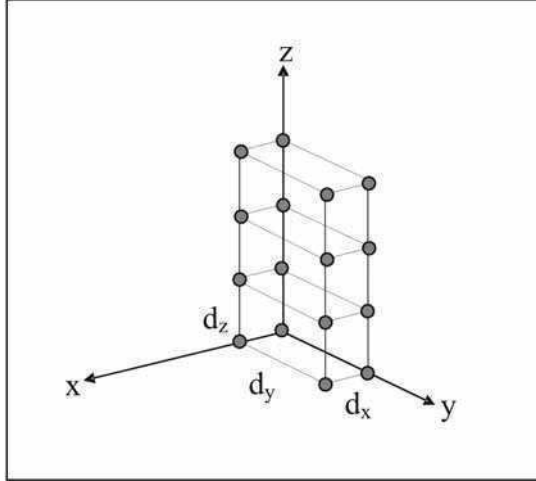


Figura B.2: Arreglo regular con $N_1 = 2$, $N_2 = 2$, $N_3 = 4$, $d_x = 3,0 d_y$ y $d_z = 1,5 d_x$.

y con distribución regular en el espacio. En este caso, es útil expresar el factor del arreglo por medio de notación cristalográfica. La posición de cada elemento del arreglo, \vec{d}_n , se escribe por medio del vector [57]:

$$\vec{d}_n = n_1 \vec{b}_1 + n_2 \vec{b}_2 + n_3 \vec{b}_3 \quad (\text{B.12})$$

donde \vec{b}_1 , \vec{b}_2 y \vec{b}_3 son generadores no coplanares, y $n_i = 0, 1, \dots, (N_i - 1)$, $i = 1, 2, 3$. Con esta notación, el número total de dipolos N se relaciona con N_i por medio de $N = N_1 N_2 N_3$, mientras que la longitud total de la red, en la dirección \vec{b}_i , es $(N_i - 1)|\vec{b}_i|$. Por simplicidad, en lo que sigue se asume que \vec{b}_1 , \vec{b}_2 y \vec{b}_3 son paralelos a \hat{x} , \hat{y} y \hat{z} , respectivamente. Es decir que se define

$$\vec{b}_1 = d_x \hat{x}, \vec{b}_2 = d_y \hat{y}, \vec{b}_3 = d_z \hat{z} \quad (\text{B.13})$$

y finalmente la ecuación (B.12) se puede expresar como sigue:

$$\vec{d}_n = n_1 d_x \hat{x} + n_2 d_y \hat{y} + n_3 d_z \hat{z} \quad (\text{B.14})$$

donde d_x , d_y y d_z denotan las constantes de red a lo largo de los tres ejes cartesianos.

La figura B.2 muestra un ejemplo con $N_1 = 2$, $N_2 = 2$, $N_3 = 4$, $d_x = 3,0 d_y$ y $d_z = 1,5 d_x$. La fase de cada elemento, φ_n , se puede expresar de manera similar como:

$$\varphi_n = n_1 \alpha_1 + n_2 \alpha_2 + n_3 \alpha_3 \quad (\text{B.15})$$

con α_1 , α_2 y α_3 , los incrementos en las direcciones \vec{b}_1 , \vec{b}_2 y \vec{b}_3 , respectivamente. Considerando las ecuaciones (B.14) y (B.15), y asumiendo que las fuentes

tienen idéntica amplitud ($a_i = 1, \forall i$), el factor del arreglo (ecuación (B.9)) se puede escribir como:

$$\Gamma_N = \left(\sum_{n_1=0}^{N_1-1} e^{-in_1(\alpha_1+k_x d_x)} \right) \left(\sum_{n_2=0}^{N_2-1} e^{-in_2(\alpha_2+k_y d_y)} \right) \left(\sum_{n_3=0}^{N_3-1} e^{-in_3(\alpha_3+k_z d_z)} \right) \quad (\text{B.16})$$

Si se considera que

$$\sum_{m=0}^{N-1} e^{-im\gamma} = \frac{\text{sen}\left(\frac{N\gamma}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\gamma}{2}\right)} e^{-i(N-1)\frac{\gamma}{2}} \quad (\text{B.17})$$

Entonces, se obtiene la siguiente expresión:

$$|\Gamma_N|^2 = \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N_1(\alpha_1+k_x d_x)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha_1+k_x d_x)}{2}\right)} \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N_2(\alpha_2+k_y d_y)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha_2+k_y d_y)}{2}\right)} \frac{\text{sen}^2\left(\frac{N_3(\alpha_3+k_z d_z)}{2}\right)}{\text{sen}^2\left(\frac{(\alpha_3+k_z d_z)}{2}\right)} \quad (\text{B.18})$$

La dependencia angular está implícita en los términos k_i . La ecuación (B.18) está compuesta por tres factores, relacionados con los parámetros de la red en diferentes direcciones. Esto simplifica el análisis de las características del patrón resultante como función de los parámetros de la red, con una simplificación adicional cuando se consideran arreglos en una o dos direcciones (por ejemplo, dipolos alineados o un arreglo plano, respectivamente).

Apéndice C

Programa *3DArray*

El código *3DArray*, desarrollado en el lenguaje MATLAB, permite calcular el patrón de radiación de arreglos de dipolos de media onda, con direcciones paralelas, ya sea considerando una configuración regular o irregular. En primer término, el código calcula el patrón de radiación de un dipolo de media onda localizado en el origen (ecuación (B.5)), ya que éste es el elemento primario que constituye el arreglo. Luego, dadas las características del arreglo (número de dipolos, posición, etc.), se determina el factor del arreglo, (ecuación (B.18) para arreglos regulares, o ecuación (B.9) para arreglos irregulares), finalmente, el patrón de radiación del arreglo se obtienen de la ecuación (B.11).

El programa muestra los valores de algunas cantidades que permiten describir las características principales del patrón de radiación de la antena, en este caso del arreglo [56]. Una cantidad importante es la *Potencia Radiada Total*, P_T , emitida por la antena, que se define como

$$P_T = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{dP}{d\Omega} d\Omega \quad (\text{C.1})$$

La capacidad de la antena para dirigir esta potencia en una dada dirección (θ, ϕ) usualmente se mide por medio de la directividad, $D(\theta, \phi)$, que se define como la potencia por unidad de ángulo sólido normalizada por el factor $P_T/4\pi$

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_T} \frac{dP}{d\Omega} \quad (\text{C.2})$$

El factor de normalización $P_T/4\pi$ representa la potencia radiada por unidad de ángulo sólido cuando se considera una antena no direccional (sin dependencia angular); este se puede interpretar además como la densidad de potencia

promedio por unidad de ángulo sólido. Entonces, para patrones uniformes, es $D = 1$ en todas direcciones. Por el contrario para patrones direccionales, es $D > 1$ para aquellos ángulos en los cuales se presentan lóbulos, mientras que es $D < 1$ en los valles que presenta el patrón. Una cantidad relacionada es la *ganancia* de la antena, $G(\theta, \phi)$. En este caso, la potencia total provista por la fuente, P_S , habitualmente llamada *Potencia de entrada*, reemplaza la potencia de la fuente, P_T , en la ecuación (C.2):

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_S} \frac{dP}{d\Omega} \quad (\text{C.3})$$

Las pérdidas que se producen durante el proceso de emisión usualmente se representan por el *factor de eficiencia*, e , que se define como el cociente P_T/P_S . El factor e toma valores entre 0 y 1; 1 corresponde a un dispositivo ideal sin pérdidas, mientras que los valores más bajos corresponden a sistemas muy ineficientes. El factor e relaciona, además, las funciones G y D

$$G(\theta, \phi) = eD(\theta, \phi) \quad (\text{C.4})$$

La última cantidad que se considera es el *ángulo sólido del haz*:

$$\Delta\Omega = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{D(\theta, \phi)}{D_{max}} d\Omega \quad (\text{C.5})$$

donde D_{max} es el máximo valor de $D(\theta, \phi)$. Para antenas altamente directivas, las que concentran la mayor parte de su potencia radiada en un pequeño ángulo sólido, $\Delta\Omega$ es cercano a 0, su mínimo valor. Por el contrario, para antenas isótropas $\Delta\Omega$ toma su máximo valor 4π . La cantidad $\Delta\Omega$ representa el ángulo sólido a través del cual toda la potencia radiada se encausaría si la potencia por unidad de ángulo sólido, $dP/d\Omega$, fuera constante sobre esta región angular.

El programa tiene una interfase gráfica, que permite un uso amigable por medio de una barra de menú y diferentes controles gráficos. Utilizando esta interfase se pueden variar fácilmente las características del arreglo. En la figura C.1 se muestra esta interfase para arreglos con configuración regular (opción *Regular* en el menú *Array*). En el sector superior izquierdo de esta ventana, aparecen los parámetros del arreglo (*Array parameters*): N_x , N_y y N_z (número de dipolos en los ejes x , y y z , respectivamente), d_i/λ , $i = x, y, z$, (sus correspondientes separaciones d_i en unidades de longitud de onda λ), y finalmente, ϕ_i/π (las fases ϕ_i normalizadas a π). Una vez que se dan estos parámetros,

se calculan los valores de la Potencia Radiada Total (*Total radiated power*) (ecuación (C.1)), expresada en Wats, y el Ángulo Sólido del Haz (*Beam solid angle*) (ecuación (C.5)), en radianes. Estos valores se muestran en el sector *Pattern characteristics* (figura C.1). En paralelo, aparecen cuatro gráficos 3D en diferentes ventanas, como se muestra en la figura C.2: a) la ventana *Half wave dipole radiation pattern* que corresponde al patrón de radiación de un dipolo elemental en el origen, $(\frac{dP}{d\Omega})_{orig}$, b) la ventana *Array* que muestra la distribución en el espacio de los dipolos, c) el factor del arreglo (*Array factor*) $|\Gamma_N|^2$, y d) el patrón de radiación del arreglo (*Array radiation pattern*), $(\frac{dP}{d\Omega})_N$. Cuando se varían los parámetros de entrada, las cantidades en el sector *Pattern characteristics* y los gráficos se actualizan automáticamente. De esta manera es fácil ver cómo variaciones en el arreglo modifican el patrón de radiación de la antena.

En el subsector *Evaluation in a point* del sector *Pattern characteristics* se muestran algunas características del patrón de radiación, que se calculan en la dirección definida por los ángulos esféricos θ y ϕ . La intersección entre estas direcciones y el patrón de radiación se muestra como un punto en el patrón de radiación del arreglo (ventana *Array radiation pattern*) (ver figura C.2d). Las cantidades dadas en el sector *Evaluation in a point* son: a) la intensidad de radiación (ecuación (B.11)), b) la densidad de potencia (ecuación (B.10)), c) la ganancia (ecuación (C.3)) y d) la directividad (ecuación (C.2)). Notar que para calcular la directividad es necesario asignar un valor al factor de eficiencia, e . Este valor, junto con la intensidad I_0 del dipolo elemental, se pueden establecer seleccionando *Options* en el barra de menú.

También es posible cambiar el tipo de gráfico, seleccionando gráficos tipo superficie (*Surface*) o curva (*Curve*) en el sector *Plot*. De esta forma, se puede obtener una idea global del patrón utilizando un gráfico de superficie, y luego se pueden observar los detalles utilizando diferentes cortes. Cuando el casillero *Curve* está marcado se muestran tres curvas; una para θ constante y las otras para dos valores diferentes de ϕ (estos valores se pueden variar utilizando los controles deslizables).

La barra de menú tiene opciones para guardar en disco la configuración del arreglo y los resultados, y para cargarlos nuevamente. Por otro lado, el programa incluye dos configuraciones predeterminadas, una de ellas para la antena de una base de telefonía celular y otra para una antena de aplicaciones

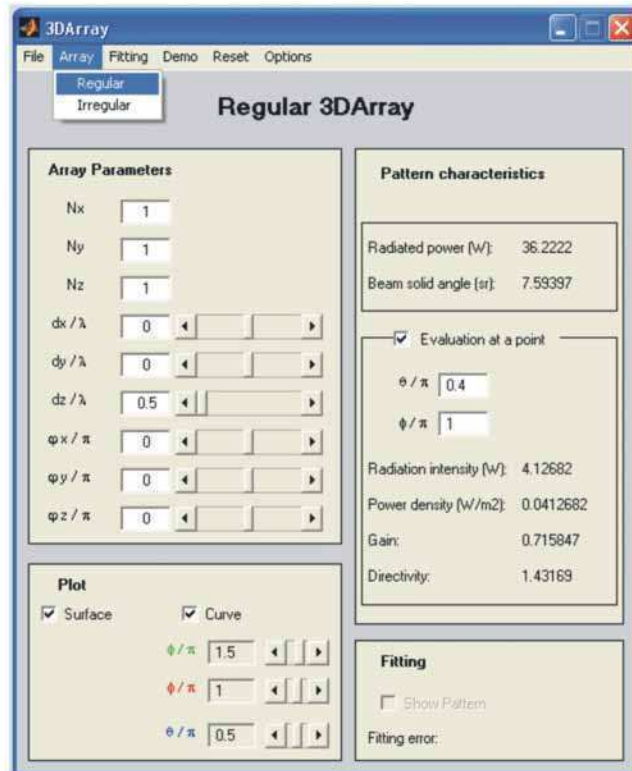


Figura C.1: Interfase gráfica del programa *3DArray*, configurado para arreglos regulares. En el sector superior izquierdo, se pueden introducir los parámetros del arreglo. El sector *Pattern characteristics* muestra algunas cantidades que caracterizan el patrón de radiación. El sector *Plot* permite seleccionar el formato de visualización (superficie y/o curvas en determinadas posiciones angulares). Finalmente, un cuarto sector se utiliza en el proceso de ajuste.

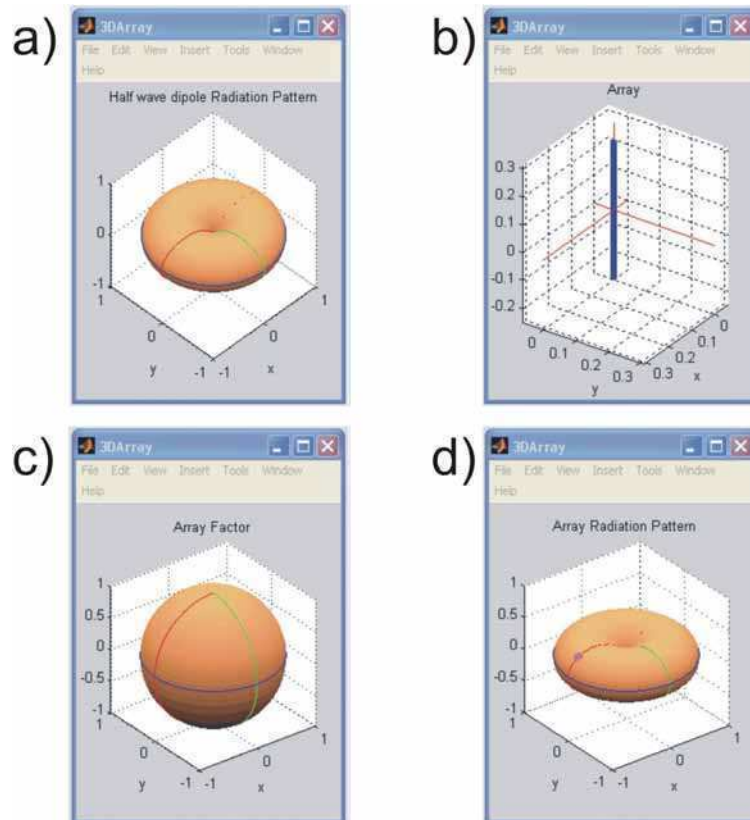


Figura C.2: Estos gráficos muestran a) la visualización 3D del patrón de radiación de un dipolo de media onda, b) la distribución geométrica de dipolos en el arreglo, c) el factor del arreglo y d) el patrón de radiación del arreglo.

de georadar.

Como un ejemplo del funcionamiento del programa *3DArray*, se considera un arreglo regular formado por cuatro dipolos idénticos paralelos alineados con el eje y (figura C.3a). Los parámetros completos de este ejemplo (Caso 1) son los siguientes:

$$\begin{aligned}(N_x, N_y, N_z) &= (1; 4; 1) \\ (d_x, d_y, d_z)/\lambda &= (0; 0,50; 0) \\ (\phi_x, \phi_y, \phi_z)/\pi &= (0; 0; 0)\end{aligned}\tag{C.6}$$

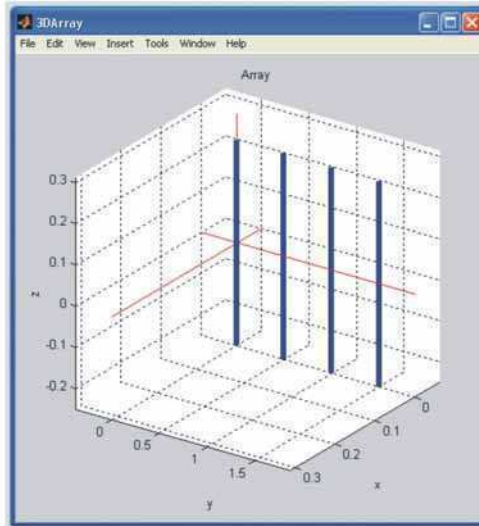
En la figura C.3b se muestra el patrón de radiación resultante. Esta configuración produce un patrón achatado, con dos lóbulos principales que concentran la mayor parte de la energía emitida, y cuatro lóbulos secundarios muy pequeños. Si la posición de los cuatro dipolos descritos en el ejemplo cambia a una distribución rectangular (Caso 2, C.4a):

$$\begin{aligned}(N_x, N_y, N_z) &= (2; 2; 1) \\ (d_x, d_y, d_z)/\lambda &= (0,25; 0,50; 0) \\ (\phi_x, \phi_y, \phi_z)/\pi &= (0; 0; 0)\end{aligned}\tag{C.7}$$

la nueva configuración también produce dos lóbulos principales (figura C.4b), pero con una potencia radiada de 162 W , mayor que el valor de 115 W producida en el Caso 1. Otro parámetro que se puede variar por medio de la interfase gráfica es la fase relativa entre los dipolos. Por ejemplo, si la fase relativa ϕ_i/π cambia de 0 a 0,5 el patrón de radiación resultante (figura C.4c) es muy diferente, un lóbulo desaparece y la energía radiada se concentra en una única dirección.

Cuando se trata de arreglos no regulares se cuenta con mayor libertad en la elección de los parámetros. Cuando se analizó el Caso 1 (figura C.3), se mostró que junto con los lóbulos principales aparecen cuatro lóbulos más pequeños. Esto significa que parte de la energía disponible se propaga en una dirección distinta a las principales. Entonces es usual intentar minimizar los lóbulos secundarios. Una manera de realizar esto es cambiar la intensidad relativa de los dipolos. Primero es necesario cambiar a la ventana *Irregular 3D Array* (figura C.5a) seleccionando la opción *Array* en la barra de menú y luego seleccionar *Irregular*. En esta ventana se puede fijar el número total de dipolos (N) y de manera independiente variar las características de cada elemento: las amplitudes (a), las coordenadas en las que se ubica cada uno de los dipolos (x/λ , y/λ

a)



b)

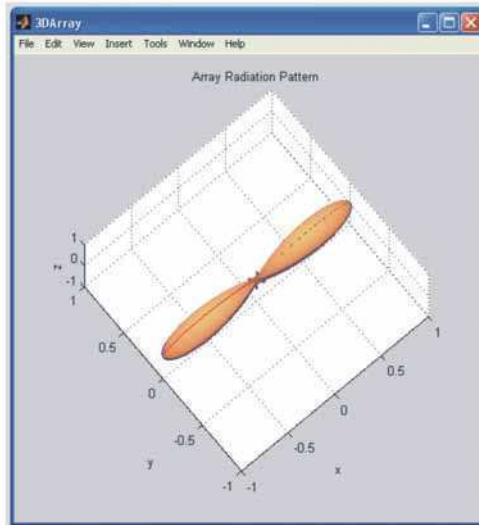


Figura C.3: a) Arreglo regular de cuatro dipolos ubicados en el eje y , con $d_y = 0,5\lambda$ (Caso 1), y b) el patrón de radiación correspondiente.

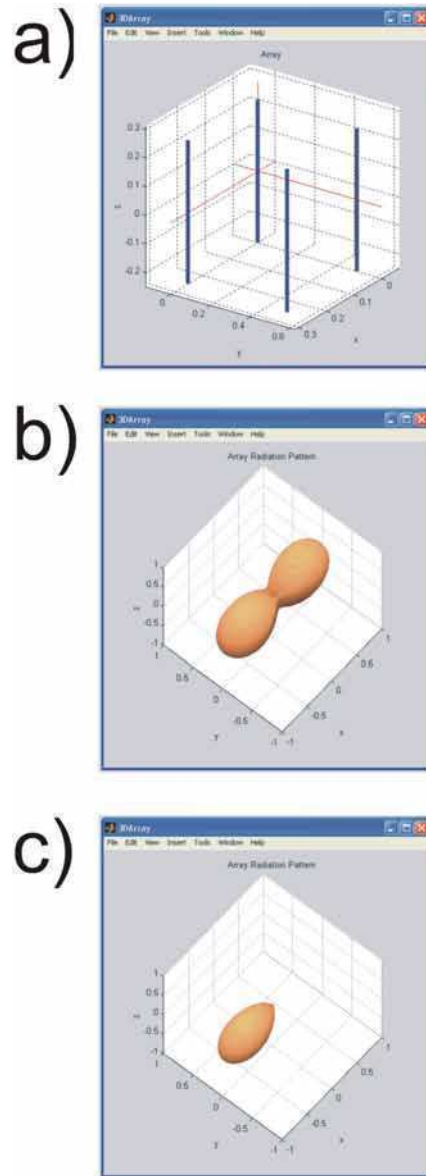


Figura C.4: a) Arreglo regular formado por dos filas de dos dipolos, con $d_x = 0,25 \lambda$ y $d_y = 0,5 \lambda$ (Caso 2) y b) el patrón de radiación correspondiente. c) Patrón de radiación de la misma distribución, pero introduciendo un corrimiento de fase $\phi_x = 0,5 \pi$ entre los dipolos.

y z/λ), y las fases correspondientes (ϕ/π). Los valores que se muestran en la figura C.5a, corresponden al Caso 1, excepto por un cambio en las intensidades de los dipolos. En el patrón de radiación resultante (figura C.5b) se puede ver que los lóbulos secundarios desaparecen.

En muchos casos prácticos, la descripción técnica de una antena incluye el patrón de radiación pero no su geometría ni su distribución de corriente. En consecuencia, se tiene una gran limitación al realizar experimentos numéricos, para los cuales es necesario conocer los campos electromagnéticos generados por la antena. Por ejemplo, cuando se trata de evaluar la penetración de los campos electromagnéticos en el suelo o la señal producida por un objeto en particular. Una manera de superar esta limitación es obtener una fuente equivalente o un sistema de fuentes que produzca un patrón de radiación similar al patrón conocido para una determinada antena; los campos electromagnéticos se pueden calcular luego para la fuente equivalente.

Como ejemplo, se considera el patrón de radiación de una antena de georadar que se muestra en la figura C.6a [58], y se busca un arreglo de dipolos cuyo patrón se ajuste al original. Para ello se utiliza la opción *Fitting*, del menú principal del programa *3DArray* (figura C.1). Inicialmente se propone un arreglo compuesto por dos dipolos ubicados a lo largo del eje x , y se varía su posición y fases relativas, utilizando el método de prueba y error. Como error de ajuste, el programa calcula la desviación estándar. Para la configuración de dos dipolos se obtiene un buen ajuste para $d_x/\lambda = 0,17$ y $\phi_x/\pi = 0,5$ (figura C.6b); el error de ajuste para esta configuración es 0.09. Para mejorar el ajuste se agrega otro dipolo también ubicado en el eje x . Luego, se lo desplaza a una nueva posición en el eje x , de manera que resulta un arreglo no regular. El mejor ajuste se obtiene para el dipolo a una distancia $0,31 \lambda$ del origen y fase relativa cero (error: 0.05). La figura C.6c muestra el patrón de radiación resultante. Claramente este resultado es mejor y no se lo podría haber obtenido utilizando un arreglo regular.

Los ejemplos anteriores muestran brevemente cómo es posible estudiar las características del patrón de radiación y su dependencia de los parámetros del arreglo: número de dipolos, posiciones, amplitudes y fases. El conocimiento derivado de experimentar diferentes clases arreglos es importante para diseñar arreglos con distribuciones específicas de la energía radiada.

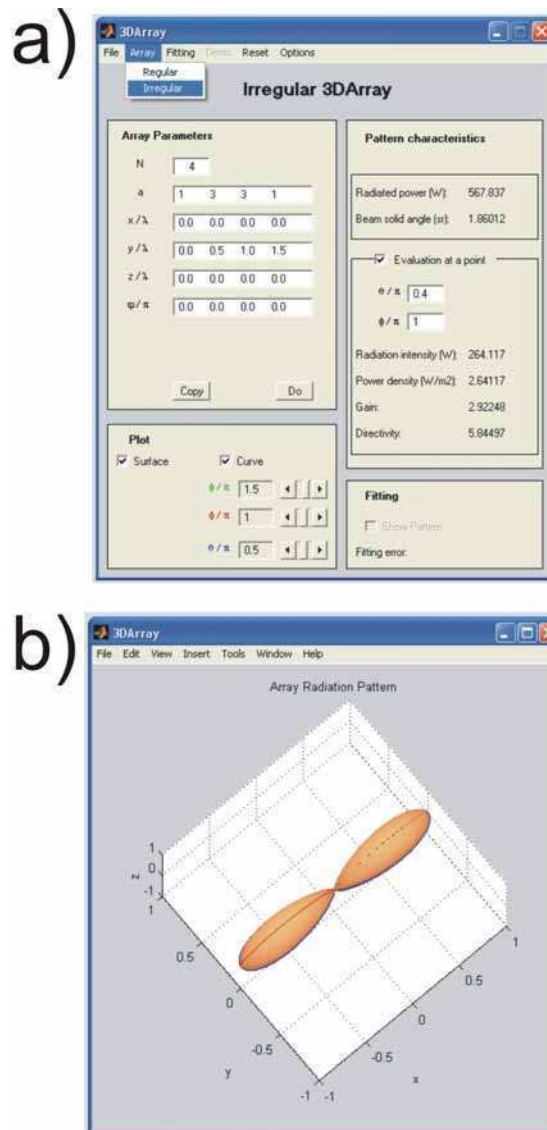


Figura C.5: a) Interfase gráfica del programa *3DArray*, configurado para arreglos no regulares. En el sector *Array Parameters* N es el número total de dipolos, a las amplitudes correspondientes, x/λ , y/λ y z/λ , las ubicaciones de cada dipolo y ϕ_i/π la fases correspondientes. b) Patrón de radiación correspondiente a los parámetros $N = 4$, $a = (1\ 3\ 3\ 1)$, $x/\lambda = (0,0\ 0,0\ 0,0\ 0,0)$, $y/\lambda = (0,0\ 0,5\ 1,0\ 1,5)$, $z/\lambda = (0,0\ 0,0\ 0,0\ 0,0)$ y $\phi/\pi = (0,0\ 0,0\ 0,0\ 0,0)$.

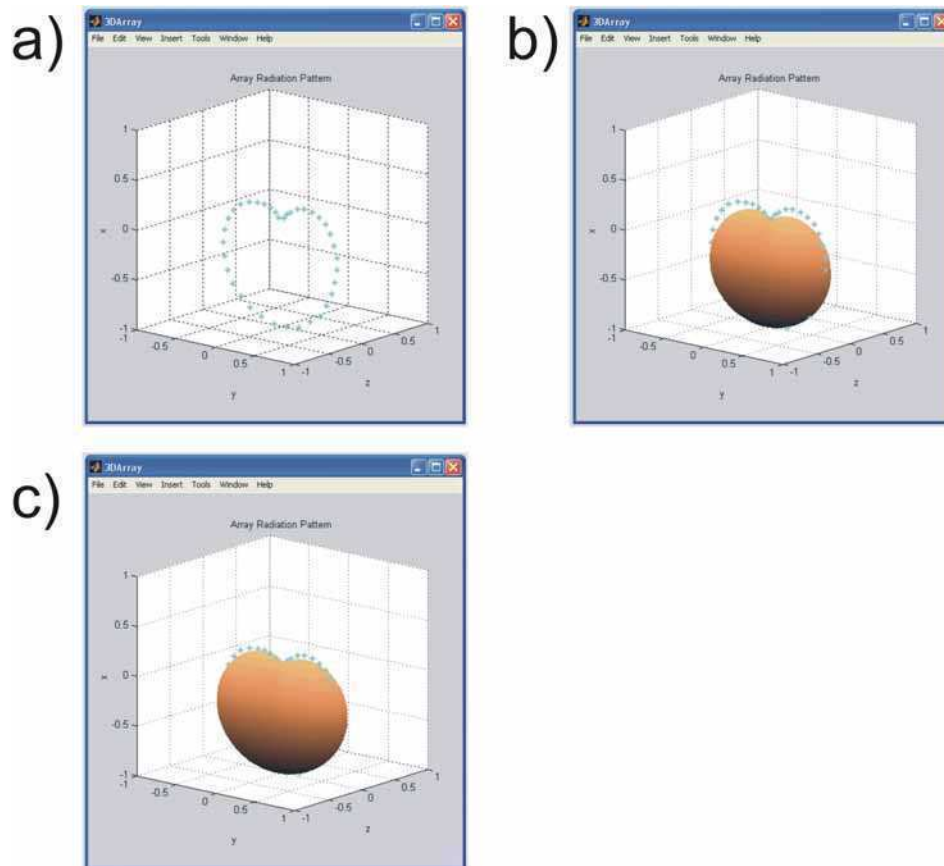


Figura C.6: a) Patrón de radiación correspondiente a una antena de georadar. b) Patrón de radiación obtenido ajustando los parámetros de un arreglo regular compuesto de dos dipolos (gráfico de superficie) y patrón original (línea de puntos). c) Patrón de radiación obtenido ajustando los parámetros de un arreglo no regular compuesto por tres dipolos.

Apéndice D

Programa *EntornoSEA*

El método de arreglos sintéticos de emisores de georadar permite aumentar la directividad de los campos transmitidos por los equipos y concentrar la energía disponible sobre los blancos de interés. La tarea de diseñar el arreglo apropiado para cada caso implica ajustar varios parámetros tales como la distancia entre los componentes del arreglo y sus fases relativas. Para realizar la elección de los parámetros adecuados se deben considerar las propiedades del medio, la profundidad de los blancos y la frecuencia de emisión del equipo de georadar.

En el marco de esta Tesis se desarrolló un código computacional para la implementación de las distintas etapas del método SEA. El programa, desarrollado en el lenguaje MATLAB (versión 7.0), está dividido en tres módulos: *Array Field*, *SEA Method Radargram* e *Image Processing*. Estos permiten obtener el gráfico del campo de un arreglo en un medio uniforme, obtener la respuesta del arreglo para datos experimentales o sintéticos y aplicar una metodología de procesamiento para aumentar la continuidad lateral de las señales. El código facilita el diseño de los arreglos para optimizar las características del campo sobre el blanco. Se desarrolló, además, un entorno gráfico amigable con herramientas para el análisis de los resultados, para simplificar la aplicación del mismo.

El entorno consiste en dos ventanas, una de las cuales contiene la interfase gráfica y la otra contiene la figura de los resultados. La interfase gráfica permite un uso sencillo del programa, a través de una barra de menú y diferentes controles, está dividida en tres paneles que permiten cargar los datos, generar

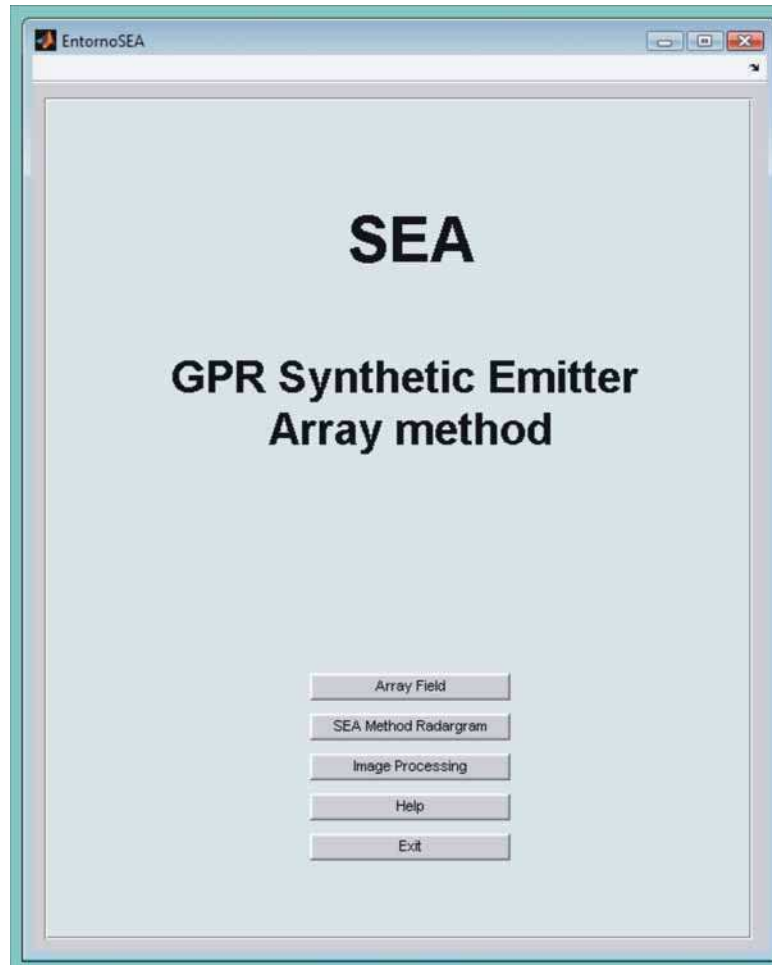


Figura D.1: Ventana de presentación del programa *EntornoSEA*.

la respuesta del arreglo y modificar la imagen obtenida.

Al iniciar el programa se muestra una ventana de presentación (figura D.1), con el nombre del programa y botones que permiten ingresar a cada uno de los módulos: *Array Field*, *SEA Method Radargram* e *Image Processing*. También se muestran botones que permiten abrir la ventana de ayuda (*Help*) o salir del programa (*Exit*).

El módulo *Array Field* permite simular la construcción de arreglos de emisores de georadar, a partir de fuentes tipo dipolo, paralelas entre sí y en una configuración regular, sintetizar el campo del arreglo y mostrar un gráfico del mismo. El módulo *SEA Method Radargram* permite obtener el radargrama correspondiente a un arreglo y el módulo *Image Processing* permite obtener un radargrama compuesto por segmentos de radargramas generados con distinto desplazamiento temporal.

Todos los módulos están divididos en tres paneles: *Input data*, *Array parameters* e *Image* (figura D.2). Una vez que se ingresa a cualquiera de los tres módulos se puede ver en la parte superior de la ventana una barra de menú con opciones para operar con archivos (*File*), para ingresar a los distintos módulos del programa (*Array Field*, *SEA Method Radargram* e *Image Processing*) o a la ventana de ayuda (*Help*).

La opción *File* despliega un menú con las opciones *Save parameters* (guarda en un archivo los valores de todos los controles que se muestran en la ventana), *Load parameters* (carga, desde un archivo, los valores de todos los controles que se muestran en la ventana), *Export data* (guarda en un archivo ascii los valores del gráfico que se muestra en la figura), *Export figure* (guarda en un archivo tiff de 300 dpi el gráfico que se muestra en la figura), *Reset* (limpia los valores que se muestran en los controles) y *Exit* (permite salir del programa).

Módulo *Array Field*

El módulo *Array Field* (figura D.2) está dividido en tres paneles: *Input data*, *Array parameters* e *Image*. El panel *Input data* permite ingresar la ubicación de los archivos que contienen los datos (*Path*). Los archivos de entrada del módulo *Array Field* deben contener los datos correspondientes a los valores del campo en función de la posición, para un medio uniforme o de capas, en general con simetría de traslación en dirección horizontal. Los datos de entrada deben encontrarse en una matriz rectangular, en formato ascii y con espacio como separador. Dentro de la matriz rectangular los datos deben estar ordenados de la siguiente manera: en el primer elemento de la primera fila y primera columna el tiempo al que corresponden los datos contenidos en la matriz, primera fila posiciones horizontales (x), primera columna posiciones verticales (z), en el resto de los lugares los valores del campo en los puntos (x, z) (ver figura D.3). Todos los archivos tienen que tener la misma cantidad de filas y columnas.

El programa carga todos los archivos que se encuentran en la ubicación indicada y muestra los valores inicial, final y el paso para el tiempo, y las posiciones x y z de los datos, los parámetros del arreglo deben ser consistentes con estos valores.

El panel *Array parameters* (figura D.2) permite introducir los parámetros del arreglo: número de fuentes (N), separación (d) y desplazamiento temporal

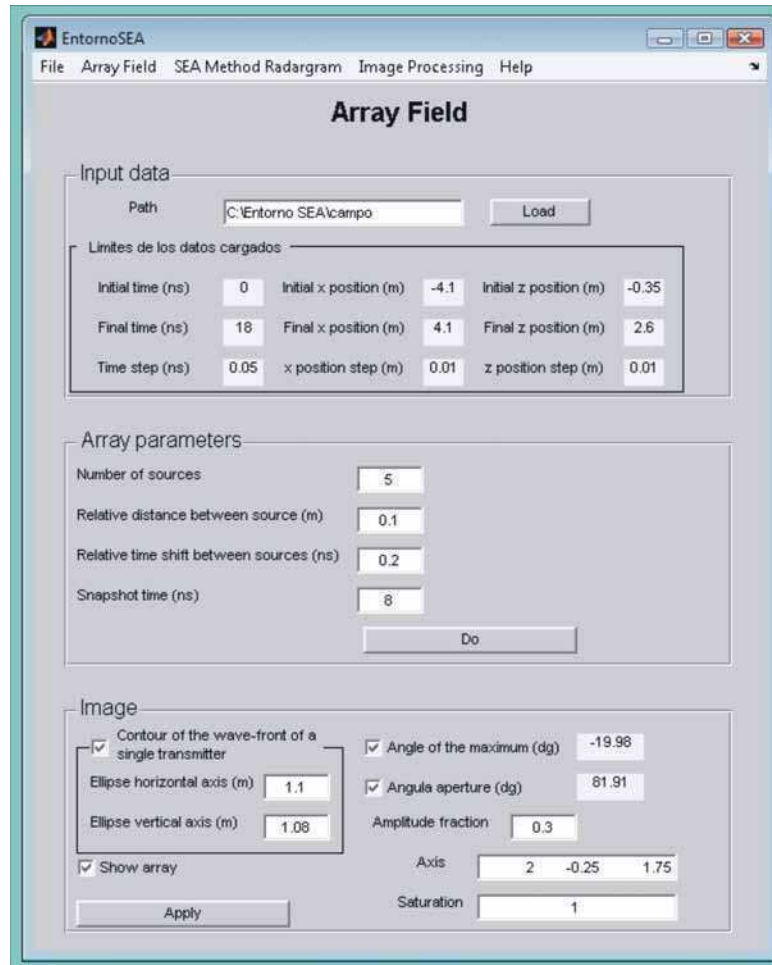


Figura D.2: Módulo *Array Field*.

relativo (dt) entre fuentes y el tiempo en el que se quiere obtener el campo.

El panel *Image* (figura D.2) permite mostrar diferentes elementos sobre la imagen que se pueden utilizar en el análisis de la misma. Por medio de la opción *Contour of the wave-front of a single transmitter* es posible superponer a la figura una curva para ser utilizada como referencia para comparar la forma de los frentes de ondas de una única fuente y del arreglo. La curva es un arco de elipse, el programa permite ingresar los valores de los semiejes vertical y horizontal. El procedimiento consiste en generar el gráfico del campo de una fuente para un determinado tiempo, ajustar la curva al frente de ondas y luego generar el gráfico del campo del arreglo para el mismo tiempo. De esta forma es posible observar, por ejemplo, cuál es el rango de los parámetros para los que el frente de ondas no se deforma con respecto al frente de una fuente. La opción *Angle of the maximum* muestra sobre la figura una recta entre el origen de coordenadas y la posición del máximo de intensidad del campo. Se muestra en

T	x_1	x_2	x_3	...
z_1	E_{11}	E_{12}	...	
z_2	E_{21}	...		
z_3	...			

Figura D.3: Formato de los datos de entrada para el módulo *Array Field*.

la ventana el valor numérico del ángulo. La opción *Angular aperture* muestra sobre la figura dos líneas que indican los ángulos extremos en los que el campo tiene intensidad, en módulo, superior a una intensidad umbral. La intensidad umbral (I_T) se define en la ecuación (D.1), donde I_{Max} es la intensidad máxima del campo y δ es un valor menor o igual a 1.

$$I_T = I_{Max} \cdot \delta \quad (D.1)$$

Desde la ventana gráfica se puede variar el valor de δ (*Amplitude fraction*) para observar las zonas de distinta intensidad del frente de ondas; también se muestra el valor numérico de la apertura angular. Finalmente la posición *Show array* muestra las posiciones del arreglo sobre la figura y las posiciones *Saturation* y *Axis* permiten controlar la escala de colores y la escala espacial del gráfico.

Como ejemplo de aplicación del programa, se considera el análisis del modelo que se muestra en la figura D.4. Para generar los datos simulados se utiliza una frecuencia central de emisión de $f_c = 500$ MHz. El medio para $z < 0$ representa una capa de aire y se caracteriza por una permitividad relativa $\epsilon_r = 1$ y una conductividad $\sigma = 0$. El suelo, para $z > 0$, se caracteriza por $\epsilon_r = 3,5$, $\sigma = 1$ mS/m. Para realizar la simulación numérica se utiliza el método FDTD (Apéndice A), el intervalo de la grilla es 0,01 m en ambas direcciones.

El gráfico que genera como respuesta el programa se muestra en la figura D.5. Con los parámetros seleccionados, $N = 5$, $d = 0,1$ m, $dt = 0,2$ ns y $t = 8$ ns, se obtiene un campo concentrado y orientado. En la figura también se muestran los distintos elementos que colaboran en el análisis del resultado: la curva de referencia que permite comparar con la forma del frente de ondas de una única fuente, la orientación y la apertura angular del haz y las posiciones de las fuentes del arreglo.

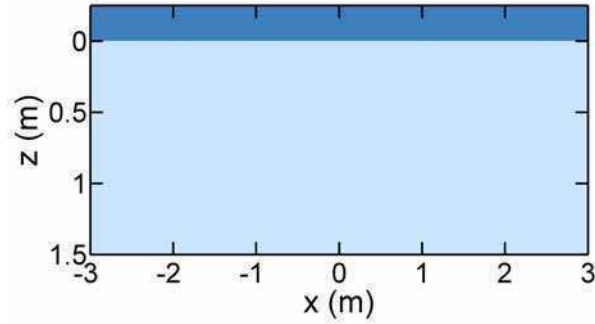


Figura D.4: Modelo de un semiespacio uniforme con $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m.

Módulo *SEA Method Radargram*

El módulo *SEA Method Radargram* (figura D.6) está dividido en tres paneles: *Input data*, *Array parameters* e *Image*. El panel *Input data* permite ingresar la ubicación de los archivos que contienen las trazas (*Path*).

El programa admite, como entrada, datos adquiridos en la configuración de receptor común, es decir, que el receptor se coloca en un punto de la línea de sondeo y luego se adquieren trazas para distintas posiciones del emisor sobre la misma línea. Para cada una de las posiciones del receptor sobre la línea de sondeo se obtiene un conjunto de datos que habitualmente se guarda en un archivo separado en la unidad de control del sistema de georadar. El programa carga todos los archivos que se encuentran en la ubicación dada. Los archivos deben contener los valores del campo en función del tiempo para cada una de las posiciones, las posiciones deben estar sobre una misma línea y cada una de las trazas debe corresponder a posiciones distintas de las fuentes del arreglo. Los datos deben encontrarse en una matriz rectangular, en formato ascii y con espacio como separador (figura D.7). Todos los archivos tienen que tener la misma cantidad de filas y de columnas. Dentro de la matriz rectangular los datos deben estar ordenados de la siguiente forma: en el primer elemento de la primera fila y de la primera columna la posición del receptor (x_R), en la primera fila las posiciones del emisor (x_E), en la primera columna los tiempos y en el resto de las posiciones de la matriz los valores del campo en función de la posición y del tiempo.

El panel *Input data* permite aplicar ciertos procesos a los datos: *Dewow* (elimina la componente de baja frecuencia), *Normalise amplitud* (normaliza la

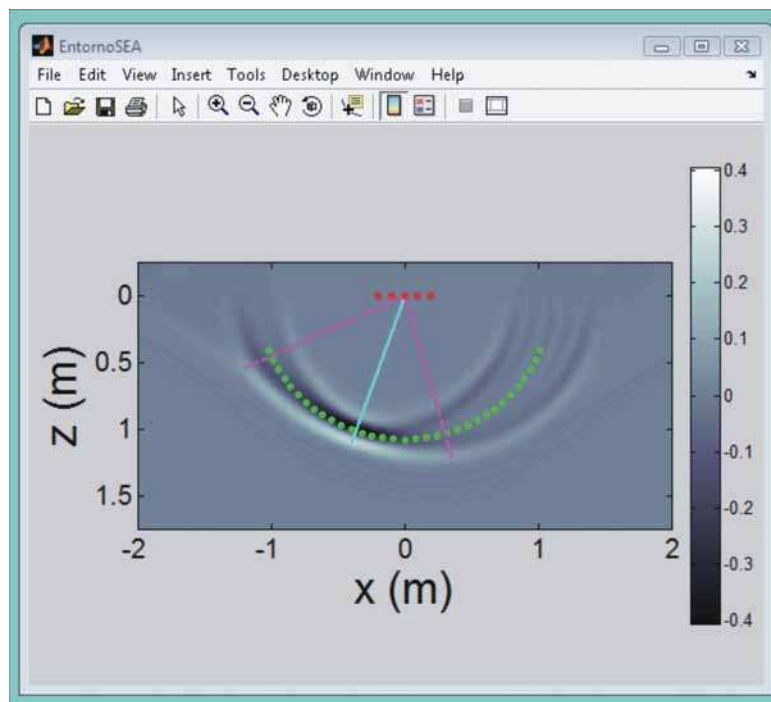


Figura D.5: Gráfico del campo para $N = 5$, $d = 0,1$ m, $dt = 0,2$ ns y $t = 8$ ns, obtenido con el módulo *Array Field*.

amplitud de cada una de las trazas por separado) y *Correct time origin* (corrige el origen de tiempo). Aplicando la opción *Time resampling* se puede interpolar, en el tiempo, cada una de las trazas por separado, notar que el paso temporal de los datos se corresponde con la mínima variación que se puede introducir en el desplazamiento temporal entre las fuentes del arreglo y en consecuencia en el ángulo de orientación.

El panel *Array parameters* permite introducir los parámetros del arreglo: número de fuentes (N), distancia (d) y desplazamiento temporal (dt) relativo entre fuentes y el orden de los elementos: receptor a la derecha o emisor a la derecha.

El panel *Image* permite modificar el aspecto de la imagen. Cuenta con las opciones *Gain* (aplica ganancia a la figura), *Position resampling* (interpola en las posiciones), *Remove direct wave* (resta la señal directa de la figura), *Saturation* (permite variar la saturación de la escala de colores del gráfico) y *Axis* (permite variar los ejes de la figura).

Como ejemplo se consideran los datos numéricos obtenidos para el modelo de la figura D.8. Un objeto con diámetro 0,05 m se localiza a una profundidad

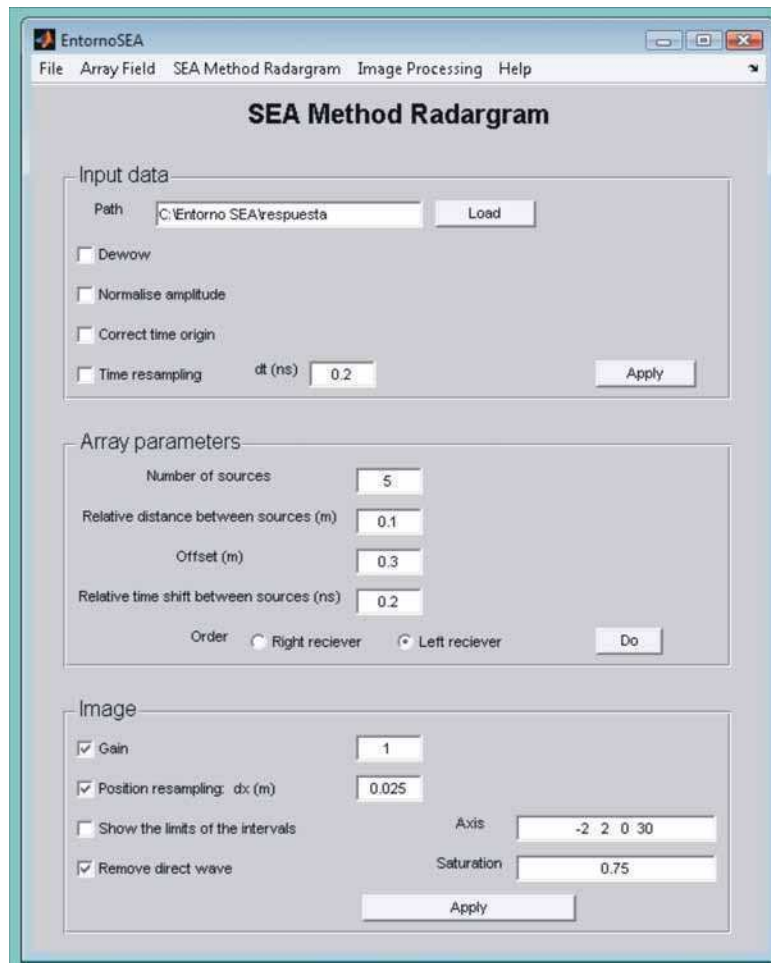


Figura D.6: Módulo *SEA Method Radargram*.

x_R	x_{E1}	x_{E2}	x_{E3}	...
t_1	S_{11}	S_{12}	...	
t_2	S_{21}	...		
t_3	...			

Figura D.7: Formato de los datos de entrada para los módulos *SEA Method Radargram* e *Image Processing*.

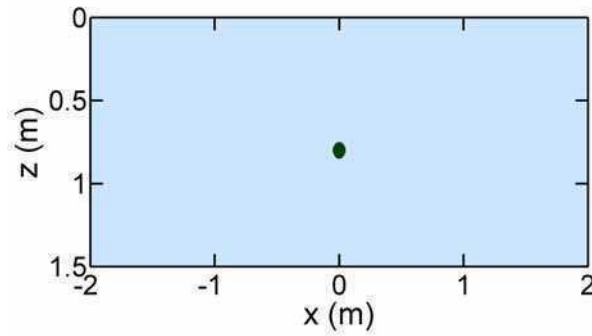


Figura D.8: Modelo de un difractor pequeño con diámetro 0,05 m a una profundidad de 0,80 m con permitividad relativa $\epsilon_r = 5,25$ y conductividad $\sigma = 2,5$ mS/m, en un medio con $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m.

de 0,80 m. El objeto se caracteriza por una permitividad relativa $\epsilon_r = 5,25$ y una conductividad $\sigma = 2,5$ mS/m, y el medio circundante por $\epsilon_r = 3,5$ y $\sigma = 1$ mS/m. El medio sobre ellos es aire. El intervalo de la grilla es 0,01 m en ambas direcciones. En los parámetros del suelo se aplican fluctuaciones aleatorias de 10 %. La frecuencia central de las ondas emitidas es $f_c = 500$ MHz. En la figura D.9 se muestra la respuesta obtenida para $N = 5$, $d = 0,1$ m y $dt = 0,2$ ns. Por medio del panel *Image* se ajusta el modo de visualización para observar en forma adecuada el resultado.

Módulo *Image Processing*

El módulo *Image Processing* está dividido en tres paneles: *Input data*, *Array parameters* e *Image* (figura D.10). Los paneles *Input data* e *Image* coinciden con los que aparecen en el módulo *SEA Method Radargram*.

El panel *Array parameters* permite introducir los parámetros del arreglo: número de fuentes (N), distancia relativa entre fuentes (d) y el orden de los elementos: receptor a la derecha o emisor a la derecha. En este panel se muestran además tres columnas mediante las cuales es posible ingresar los límites de los intervalos (*Initial position* y *Final position*) y el desplazamiento temporal en cada uno de ellos (*Relative time shift between sources*). En la figura D.11 se muestra la respuesta obtenida para el modelo de la figura D.8 con $N = 5$, $d = 0,1$ m y dt seleccionado de manera de resaltar la señal del difractor en cada intervalo.

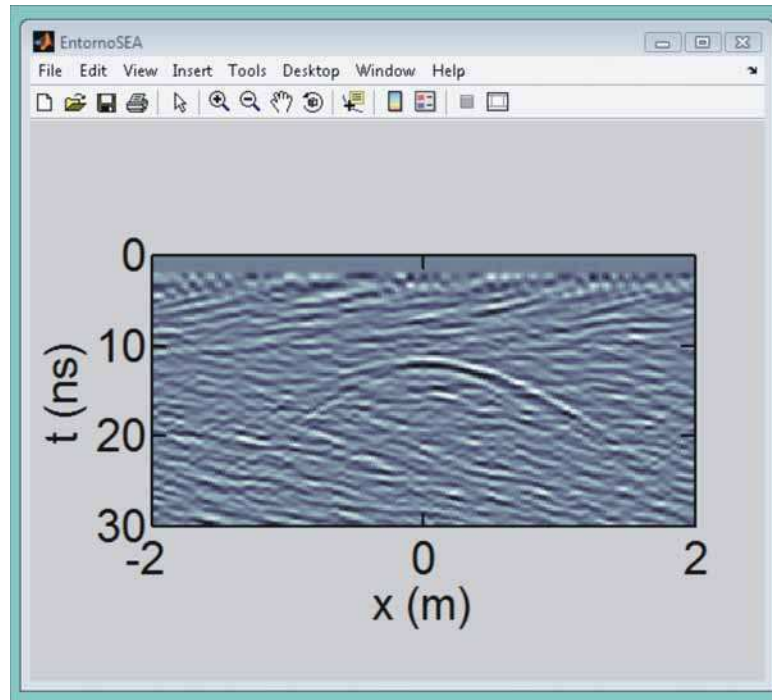


Figura D.9: Gráfico del campo para $N = 5$, $d = 0,1$ m y $dt = 0,2$ ns, obtenido con el módulo *SEA Method Radargram*.

El panel *Image* cuenta con la opción *Show the limits of the intervals* que muestra los límites de los intervalos en los que se aplican los distintos valores de dt .

Características generales del programa

En todas de las modalidades del programa, cuando se modifica alguno de los parámetros de entrada el control cambia de color indicando que el valor que se muestra no corresponde al del gráfico. Una vez que se actualiza el gráfico, por medio de los botones *Do* o *Apply* los controles regresan a su color inicial. El programa cuenta con algunos elementos que facilitan su uso, por ejemplo si se trata de generar la figura sin haber cargado los datos previamente se muestra un aviso, lo mismo ocurre si se intenta aplicar algún tipo de procesamiento antes de haber generado la figura.

El programa tiene diversas aplicaciones, por ejemplo, se lo puede utilizar para diseñar el arreglo antes de realizar un estudio de campo, para estimar la cantidad de fuentes y la separación entre ellas que permitan obtener datos adecuados para aplicar el método SEA. También permite determinar los parámetros del arreglo para resaltar señales en determinadas zonas del radar-

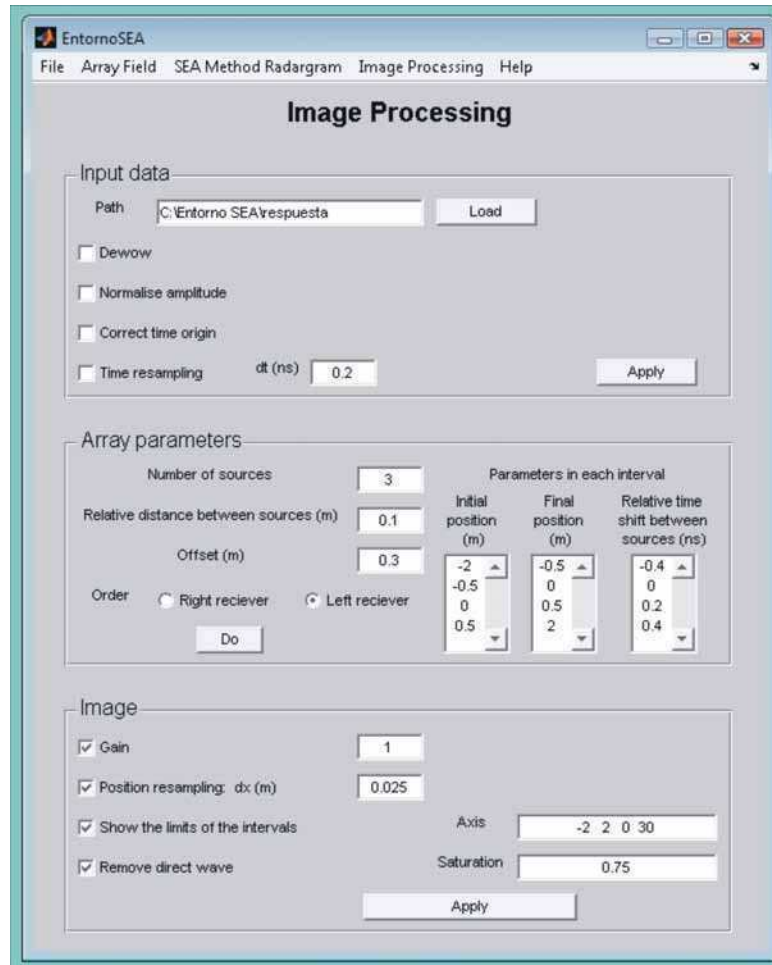


Figura D.10: Módulo *Image Processing*.

grama (por ejemplo a distintas profundidades). Cuando se utiliza el módulo *SEA Method Radargram*, ya sea con datos simulados o experimentales, el programa permite estudiar las distintas señales y variar los parámetros del arreglo hasta realizar un ajuste fino de los parámetros estimados con el módulo *Array Field*. Finalmente el módulo *Image Processing* se puede utilizar en el caso en que las señales presenten variaciones de inclinación grandes y que una única fase no permita resaltarlas en su totalidad. En el caso de observar que la señal de interés no se resalta en toda su extensión cuando se observa la respuesta del método SEA (módulo *SEA Method Radargram*) la metodología consiste en pasar al módulo *Image Processing* y seleccionar la fase apropiada para los distintos intervalos de posición, para aumentar así la continuidad lateral de las señales de interés.

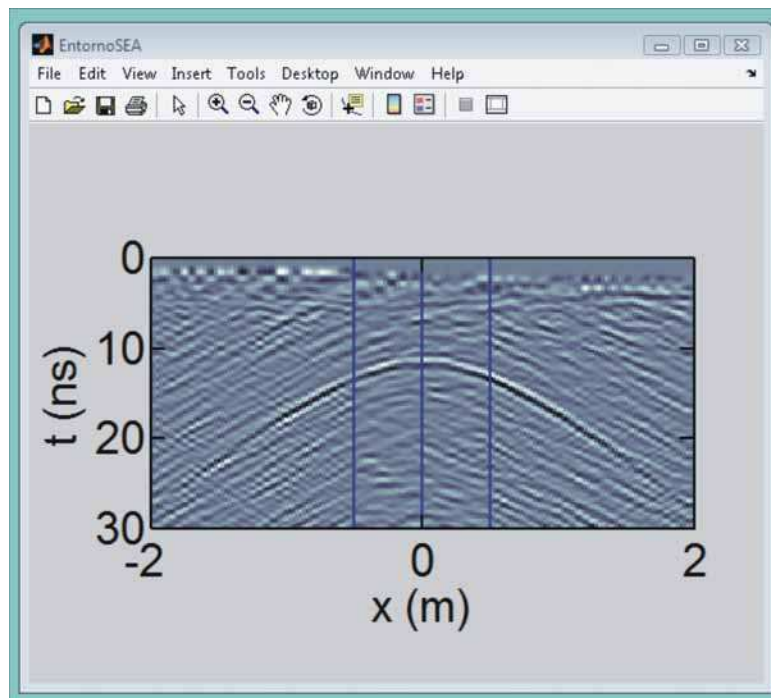


Figura D.11: Gráfico del campo para $N = 5$, $d = 0,1$ m y dt seleccionado de manera de resaltar la señal del difractor en dada intervalo, obtenido con el módulo *Image Processing*.

Agradecimientos

Quiero agradecer a Ana y a Néstor por guiarme a lo largo de esta Tesis con tanta paciencia y dedicación.

Quiero agradecer a todas las personas que forman el Grupo de Geofísica Aplicada y Ambiental por su afecto en todos los momentos compartidos.

Quiero agradecer a mi familia por apoyarme siempre.

Bibliografía

- [1] Bhosle, B., Parkash, B., Awasthi, A., Singh, V. and Singh, S., 2007. Remote sensing-GIS and GPR studies of two active faults, Western Gangetic Plains, India. *Journal of Applied Geophysics*, 61, 155-164.
- [2] Gomez, C., Lavigne, F., Hadmoko, D., Lespinasse, N. and Wassmer P., 2009. Block-and-ash flow deposition: A conceptual model from a GPR survey on pyroclastic-flow deposits at Merapi Volcano, Indonesia. *Geomorphology*, 110, 118-127.
- [3] Pettinelli, E., Beaubien, S., Lombardi, S. and Annan, P., 2008. GPR, TDR, and geochemistry measurements above an active gas vent to study near-surface gas-migration pathways. *Geophysics*, 73, A11-A15.
- [4] Bonomo, N., Cedrina, L., Osella, A. and Ratto, N., 2009. GPR prospecting in a prehispanic village, NW Argentina. *Journal of Applied Geophysics*, 67, 80-87.
- [5] Fiedler, S., Illich, B., Berger, J., Graw, M., 2009. The effectiveness of ground-penetrating radar surveys in the location of unmarked burial sites in modern cemeteries. *Journal of Applied Geophysics*, 68, 380-385.
- [6] Pérez-Gracia, V., Caselles, J., Clapes, J., Osorio, R., Martínez, G. and Canas, J., 2009. Integrated near-surface geophysical survey of the Cathedral of Mallorca. *Journal of Archaeological Science*, 36, 1289-1299.
- [7] Orlando, L., Slob, E., 2009. Using multicomponent GPR to monitor cracks in a historical building. *Journal of Applied Geophysics*, 67, 327-334.
- [8] Porsani, J. and Sauck, W., 2007. Ground-penetrating radar profiles over multiple steel tanks: Artifact removal through effective data processing. *Geophysics*, 72, J77-J83.

- [9] Hugenschmidt, J. and Kalogeropoulos, A., 2009. The inspection of retaining walls using GPR. *Journal of Applied Geophysics*, 67, 335-344.
- [10] Crocco, L., Prisco, G., Soldovieri, F. and Cassidy, N., 2009. Early-stage leaking pipes GPR monitoring via microwave tomographic inversion. *Journal of Applied Geophysics*, 67, 270-277.
- [11] Nakashima, Y., Zhou, H., Sato, M., 2001. Estimation of groundwater level by GPR in an area with multiple ambiguous reflections. *Journal of Applied Geophysics*, 47, 241-249.
- [12] Soldovieri, F., Prisco, G. and Persico, R., 2008. Application of microwave tomography in hydrogeophysics: Some examples. *Vadose Zone Journal*, 7, 160-170.
- [13] Bowling, J., Harry, D., Rodriguez, A. and Zheng, C., 2007. Integrated geophysical and geological investigation of a heterogeneous fluvial aquifer in Columbus Mississippi. *Journal of Applied Geophysics*, 62, 58-73.
- [14] Bavusi, M., Giocoli, A., Rizzo, E. and Lapenna, V., 2009. Geophysical characterisation of Carlo's V Castle (Crotone, Italy). *Journal of Applied Geophysics*, 67, 386-401.
- [15] Leucci, G. and Negri, S., 2006. Use of ground penetrating radar to map subsurface archaeological features in an urban area. *Journal of Archaeological Science*, 33, 502-512.
- [16] Francese, R., Finzi, E. and Morelli, G., 2009. 3-D high-resolution multi-channel radar investigation of a Roman village in Northern Italy. *Journal of Applied Geophysics*, 67, 44-51.
- [17] Grasmueck, M., Weger, R. and Horstmeyer, H. 2005. Full-resolution 3D GPR imaging. *Geophysics*, 70, 1, K12-K19.
- [18] Jiao, Y., McMechan, G. and Pettinelli, E., 2000. In situ 2-D and 3-D measurements of radiation patterns of half-wave dipole GPR antennas. *Journal of Applied Geophysics*, 43, 69-89.
- [19] Radzevicius, S., Chen, C., Peters Jr., L., Danielsc, J., 2003. Near-field dipole radiation dynamics through FDTD modeling. *Journal of Applied Geophysics*, 52, 75-91.

- [20] Berard, B. and Maillol, J., 2007. Multi-offset ground penetrating radar data for improved imaging in areas of lateral complexity - Application at a Native American site. *Journal of Applied Geophysics*, 62, 167-177.
- [21] Pipan, M., Baradello, L., Forte, E., Prizzon, A. and Finetti, I., 1999. 2-D and 3-D processing and interpretation of multi-fold ground penetrating radar data: a case history from an archaeological site. *Journal of Applied Geophysics*, 41, 271-292.
- [22] Galagedara, L., Parkin, G., Redman, J., von Bertoldi, P. and Endres, A., 2005. Field studies of the GPR ground wave method for estimating soil water content during irrigation and drainage. *Journal of Hydrology*, 301, 182-197.
- [23] Baker G.S., 1998. Applying AVO analysis to GPR data. *Geophysical Research Letters*, 25, 397-400.
- [24] Jordan, T., Baker, G., Henn, K., Messier, J., 2004. Using amplitude variation with offset and normalized residual polarization analysis of ground penetrating radar data to differentiate an NAPL release from stratigraphic changes. *Journal of Applied Geophysics*, 56, 41- 58.
- [25] Carcione, J., Gei, D., Botelho, M., Osella, A. and de la Vega, M., 2006. Fresnel reflection coefficients for GPR-AVA analysis and detection of seawater and NAPL contaminants. *Near Surface Geophysics*, 4, 253-264.
- [26] Birken R., Miller D., Burns M., Albats P., Casadonte R., Deming R., Derubeis T., Hansen T. and Oristaglio M., 2002. The efficient large-scale underground utility mapping using a new multi-channel ground-penetrating imaging system. *Proceedings of 2nd Annual Conference on the Application of Geophysical and NDT Methodologies to Transportation Facilities and Infrastructure*, Los Angeles, USA, (GEOPHYSICS 2002), CD-ROM.
- [27] Sato, M., Hamada, Y., Feng, X., Kong, F., Zeng, Z. and Fang, G., 2004. GPR using an array antenna for landmine detection. *Near Surface Geophysics*, 2, 7-13.
- [28] Shan, G. and Biondi, B., 2008. Plane-wave migration in tilted coordinates. *Geophysics*, 73, S185-S194.

- [29] Stoffa, P., Sen, M., Seifoullaev, R., Pestana, R. and Fokkema, J., 2006. Plane-wave depth migration. *Geophysics*, 71, S261-S272.
- [30] Thirion-Lefevre, L. and Colin-Koeniguer, E., 2007. Investigating attenuation, scattering phase center and total height using simulated interferometric SAR images of forested areas, *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 45, 3172-3179.
- [31] Wang, W., 2007. Approach of adaptive synchronization for bistatic SAR real-time imaging. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 45, 2695-2700.
- [32] Duchesne, L., Durand, L. and Garreau, P., 2003. Development of a compact MS-GPR radar based on multi-sensors technology. *Proceedings of the 2nd International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar*, Delf, The Netherlands, 36-44.
- [33] Das, U., Boer, H. and van Ardenne, A., 2003. Phased array technology for GPR antenna design for near subsurface exploration. *Proceedings of the 2nd International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar*, Delf, The Netherlands, 30-35.
- [34] Lian, Z., Shu-zhen, C., Jing, S., and Bo-xun X., 2003. Research on data combination for Phased-array Ground Penetrating Radar. *Wuhan University Journal of Natural Sciences*, 8, 1111-1115.
- [35] Savelyev, T., Yarovoy, A. and Lighthart, L. 2008. Weighted near-field focusing in an array-based GPR. *Radio Science*, 43, RS4S11.
- [36] Lutz, P. and Perroud, H., 2006. Phased-array transmitters for GPR surveys. *J. Geophys. Eng.*, 3, 35-42.
- [37] Jackson, J. D., 1975, *Classical Electrodynamics*, Wiley, New York.
- [38] Stratton, J. A., 1941, *Electromagnetic Theory*, McGraw-Hill, New York and London.
- [39] Ana Osella y José Luis Lanata (Compiladores), 2006, *Arqueogeofísica, Una metodología interdisciplinaria para explorar el pasado*, Fundación de Historia Natural - Universidad Maimónides, Bs. As.

- [40] Hecht, E., 2002, *Optics*, Addison Wesley, San Francisco.
- [41] Jol, H. (Editor), 2008, *Ground Penetrating Radar: Theory and Applications*, Elsevier, The Netherlands.
- [42] Yilmaz, O., 2001, *Seismic data analysis*, Society of Exploration Geophysics.
- [43] Fisher, E., McMechan, G., Annan, P., Cosway, S., 1992. Examples of reverse-time migration of single-channel, ground-penetrating radar profiles. *Geophysics*, 57, 577-586.
- [44] Sempé M. C., 1976. *Contribución a la Arqueología del valle de Abaucán*. Tesis Doctoral de la Universidad Nacional de La Plata, Buenos Aires, Argentina.
- [45] Sempé M. C., 1977. Las culturas agroalfareras prehispánicas del valle de Abaucán (Tinogasta-Catamarca). *Relaciones de la Sociedad Argentina de Antropología (NS)* 11: 55-68.
- [46] Ratto N., Feely A. and Basile, M., 2007, Coexistencia de diseños tecnoestilísticos en el Período Tardío preincaico: el caso del entierro en urna del bebé de La Troya (Tinogasta, Catamarca, Argentina). *Revista Intersecciones en Antropología*, 8, 69-86.
- [47] Carcione, J. M., 1996, Ground radar simulation for archaeological applications, *Geophysical Prospecting*, 44, 871-888.
- [48] Carcione, J. M., 1996, Ground-radar numerical modelling applied to engineering problems, *European Journal of Environmental and Engineering Geophysics*, 1, 65-81.
- [49] Cedrina, L., Bonomo, N., Osella, A., 2010, An application of the synthetic emitter-array method to improve GPR signals, *Journal of Applied Geophysics*, 70, 3, 237-244.
- [50] Cedrina, L., Bonomo, N., Osella, A., GPR-signal improvement through the synthetic emitter array method: a study of its characteristics, *Journal of Applied Geophysics*, Fecha de envío: 20 de noviembre de 2009, Manuscript number: APPGEO1700.

- [51] Martino, L., Bonomo., N., Lascano, E., Osella, A., Ratto, N., 2006. Electrical and GPR prospecting at Palo Blanco archaeological site, northwestern Argentina. *Geophysics*, 71, B193-b199.
- [52] Yee, K., 1966. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-14, 302-307.
- [53] Van Gestel J. and Stoffa P. L., 2001. Application of Alford rotation to ground-penetrating radar data. *Geophysics*, 66, 1781-1792.
- [54] Balanis, C., 1997, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley and Sons, Inc., New York.
- [55] Irving, J. and Knight, R., 2006. Numerical modeling of ground-penetrating radar in 2-D using MATLAB. *Computers & Geosciences*, 32, 1247-1258.
- [56] Balanis, C. A., 1992, *Antenna Theory: A Review*. *Proceedings of the IEEE*, 80, 7-23.
- [57] Ashcroft, N. W. and Mermin, N. D., 1976, *Solid State Physics*. Saunders College, Ford Worth.
- [58] Carcione, J. M., 1998, Radiation Patterns for 2-D GPR Forward Modeling. *Geophysics*, 63, 424-430.