

## Tesis Doctoral

# Metodologías multi-offset para la mejora de resultados de georadar y desarrollo de nuevas aplicaciones

Bullo, Darío Ezequiel

2019

Este documento forma parte de las colecciones digitales de la Biblioteca Central Dr. Luis Federico Leloir, disponible en [bibliotecadigital.exactas.uba.ar](http://bibliotecadigital.exactas.uba.ar). Su utilización debe ser acompañada por la cita bibliográfica con reconocimiento de la fuente.

This document is part of the digital collection of the Central Library Dr. Luis Federico Leloir, available in [bibliotecadigital.exactas.uba.ar](http://bibliotecadigital.exactas.uba.ar). It should be used accompanied by the corresponding citation acknowledging the source.

#### Cita tipo APA:

Bullo, Darío Ezequiel. (2019). Metodologías multi-offset para la mejora de resultados de georadar y desarrollo de nuevas aplicaciones. Facultad de Ciencias Exactas y Naturales. Universidad de Buenos Aires. [https://hdl.handle.net/20.500.12110/tesis\\_n6681\\_Bullo](https://hdl.handle.net/20.500.12110/tesis_n6681_Bullo)

#### Cita tipo Chicago:

Bullo, Darío Ezequiel. "Metodologías multi-offset para la mejora de resultados de georadar y desarrollo de nuevas aplicaciones". Facultad de Ciencias Exactas y Naturales. Universidad de Buenos Aires. 2019. [https://hdl.handle.net/20.500.12110/tesis\\_n6681\\_Bullo](https://hdl.handle.net/20.500.12110/tesis_n6681_Bullo)

**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

# **Metodologías multi-offset para la mejora de resultados de georadar y desarrollo de nuevas aplicaciones**

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

por **Lic. Darío Ezequiel Bullo**

Director de Tesis: *Dr. Néstor Bonomo*

Consejera de Estudios: *Dra. Ana Osella*

Lugar de trabajo: *Grupo de Geofísica Aplicada y Ambiental, Depto de Física,  
Facultad de Ciencias Exactas y Naturales, UBA.*

Buenos Aires, 2019





# Resumen

El objetivo general de esta Tesis ha sido llevar a cabo estudios sobre metodologías *multi-offset* (MO) de Georadar (GPR) por reflexión para: 1) mejorar la relación señal-ruido y la continuidad de las señales primarias recibidas en suelos y estructuras que presentan bajos niveles de respuesta y 2) evaluar la potencialidad de dichas metodologías en relación con aplicaciones novedosas de GPR.

En primer lugar se investigó la utilización de metodologías MO para el estudio de estructuras cilíndricas con curvatura significativa, tales como troncos y pilares. Estas estructuras producen abundantes reflexiones múltiples que, en las secciones de datos de *single-offset* (SO) no pueden ser distinguidas de las reflexiones primarias de interés y que pueden ocultar a las mismas debido a sus intensidades relativamente altas. Hemos resuelto dicha ambigüedad mediante la adquisición simultánea de perfiles MO, y el modelado y ajuste de curvas teóricas para identificar a esos múltiples. Este ajuste, a su vez permite incrementar la precisión en el cálculo de la velocidad de propagación, lo que lleva a una mejora en el posicionamiento de los reflectores. Mediante la adaptación de procedimientos de migración y visualización comúnmente utilizados en prospección sobre interfases aire-suelo de baja curvatura, no periódicas, fue posible generar imágenes finales de las secciones de la estructura. Como aplicación de esta metodología, se investigó la estructura interna del pedestal cilíndrico de un monumento. El objetivo del estudio fue detectar y posicionar posibles elementos de refuerzo estructural a lo largo del pedestal, en forma confiable y precisa, para diseñar un plan seguro de seccionamiento, desarmado y reubicación por parte de los especialistas. Debido a la ubicación geográfica céntrica y aérea del monumento, el ruido ambiente predominaba frente a las señales de GPR. Este ruido pudo ser eliminado exitosamente de las secciones de datos mediante un ajuste iterativo de ondas sinusoidales sobre las trazas, y la posterior resta de las mismas. La aplicación de la metodología conjunta SO-MO permitió identificar numerosas reflexiones primarias en refuerzos de la estructura, inhomogeneidades del material, múltiples, y reflexiones externas a la estructura, con alta confiabilidad y en detalle. Las imágenes finales de las secciones del pedestal mostraron la distribución de los reflectores en su interior, con claridad y precisión, resolviendo la continuidad/discontinuidad de los elementos de refuerzo estructural a lo largo del pedestal.

En segundo lugar, se estudió la aplicación conjunta de la metodología MO de Arreglos Sintéticos de Emisores unidimensionales (SEA-1D) y propiedades de rotación de la matriz de scattering (PRMS) para mejorar el cálculo de la orientación de estructuras lineales, tales como cañerías y juntas de estructuras edilicias, a partir de datos adquiridos sobre una sola línea de sondeo. Esto es importante en casos en los cuales no es posible prospectar el terreno usando grillas de líneas de sondeo

con distribución 2D, debido a obstáculos en superficie, tales como objetos y desniveles pronunciados en el terreno, y se requiere una mayor precisión en el resultado que la que surge del método precedente SO-PRMS. En este sentido, la utilización del método SEA tiene como objetivo disminuir fluctuaciones en la señal primaria debidas a la interferencia de señales secundarias y ruido, y con esto aumentar la precisión en el resultado. Como paso inicial, se analizaron las características de los frentes de ondas SEA-1D necesarias para una mejora efectiva de las reflexiones SO, particularmente, en cuanto a su continuidad y nivel de señal respecto del ruido y el *clutter*, como función de los parámetros principales de los arreglos, esto es, el número de emisores, distancia y retardo entre los mismos. Se definió un procedimiento de optimización de los resultados SEA a través de indicadores de dichas mejoras, el cual permitió independizar los resultados de los criterios del intérprete mejorando así la metodología SEA anterior. Respecto de la metodología SO-PRMS previa, la implementación SEA1D-PRMS redujo sensiblemente las fluctuaciones en las distribuciones de azimuth resultantes. También se evaluó una implementación de los métodos Common Midpoint y PRMS (CMP-PRMS). La comparación de resultados numéricos y experimentales ha demostrado que la metodología SEA-PRMS conduce a valores de azimuth que son más precisos y exactos que los de los otros métodos.

Por último, se ha extendido el método SEA-1D a arreglos 2D. La idea fue combinar las características beneficiosas, en cuanto a la mejora de las señales primarias, de los arreglos 1D dispuestos a lo largo de la línea de prospección (1Dx) y transversales a ella (1Dy). Se analizaron estructuras de arreglo y relaciones entre las componentes que permitieran una implementación en campo una optimización de los resultados simple y eficiente, a partir de la extensión del procedimiento anteriormente desarrollado para arreglos 1D. Se estudiaron los efectos de variar los parámetros más relevantes del arreglo. Se compararon los resultados SEA-2D, con los correspondientes a SEA-1Dx, SEA-1Dy, CMP y SO. En particular, se analizaron los modelos fundamentales de reflector extenso y difractor pequeño, a partir de los cuales se construyen otros más complejos, se realizaron experiencias simuladas numéricamente y de laboratorio. Se comprobó que los arreglos SEA-2D mejoran significativamente los resultados de las otras metodologías, tanto en relación con la continuidad de las señales como respecto del nivel de señal-ruido.

**Palabras clave:** GPR, Arreglos sintéticos de emisores, *Offset* variable.

# Abstract

The main objective of this Thesis is to carry out studies on multi-offset (MO) methodologies of reflection Georadar (GPR) to: 1) improve the signal-to-noise ratio and the continuity of the primary reflections in soils and structures that show low response levels and 2) evaluate the potential of these methodologies in relation to new GPR applications.

We investigated the use of MO methodologies to study cylindrical structures with significant curvature, such as trunks and pillars. These structures produce abundant multiple reflections that, in single-offset (SO) data sections, cannot be distinguished from the primary reflections of interest and that can hide them due to their relatively high intensities. We have solved that ambiguity through the simultaneous acquisition of MO profiles, and the modeling and adjustment of theoretical curves, which allowed identifying the multiples. This adjustment, made also possible to increase the precision in the calculation of the velocity of propagation, which in turn allows better positioning the reflectors. By adapting migration and visualization procedures commonly used in prospecting of low-curvature air-ground interfaces, it was possible to generate final images of the sections of the structure. As an application of this methodology, the internal structure of the cylindrical pedestal of a monument was investigated. The objective of the study was to detect and position possible reinforcement elements along the pedestal, in a reliable and precise way. This was important to design a safe disassembly and relocation plan by the specialists. Due to the aerial and downtown location of the monument, the ambient noise predominated over the GPR signals. This noise could be eliminated from the data sections by an iterative adjustment of sinusoidal waves on the traces, and the subsequent subtraction of them. The application of the joint SO-MO methodology allowed identifying numerous primary reflections at reinforcement elements of the structure, inhomogeneities of its material, multiples, and reflections external to the structure, with high reliability and in detail. The final images of the pedestal sections showed the distribution of the reflectors inside, clearly and precisely, thus solving the continuity/discontinuity of the reinforcement elements along the pedestal.

Second, we studied the joint application of a MO methodology, the one-dimensional Emitter Synthetic Arrays (SEA-1D) method and rotation properties of the scattering matrix (PRMS) to improve the calculation of the orientation of linear structures, such as pipes and floor junctions, from data acquired along a single survey line. This is important in cases where it is not possible to prospect the terrain using 2D grids, due to obstacles on the soil surface, such as fixed objects and significant unevenness of the terrain, and a greater precision in the result is required than that obtained from the preceding SO-PRMS method. In this sense, the use of the SEA method is

aimed at reducing the fluctuations of the primary reflection, which is produced by the interference of clutter and noise, and then to increase the precision in the result. As an initial step, the characteristics of the SEA-1D wave fronts that are necessary for an effective improvement of the SO reflections were analyzed, in particular, their continuity and amplitude level with respect to the noise and clutter were analyzed, as functions of the main parameters of the arrays, that is, the number of emitters, and the distance and time shift between them. A procedure for optimizing the SEA results was defined through indicators of the improvement, which made the results independent of the interpreter's criteria. Regarding the previous SO-PRMS methodology, the SEA-1D-PRMS implementation significantly reduced the fluctuations in the resulting azimuth distributions. An implementation of the Common Midpoint and PRMS methods (CMP-PRMS) was also evaluated. The comparison of numerical and experimental results has shown that the SEA-PRMS methodology leads to azimuth values that are more accurate than those of the other methods.

Finally, the SEA-1D method has been extended to 2D arrays. The objective of this extension was to combine the beneficial effects produced on the primary reflections by 1D arrays oriented along the survey line (1Dx) and transversally to it (1Dy). Array structures and relationships between the components that allow simple and efficient acquisition of data and optimization of results were analyzed. The effects of varying the most relevant parameters of the array were studied. The SEA-2D results were compared to those of the SEA-1Dx, SEA-1Dy, CMP and SO. In particular, two fundamental soil models, that includes a large reflector and a small diffractor, respectively, were analyzed. It was demonstrated that the SEA-2D arrays significantly improve the results of the other methodologies, both in relation to the continuity of the signals and the signal-to-noise level.

**Keywords:** GPR, Synthetic Emitters Array, Variable Offset.

# Índice general

|                                                                                                |           |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1. Introducción</b>                                                                         | <b>1</b>  |
| 1.1. Objetivos . . . . .                                                                       | 4         |
| 1.2. Contenido de la Tesis . . . . .                                                           | 5         |
| <b>2. Metodología de GPR</b>                                                                   | <b>7</b>  |
| 2.1. Principios básicos de GPR . . . . .                                                       | 7         |
| 2.1.1. Ecuaciones de Maxwell . . . . .                                                         | 7         |
| 2.1.2. Ecuaciones constitutivas y propiedades de los materiales . . . . .                      | 8         |
| 2.1.3. Velocidad de propagación y atenuación. Resolución de las ondas de GPR . . . . .         | 9         |
| 2.1.4. Reflexión y transmisión . . . . .                                                       | 11        |
| 2.2. Equipos de GPR . . . . .                                                                  | 13        |
| 2.3. Metodologías de GPR . . . . .                                                             | 16        |
| 2.3.1. Metodología de cobertura simple (SO) . . . . .                                          | 17        |
| 2.3.2. Procesamiento básico de datos de cobertura simple . . . . .                             | 24        |
| 2.3.3. Metodologías de cobertura múltiple: Punto Medio Común (CMP) . . . . .                   | 27        |
| 2.3.4. Metodologías de cobertura múltiple: Arreglos Sintéticos de Emisores (SEA) . . . . .     | 31        |
| <b>3. Estudio de estructuras cilíndricas usando metodologías SO y MO</b>                       | <b>39</b> |
| 3.1. Consideraciones teóricas y metodología . . . . .                                          | 40        |
| 3.1.1. Tiempo de tránsito para reflexiones múltiples en la interfaz estructura-aire . . . . .  | 40        |
| 3.1.2. Cálculo de la velocidad de propagación . . . . .                                        | 43        |
| 3.1.3. Migración de datos . . . . .                                                            | 45        |
| 3.1.4. Metodología conjunta SO-MO . . . . .                                                    | 46        |
| 3.2. Estudio del pedestal de un monumento . . . . .                                            | 47        |
| 3.2.1. Contexto . . . . .                                                                      | 47        |
| 3.2.2. Adquisición de datos y filtrado . . . . .                                               | 48        |
| 3.2.3. Aplicación de la metodología SO-MO e interpretación de las secciones de datos . . . . . | 58        |

|                                                                                                                                             |            |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 3.2.4. Datos migrados e imágenes finales de las secciones del pedestal                                                                      | 65         |
| 3.3. Resumen del capítulo . . . . .                                                                                                         | 70         |
| <b>4. Metodología conjunta SEA-1D-PRMS para determinar la orientación de reflectores lineales a partir de una sola línea de sondeo</b>      | <b>72</b>  |
| 4.1. Metodología SEA-1D . . . . .                                                                                                           | 73         |
| 4.1.1. Características del frente de ondas del arreglo . . . . .                                                                            | 73         |
| 4.1.2. Procesamiento SEA-1D . . . . .                                                                                                       | 82         |
| 4.2. Metodología PRMS . . . . .                                                                                                             | 89         |
| 4.3. Metodología conjunta SEA-1Dx-PRMS . . . . .                                                                                            | 94         |
| 4.4. Resultados . . . . .                                                                                                                   | 96         |
| 4.4.1. Datos simulados . . . . .                                                                                                            | 97         |
| 4.4.2. Datos experimentales . . . . .                                                                                                       | 100        |
| 4.5. Resumen del capítulo . . . . .                                                                                                         | 108        |
| <b>5. Metodología SEA-2D para la mejora de reflexiones de GPR</b>                                                                           | <b>110</b> |
| 5.1. Frentes de onda SEA-1Dy . . . . .                                                                                                      | 111        |
| 5.2. Frentes de onda y metodología SEA-2D . . . . .                                                                                         | 120        |
| 5.3. Resultados experimentales . . . . .                                                                                                    | 128        |
| 5.3.1. Difracción producida por un reflector pequeño . . . . .                                                                              | 129        |
| 5.3.2. Reflexión producida por un reflector extenso horizontal . . . . .                                                                    | 134        |
| 5.4. Resumen del capítulo . . . . .                                                                                                         | 140        |
| <b>6. Conclusiones</b>                                                                                                                      | <b>143</b> |
| <b>A. Obtención del tiempo de tránsito de señales que se reflejan en un difractor puntual ubicado dentro de una estructura cilíndrica</b>   | <b>148</b> |
| <b>B. Obtención del tiempo de viaje de los frentes de onda que se propagan entre el emisor y el receptor para una superficie cilíndrica</b> | <b>154</b> |
| B.0.1. Frentes de onda con trayectorias compuestas de $n$ tramos rectos                                                                     | 154        |
| B.0.2. Frentes de onda compuestos por 2 tramos rectos y sección evanescente . . . . .                                                       | 155        |
| <b>Agradecimientos</b>                                                                                                                      | <b>161</b> |
| <b>Bibliografía</b>                                                                                                                         | <b>162</b> |

# Capítulo 1

## Introducción

El uso de campos electromagnéticos en el rango de las radiofrecuencias permite la medición de distintos parámetros físicos de los materiales del suelo, relacionados con la permitividad eléctrica, conductividad, y permeabilidad magnética, con resolución en el orden de unos pocos centímetros y hasta el metro. Esto hace que dichos campos puedan ser utilizados para estudiar estructuras u objetos enterrados de tamaño relativamente pequeño como, por ejemplo, fracturas, objetos arqueológicos y cavidades en materiales, además de otros objetos de tamaño mayor, como capas, estructuras arquitectónicas, plumas contaminantes, etc., para los cuales es posible obtener buena calidad de detalles en comparación con otros tipos de excitaciones utilizadas en geofísica [1].

El método de Georadar (GPR, *ground penetrating radar*) es un método de prospección geofísica basado en la emisión y propagación de ondas electromagnéticas de radiofrecuencias en el suelo, y la posterior recepción de la respuesta a las mismas. En su configuración más habitual, las ondas electromagnéticas son emitidas en forma de pulso (radar de dominio temporal), desde la superficie del suelo. Los pulsos se propagan dentro del mismo, y se reflejan y transmiten en las discontinuidades de los parámetros electromagnéticos que hallan a su paso. En la modalidad de reflexión, la amplitud de los pulsos reflejados se mide sobre la superficie del suelo, mediante dispositivos receptores, como función del tiempo. Luego, esta información es procesada y analizada, lo que permite conocer las características del subsuelo. Por un lado, el tiempo que tarda la onda desde que es emitida hasta que es detectada da una medida de la profundidad de un dado reflector, conocidas las posiciones de la fuente y del receptor, y la velocidad de propagación de las ondas en el tipo de suelo particular. Por otro lado, la comparación de las amplitudes de los pulsos emitido y recibido, brinda información adicional sobre la reflectividad, dispersión y absorción en el subsuelo. Dos de las propiedades distintivas de este método son que no es invasivo y que posee alta resolución en comparación con otros métodos geofísicos. El mismo tiene aplicación en diversas áreas de investigación tales como geología [2]



[3] [4] [5], arqueología [6] [7] [8] [9], ingeniería civil [10] [11] [12] [13] e hidrología [14] [15] [16] [17].

Mayormente, los equipos de georadar utilizan un rango de frecuencias de entre 100  $MHz$  y 1000  $MHz$ , aunque en ocasiones este rango se extiende hasta los 10  $MHz$  y 2000  $MHz$  respectivamente. A mayor frecuencia, mayor es la resolución que puede obtenerse en las imágenes resultantes, pero menor la longitud de penetración, y viceversa. Es común 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 se utiliza un par de antenas (una transmisora y otra receptora). Por lo general, el par de antenas es movido conjuntamente sobre la superficie del suelo a lo largo de líneas de sondeo, manteniendo constante la distancia entre las antenas (sondeos de *Simple Offset*, SO). Frecuentemente, las líneas de sondeo se disponen sobre el terreno formando grillas que cubren toda el área en estudio. Con esta metodología, es posible prospeectar porciones de suelo extensas en tiempos relativamente cortos, obteniendo a menudo imágenes suficientemente claras en cuanto a los objetivos de muchas de las aplicaciones de GPR [18] [19] [20] [21].

Las antenas de georadar tienen directividad limitada, lo que se traduce en la iluminación de zonas de subsuelo bastante amplias [22] [23]. Como consecuencia de ello, una fracción importante de la energía transmitida se pierde fuera del camino emisor-reflector-receptor, disminuyendo la efectividad del método. Esto es especialmente problemático en condiciones de alta absorción, bajo contraste o blancos profundos ya que la baja intensidad de la señal recibida respecto del ruido y otras señales no deseadas reduce las posibilidades de detección.

La utilización de métodos *Multi-Offset* (MO) permite incrementar la información sobre cada porción de suelo investigada debido al muestreo múltiple de la misma, lo que a menudo conlleva una mejora en la sensibilidad, resolución y penetración alcanzadas. Distintos métodos MO han sido ensayados hasta el momento en GPR, por ejemplo, WARR (*wide-angle reflection and refraction*) [24] [25] [26] [27], AVO (*amplitude variation with offset*) [28] [29] [30] [31] o AVA (*amplitude variation with angle*) [32] [33]; siendo el de Punto Medio Común (*common midpoint*, CMP) [34] [35] [36] [37] [38] [39] [40], uno de los más utilizados. En la adquisición CMP, las antenas transmisora y receptora se desplazan simétricamente respecto de un punto medio, muestreando reiteradas veces el suelo debajo del mismo. Estos registros se promedian usando ciertos procedimientos, lo que permite mejorar la relación señal-ruido resultante con respecto al caso SO. La metodología CMP de GPR se aplica normalmente a un pequeño número de puntos medios, para obtener la velocidad de propagación y las profundidades de las capas principales debajo de ellos con precisión y, rara vez, para prospeectar áreas completas. Al igual que ocurre con otros métodos MO, el factor limitante más importante en el método CMP es el tiempo necesario

para adquirir y procesar los datos, el cual se incrementa notablemente respecto del caso SO.

Otro método MO que ha sido utilizado para mejorar las señales de GPR respecto de SO es el de Arreglos de Emisores (EA, *Emitter Array*) [41] [42]. En este método un conjunto de transmisores (los cuales constituyen un arreglo) y un receptor son inicialmente ubicados sobre la interfaz aire-suelo. El número de emisores y sus posiciones relativas en el arreglo son elegidos con el fin de producir un frente de ondas transmitido con una divergencia menor que la de los campos individuales, mientras que un retardo relativo entre los componentes es seleccionado para transmitir el frente de ondas resultante en la dirección estimada para el receptor [41]. Cuando el conjunto transmisores-receptor es desplazado a lo largo de la zona estudiada, la posición del blanco respecto de las antenas varía, por lo que el retardo entre los componentes del arreglo debe ser modificado con el fin de redirigir la energía a lo largo de caminos transmisores-reflector-receptor apropiados. Con este método se pueden mejorar la continuidad de las señales primarias y la relación señal-ruido, ya que los efectos de las señales secundarias originadas en regiones no iluminadas del suelo son reducidos y los eventos aleatorios tienden a cancelarse entre sí [41]. Estos efectos pueden ser conseguidos ya sea mediante el uso de un conjunto real de antenas (método EA recién descrito), o con un solo transmisor que se coloca consecutivamente en las posiciones donde se ubicarían los componentes del arreglo real, para luego superponer los registros individuales. Esta variante se denomina Arreglo de Emisores Sintético (SEA). Aunque los métodos EA y SEA no son físicamente equivalentes, los mismos conducen a resultados similares. El método SEA posee ciertas ventajas respecto del EA, ya que elimina problemas debidos a, por ejemplo, señales individuales no idénticas y acoplamientos entre los elementos del arreglo, permitiendo una adquisición de datos y procesamiento más simples.

La síntesis de frentes de onda transmitidos es una metodología que también se utiliza, por ejemplo, en el área de Sísmica [43] [44] [45] [46], en detección con Radar, desde aire y tierra [47] [48] y en Telecomunicaciones [49]. En el área de GPR, es frecuente que se den condiciones de campo cercano, por lo que las aproximaciones de campo lejano no se pueden aplicar en general. Lutz y Perroud [42] han demostrado que las señales de SO debidas a reflectores horizontales aproximadamente planos pueden ser mejoradas a través del uso de arreglos sintéticos de emisores unidimensionales ubicados a lo largo de la línea de sondeo (SEA-1Dx). Dichos autores analizaron cómo incrementar la directividad de un arreglo ubicado en un espacio uniforme variando el número de componentes del arreglo, y la distancia y retardo entre ellos. Más tarde, en el grupo de Geofísica Aplicada y Ambiental (GAIA, Dto. de Física, FCEyN, UBA – IFIBA, CONICET) se han estudiado qué características de los frentes de onda SEA-1D transmitidos son necesarias para obtener resultados satisfactorios en semi-espacios aire-suelo más realistas [41]. Es así que se ha desarrollado una metodología que funciona no sólo con reflectores extensos sino también

con difractores o reflectores de tamaño pequeño. El método ha sido útil para hacer visibles señales muy débiles y dar continuidad a reflexiones que en principio parecían discontinuas en los perfiles de SO o CMP. En este sentido, se han realizado análisis cuantitativos de estas mejoras para determinar sus características principales con precisión. Los resultados del método SEA-1Dx han sido comparados con los de los métodos GPR más comunes (SO y CMP), constatándose una disminución significativa en las fluctuaciones laterales de las reflexiones principales y un aumento en sus niveles de amplitud de la señal primaria con respecto a los del entorno [50].

## 1.1. Objetivos

El objetivo de esta Tesis es desarrollar nuevos estudios sobre metodologías MO con los siguientes fines:

1- Mejorar la relación señal-ruido y la continuidad de las señales primarias en suelos o estructuras que presentan bajos niveles de respuesta.

2- Evaluar la potencialidad de dichas metodologías en relación con aplicaciones novedosas de GPR.

En primer lugar, el estudio de estructuras que presentan interfases con el aire con curvaturas importantes, es un ejemplo de aplicación no habitual de GPR. Este tipo de estructuras produce reflexiones múltiples en sus superficies, las cuales se superponen en los registros con las señales primarias de interés, complicando el procesamiento y la interpretación [51]. En casos con radios de curvatura en el orden de la longitud de onda principal y bajo ciertas condiciones de reflectividad, estos múltiples tienden a extenderse por todo el volumen de datos SO, con intensidades comparables o incluso superiores a las de las ondas primarias y con formas idénticas a las de las mismas, por lo que las ondas primarias no pueden ser diferenciadas y la metodología SO deja de ser de utilidad. En tales casos, el uso simultáneo de metodologías MO adecuadas podría proveer de información que complementa la de SO, permitiendo la diferenciación. Asimismo, los sondeos MO podrían permitir obtener la velocidad de propagación dentro de la estructura con un mayor grado de precisión, al incluir varios órdenes de reflexión en el cálculo. Por último, la adaptación de procedimientos de procesado y visualización para interfases aire-suelo con baja curvatura debería producir imágenes de la estructura investigada que muestren a los reflectores en su interior con suficiente nitidez y precisión en el posicionamiento.

En segundo lugar, el uso de propiedades de rotación de la matriz de *scattering* (PRMS) [52] y el método SO para determinar la orientación de estructuras 1D a partir de una sola línea de sondeo es otra aplicación reciente de GPR. Este tipo de aplicación es relevante en lugares en los cuales no es posible la adquisición según

grillas de líneas que sean efectivamente bidimensionales debido a obstáculos naturales o artificiales como, por ejemplo, vegetación, paredes en un pasillo, zanjas, etc. En estos lugares, la interferencia producida por éstos y otros objetos cercanos tiene gran importancia, lo que se traduce en una disminución de la relación señal-ruido en los registros, limitando la precisión en la determinación de la orientación a partir del formalismo PRMS. Teniendo en cuenta la capacidad que presentan distintos métodos MO en cuanto a la mejora de reflexiones primarias respecto de las reflexiones secundarias y el ruido, es de esperar que la aplicación conjunta MO-PRMS produzca una mejora en la determinación de la orientación de las estructuras 1D.

Un último objetivo de esta Tesis es ampliar y profundizar el método de arreglos sintéticos de emisores con el fin de mejorar la continuidad y relación señal-ruido de las reflexiones primarias. Los resultados positivos obtenidos para arreglos 1Dx, dispuestos a lo largo de la línea de sondeo, y la potencialidad de los arreglos transversales, SEA-1Dy, indican que una implementación 2D que aproveche las características beneficiosas de ambos podría ser efectiva para alcanzar estos tipos de mejoras. Al respecto, pueden investigarse distintas geometrías del arreglo y parámetros característicos, de modo de optimizar la reducción en la divergencia del frente de ondas transmitido y el direccionamiento del mismo, mejorando así los resultados obtenidos hasta el momento con arreglos 1D.

## 1.2. Contenido de la Tesis

En el **Capítulo 2** de esta Tesis se describe el método de GPR en general y las variantes del mismo que son antecedentes de los desarrollos de este trabajo. En primer lugar, se presenta el marco teórico, basado en la teoría clásica de los campos electromagnéticos, y se describen las principales propiedades de los materiales más comunes en prospección con GPR. Luego se describen los equipos básicos de GPR y las metodologías de prospección que dan lugar a las de este trabajo.

El **Capítulo 3** se centra en la aplicación conjunta de metodologías MO y SO para el estudio de estructuras cilíndricas con curvatura significativa. Luego, como aplicación, se describe la investigación de la estructura interna del pedestal de un monumento urbano, cuyo fin ha sido proveer planos de los elementos de refuerzo de la estructura, para la planificación de su seccionamiento, desmontaje y traslado.

En el **Capítulo 4** se presenta una metodología basada en formalismo PRMS y el uso de arreglos SEA-1Dx, para calcular la orientación de estructuras unidimensionales enterradas a partir de datos adquiridos sobre una única línea de prospección. Se comparan los resultados de la combinación SEA-1Dx-PRMS con SO-PRMS y CMP-PRMS.

En el **Capítulo 5**, se extiende la metodología de arreglos SEA 1Dx a arreglos 2D. Se analizan sus características principales, y sus resultados son comparados con los de los métodos SO, SEA-1Dx, SEA-1Dy y CMP.

En el **Capítulo 6** se resumen los resultados obtenidos en la Tesis y se presentan las conclusiones.

En los **Apéndices A y B** se detallan desarrollos teóricos utilizados a lo largo de la Tesis.

# Capítulo 2

## Metodología de GPR

En este capítulo se describen los fundamentos de la prospección con GPR. Se comienza con una reseña de la teoría. Luego, se describen las principales propiedades electromagnéticas de los materiales típicos, y cómo influyen en las ondas que se desplazan dentro de los mismos. Para finalizar, se describen los equipos básicos de georadar y las metodologías de prospección que anteceden y dan base a las de este trabajo.

### 2.1. Principios básicos de GPR

#### 2.1.1. Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell describen los fenómenos electromagnéticos de los cuales trata esta Tesis. Estas pueden ser escritas como sigue [53] :

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

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

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

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

donde  $\vec{E}$  es la intensidad del campo eléctrico ( $V/m$ ),  $\vec{B}$  es la densidad de flujo magnético o inducción magnética ( $T$ ),  $\vec{H}$  es la intensidad del campo magnético ( $A/m$ ),  $\vec{D}$  es el vector de desplazamiento eléctrico ( $C/m^2$ ),  $\vec{J}$  es la densidad de corriente eléctrica ( $A/m^2$ ),  $q$  es la densidad de carga eléctrica ( $C$ ) y  $t$  es el tiempo ( $s$ ).

### 2.1.2. Ecuaciones constitutivas y propiedades de los materiales

Las relaciones constitutivas describen la respuesta de los materiales a los campos electromagnéticos. Las mismas dan cuenta de la respuesta promedio de electrones, átomos y moléculas a dicho campo. Esta interacción modifica a la onda electromagnética mientras se propaga en el material. Para medios lineales e isótropos, dichas relaciones se pueden expresar como [53]:

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

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

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

donde  $\sigma$ ,  $\epsilon$  y  $\mu$  representan la conductividad eléctrica ( $S/m$ ), la permitividad eléctrica ( $C^2/Nm^2$ ) y la permeabilidad magnética ( $N/A^2$ ), respectivamente. Aunque estas relaciones pueden ser tensoriales y no lineales, en la mayoría de las situaciones de campo alcanza con considerarlas como escalares y lineales.

#### Permitividad

La permitividad eléctrica  $\epsilon$  se vincula con la capacidad de un material de polarizarse ante la aplicación de un campo eléctrico, relacionándose con el desplazamiento de carga ligada. Se puede reescribir como el producto de la permitividad en el vacío ( $\epsilon_0 = 8.8541878176 \times 10^{-12} C^2 N^{-1} m^{-2}$ ) y la permitividad relativa del material ( $\epsilon_r$ ) por lo que la ecuación constitutiva 2.6 queda:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (2.8)$$

La permitividad es una cantidad compleja, es decir,  $\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$ . Su parte real determina la capacidad que tiene un material de almacenar y liberar energía del campo aplicado y su parte imaginaria indica un factor de pérdidas dieléctricas. La permitividad está fundamentalmente relacionada con la humedad en el suelo. Por ejemplo, en suelos arenosos y secos,  $\epsilon'_r \approx 2.6$  mientras que  $\epsilon''$  es prácticamente nulo, por lo que la atenuación es muy baja. En suelos arcillosos y húmedos ocurre lo contrario, con  $\epsilon'_r \approx 19$  y  $\epsilon''$  considerable, por ende la atenuación de la señal es alta para una parte importante del rango de frecuencias de GPR.

#### Permeabilidad magnética

La permeabilidad magnética  $\mu$  describe cómo responden los momentos magnéticos atómicos y moleculares a un campo magnético aplicado. Como en el caso de la

permitividad, la permeabilidad puede escribirse como el producto de la permeabilidad en el vacío ( $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ NA}^{-2}$ ) y la permeabilidad relativa del material ( $\mu_r$ ) en cuestión:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (2.9)$$

La permeabilidad relativa se escribe en forma compleja como  $\mu_r = \mu' - j\mu''$  donde la parte real da cuenta de la energía magnética almacenada en el material y la parte imaginaria determina la cantidad de pérdidas magnéticas debidas a diversos efectos como ser histéresis y viscosidad magnética.

El comportamiento magnético de suelos y rocas depende principalmente de la cantidad de magnetita (o minerales similares, como ilmenita). Sin embargo, la mayoría de los suelos y rocas no poseen este tipo de minerales, por lo que la permeabilidad es de interés menor en la prospección con GPR. Muchos suelos contienen materiales paramagnéticos y diamagnéticos, con componente real de la permeabilidad aproximadamente 1 y parte imaginaria cercana a cero.

## Conductividad

La conductividad  $\sigma$  de un medio proporciona una medida de la respuesta de sus cargas libres en presencia de un campo eléctrico externo, siendo el factor de proporcionalidad entre el campo aplicado y la densidad en volumen de corriente debido al movimiento de estas cargas libres (Ley de Ohm, Ec. 2.5).

El movimiento de las cargas provoca interacciones con otras cargas que no se encuentran en el mismo estado de movimiento, y transfiere al medio su energía en forma de calor. Por consiguiente, la corriente eléctrica es otro mecanismo de disipación de energía, a partir del cual la energía de la onda electromagnética se transfiere irreversiblemente al medio en el que se propaga [54]. Su unidad es  $\frac{S}{m}$  (siemens por metro) ó  $\Omega^{-1}m^{-1}$ .

### 2.1.3. Velocidad de propagación y atenuación. Resolución de las ondas de GPR

En el caso simple de una onda plana monocromática de frecuencia angular  $\omega$  es posible obtener una estimación sencilla de la velocidad de propagación en el medio bajo la suposición de pérdidas bajas ( $\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \ll 1$ ), [55]:

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.10)$$

o, alternativamente:



| Material                   | Permitividad<br>relativa<br>$\epsilon'_r$ | Velocidad de<br>propagación<br>$v$ (m/ns) | Conductividad<br>$\sigma$ (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 seca               | 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 en diversos medios [57].

$$v \approx \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (2.11)$$

con  $c = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0}$  la velocidad de la luz en el vacío ( $c = 299792458$  m/s).

En el caso de pérdidas moderadas a bajas, la velocidad de propagación puede ser aproximada por la siguiente expresión [56]:

$$v \approx \frac{c}{\sqrt{\frac{\mu_r \epsilon_r}{2} \left( \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega} \right)^2} + 1 \right)}} \quad (2.12)$$

La Tabla 2.1 muestra un conjunto de valores de  $v$ , representativos de materiales comunes en prospección con GPR. Se observa que, la velocidad de propagación puede hasta triplicarse en algunos casos al disminuir el grado de humedad.

La prospección con georadar resulta de mayor utilidad en materiales con bajas pérdidas debido a que en esos casos las señales tienen mayor rango de penetración al no atenuarse significativamente. También pueden encontrarse entornos en los que las pérdidas son altas, como en los suelos arcillosos o con agua salobre, por lo que la penetración en ellos es limitada. La figura 2.1 muestra valores típicos de atenuación para distintos materiales, en el rango de frecuencias de GPR. En general

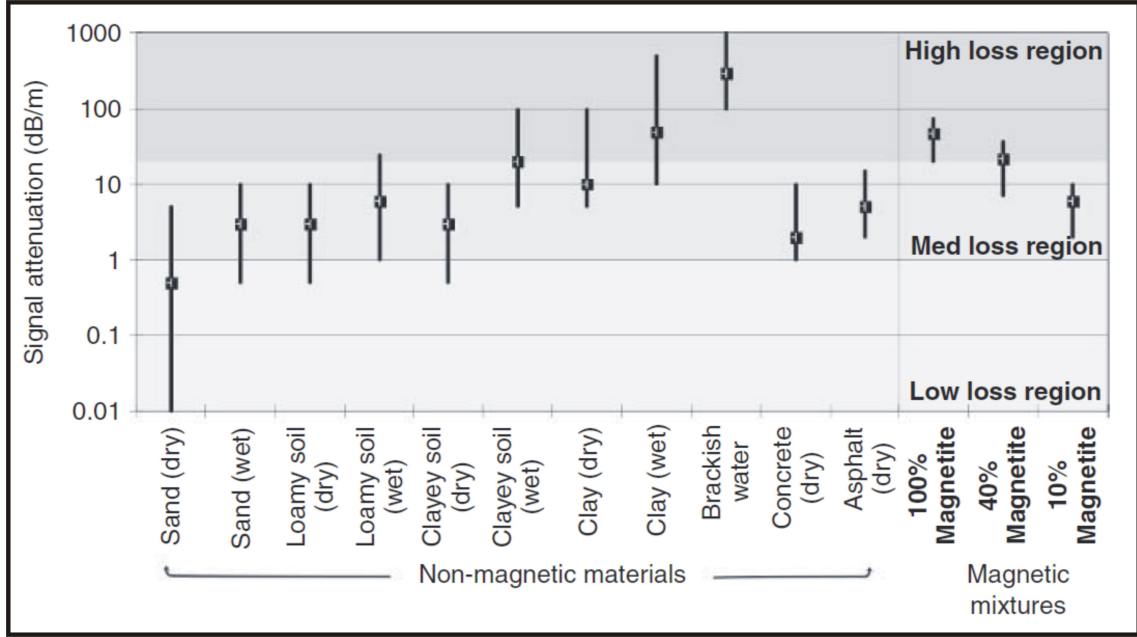


Figura 2.1: Valores típicos de atenuación para distintos materiales, en el rango de frecuencias de GPR [56].

la atenuación se incrementa con la frecuencia, por lo que las porciones superiores de los intervalos de la figura corresponden a las frecuencias mayores.

La longitud de onda  $\lambda$  dentro de un medio puede expresarse en función de la velocidad de propagación y la frecuencia  $f$ :

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.13)$$

donde  $f = \omega/2\pi$ . Dependiendo de la frecuencia utilizada y el medio, las longitudes de onda de GPR típicamente se ubican en el rango que se extiende entre 0.05 m y 1.5 m, aunque pueden alcanzarse valores de hasta 0.02 m y 2.0 m, respectivamente. Estos valores son importantes a la hora de la planificación de las experiencias y el análisis de datos ya que la resolución es monótonamente creciente con  $\lambda$ , con un mínimo teórico de  $\lambda/4$ , y un promedio de alrededor de los  $2 \lambda$ .

#### 2.1.4. Reflexión y transmisión

A medida que la onda electromagnética se propaga en el suelo, la misma puede encontrar discontinuidades en los parámetros constitutivos del mismo. En estas discontinuidades se produce reflexión y transmisión de la onda. Si se considera el modelo simple de una onda plana que incide de manera oblicua sobre una interfaz

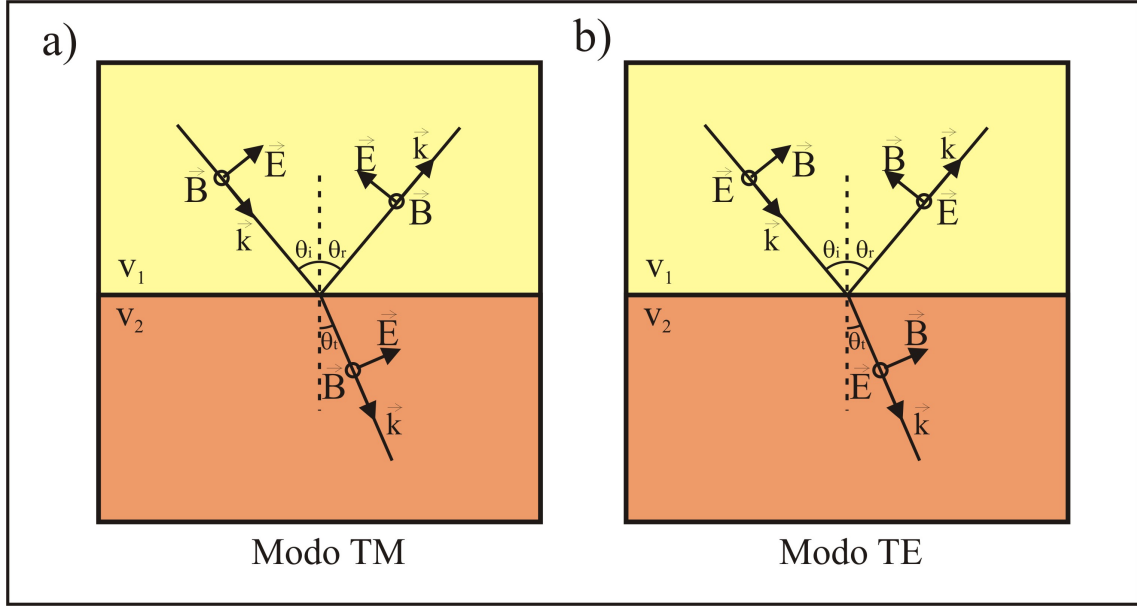


Figura 2.2: Reflexión y transmisión de una onda plana en una interfase horizontal. **a)** Campo eléctrico paralelo al plano de incidencia (modo TM). **b)** Campo eléctrico perpendicular al plano de incidencia (modo TE)

plana (Fig. 2.2), el campo eléctrico puede ser descompuesto en sus componentes perpendicular y paralela al plano de incidencia, TM y TE, respectivamente. Luego, es posible obtener ecuaciones que vinculan las amplitudes de las señales que resultan de la interacción, con los parámetros de los medios a ambos lados de la interfaz. En el caso del modo transversal magnético (TM), los cocientes entre las amplitudes reflejada e incidente,  $R$ , y entre las amplitudes transmitida e incidente,  $T$ , son [53]:

$$R_{TM} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos \theta_i - \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos \theta_t}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos \theta_i + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos \theta_t} \quad (2.14)$$

$$T_{TM} = \frac{2\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos \theta_i}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos \theta_i + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos \theta_t} \quad (2.15)$$

donde  $\theta_i$  es el ángulo de incidencia y  $\theta_t$  es el ángulo de transmisión, ambos definidos respecto a la normal a la interfaz. Para el caso transversal eléctrico (TE) tendremos:

$$R_{TE} = \frac{-\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos\theta_i + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos\theta_t}{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos\theta_i + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos\theta_t} \quad (2.16)$$

$$T_{TE} = \frac{2\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos\theta_i}{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos\theta_i + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos\theta_t} \quad (2.17)$$

Bajo la condición  $\mu_1 = \mu_2 = 1$  se llega a las siguientes ecuaciones simplificadas:

$$R_{TM} = \frac{v_2 \cos\theta_i - v_1 \cos\theta_t}{v_2 \cos\theta_i + v_1 \cos\theta_t} \quad (2.18)$$

$$T_{TM} = \frac{2v_1 \cos\theta_i}{v_2 \cos\theta_i + v_1 \cos\theta_t} \quad (2.19)$$

$$R_{TE} = \frac{-v_1 \cos\theta_i + v_2 \cos\theta_t}{v_1 \cos\theta_i + v_2 \cos\theta_t} \quad (2.20)$$

$$T_{TE} = \frac{2v_2 \cos\theta_i}{v_1 \cos\theta_i + v_2 \cos\theta_t} \quad (2.21)$$

De estas expresiones se ve que, cuanto más se parecen las velocidades de propagación entre ambos medios considerados, la señal reflejada es más débil y la transmitida más intensa. Por ello, si una dada superficie de discontinuidad no tiene suficiente contraste, es posible que el equipo de georadar no detecte la señal reflejada. En cambio, si el contraste entre los medios es grande, ésta será más fácilmente detectada.

## 2.2. Equipos de GPR

Un equipo de GPR básico cuenta con una antena emisora, una antena receptora y una unidad de generación, control y registro. En la configuración de medición por reflexión, las antenas son ubicadas a un mismo lado del medio en estudio, usualmente sobre el suelo para detectar las reflexiones que se producen en el mismo (figura 2.3). La unidad de control controla la generación y registro de pulsos electromagnéticos (GPR pulsado o de dominio temporal). Adicionalmente pueden integrarse al equipo accesorios tales como un odómetro, que controla el disparo y registro de los pulsos en función de la posición sobre el terreno, y un GPS.

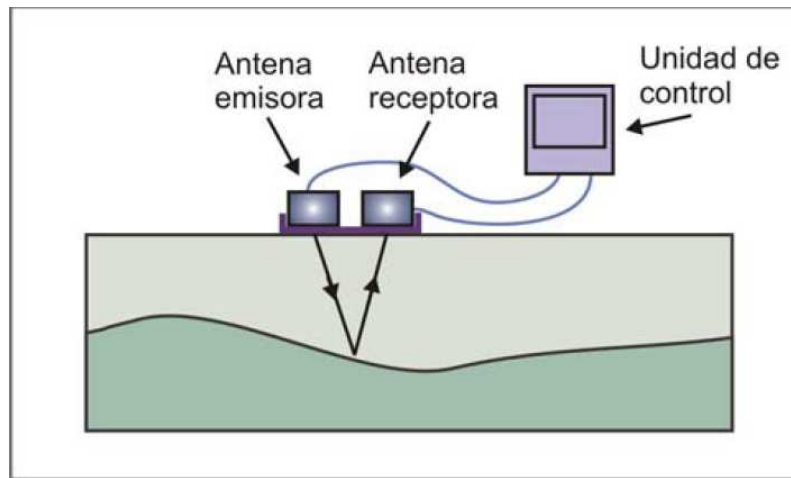


Figura 2.3: Esquema de un equipo básico de georadar, en configuración de medición por reflexión.

En el proceso de medición, la unidad de control inicialmente envía una señal eléctrica a la antena emisora, la que se traduce en pulsos que se transmiten hacia el suelo. Estos pulsos se propagan e interactúan con las distintas discontinuidades dentro del mismo. La antena receptora capta esta respuesta, la transforma en señales eléctricas y registra en la unidad de control como función del tiempo. Es común que la unidad de control tenga incorporada una pantalla para la visualización de los datos en tiempo real y que cuente con la capacidad de realizar un procesamiento preliminar de los datos en simultáneo con su adquisición. Esto posibilita, en algunos casos, que se puedan realizar interpretaciones preliminares de los datos; aunque lo habitual es que su procesamiento e interpretación se realicen en una etapa posterior, luego de haberlos transferido a una computadora.

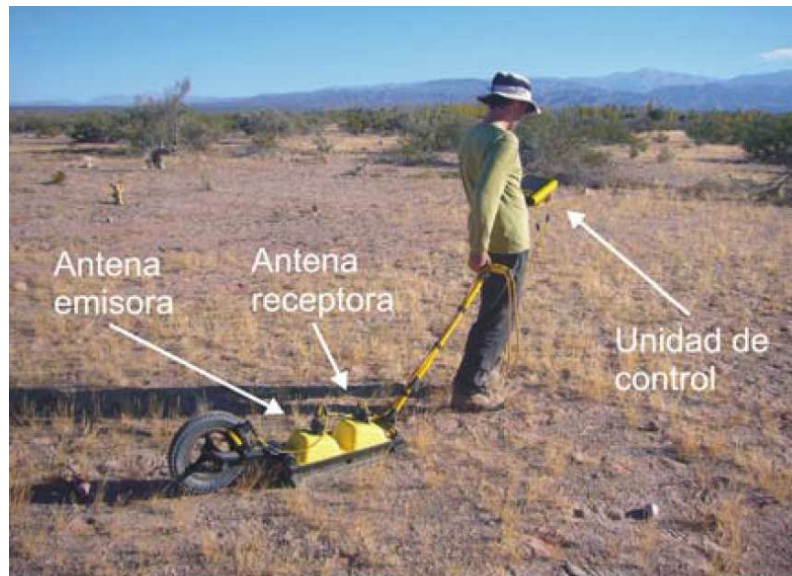


Figura 2.4: Equipo de georadar biestático en configuración de cobertura simple y medición por reflexión.

Los equipos de GPR pueden tener montaje monoestático, en el que las antenas emisora y receptora se ubican en la misma caja, o montaje biestático en el que se ubican en cajas separadas. Esto último permite aplicar procedimientos de adquisición tanto de cobertura simple como de cobertura múltiple, en los cuales la separación entre las antenas (*offset*) se mantiene constante y variable, respectivamente. En la figura 2.4 se muestra un equipo biestático configurado para adquirir datos por reflexión y cobertura simple.

La mayoría de los equipos están diseñados para emitir pulsos con extensiones temporales pequeñas (no más de 2 ó 3 períodos), con su lóbulo principal de radiación dirigido en dirección perpendicular a la superficie del suelo, y de modo de que no se extienda angularmente más allá de un cono de  $90^\circ$ , aproximadamente.

Es claro que la señal que se refleja en un objeto profundo tiende a regresar al receptor con menor amplitud que la que se refleja en un objeto idéntico más cercano. Si el objeto reflector estuviese ubicado lo suficientemente profundo, la señal reflejada podría no detectarse debido a una muy baja amplitud recibida. Se denomina profundidad de penetración a la máxima profundidad a la cual se puede detectar reflectores. Esta depende, en primer lugar, de la divergencia geométrica del frente de ondas. Además, la señal sufre una pérdida de amplitud por absorción, siendo  $\sigma$  y  $\epsilon''$  los parámetros más importantes en este fenómeno. La dispersión angular por *scattering* de las ondas en las pequeñas discontinuidades o fluctuaciones del suelo (por ejemplo terrones, etc) y la dispersión frecuencial son otros factores de atenuación de la señal, así como las reflexiones y transmisiones en las sucesivas capas del suelo.

## 2.3. Metodologías de GPR

En esta sección se describen las metodologías que anteceden y dan base a las de esta Tesis. Estas se clasifican en metodologías de cobertura simple (u *Offset Simple*, SO), donde las antenas se desplazan conjuntamente manteniendo una distancia fija entre ellas sobre el terreno, y se registra una traza para cada posición del par de antenas (traza=amplitud recibida en función del tiempo), o de cobertura múltiple (o *multi offset*, MO), donde para cada posición sobre el terreno se adquieren varias trazas, variando las posiciones del receptor y/o transmisor. Ambas antenas son usualmente dipolares, y sus dipolos normalmente se posicionan perpendiculares a la línea de sondeo.

En la figura 2.5 se muestra una traza típica. Inicialmente, entre  $t = 0 \text{ ns}$  y  $t = 3 \text{ ns}$ , se recibe una señal de gran amplitud denominada señal directa, la cual se propaga entre el transmisor y el receptor. Esta es la superposición de una señal que se propaga por aire (velocidad de la onda aproximadamente igual a la del vacío) y una señal que se propaga a lo largo de la capa más superficial del suelo (velocidad de propagación igual a la de ese medio). Entre  $4 \text{ ns}$  y  $14 \text{ ns}$  se observan señales de baja intensidad que provienen de pequeñas fluctuaciones del medio y ruido. A  $t = 15 \text{ ns}$  aproximadamente se observa una reflexión notoriamente más importante debida a un medio u objeto de alto contraste con respecto al medio que lo antecede. En la figura 2.6a se observa el modelo de suelo que genera esta traza y un esquema de las trayectorias de las señales mencionadas.

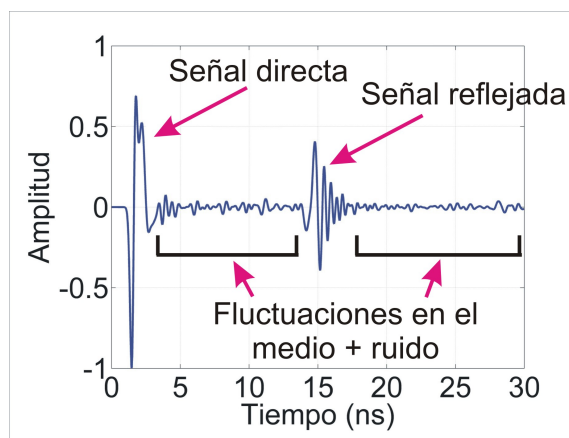


Figura 2.5: Ejemplo de traza.

Al conjunto de las trazas adquiridas a lo largo de una línea de prospección se las llama radargrama, perfil o sección vertical de datos. El eje horizontal representa la coordenada espacial medida sobre la superficie del suelo, mientras que el eje vertical representa el tiempo transcurrido a partir de la emisión del pulso. Utilizando una

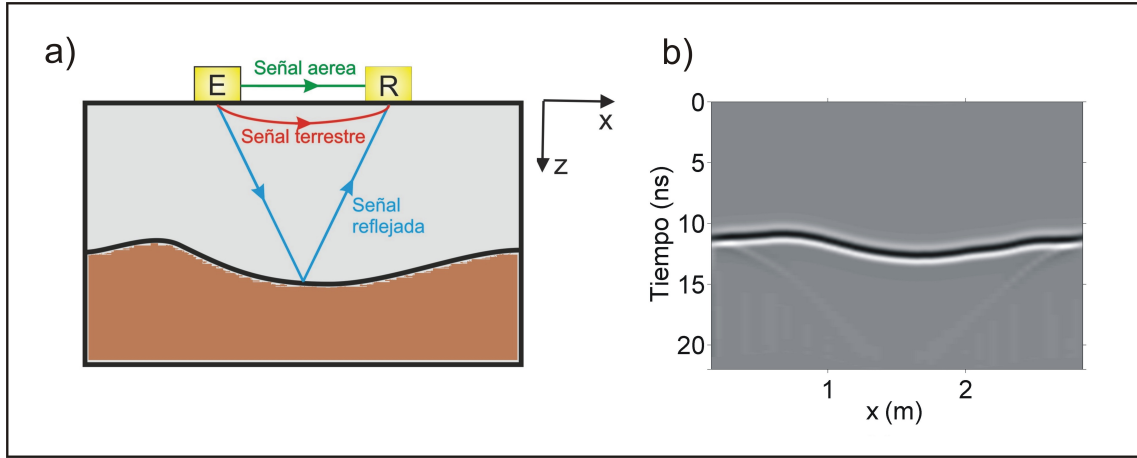


Figura 2.6: a) Trayectorias que recorren las ondas directas aérea y terrestre y la onda reflejada en una capa de suelo. b) Radargrama resultante.

escala de colores grises, se representa la intensidad del campo eléctrico recibido como función de ambas coordenadas. La figura 2.6b corresponde al modelo de la figura 2.6a.

En general, las formas y amplitudes de las señales de reflexión que aparecen en los radargramas dependen de las geometrías de la interfaz aire-suelo y reflectores en el mismo, de las propiedades electromagnéticas de los medios, y de la configuración del campo transmitido.

### 2.3.1. Metodología de cobertura simple (SO)

Esta metodología requiere de tiempos mínimos de adquisición y procesamiento de datos. En muchos casos, la información que se obtiene del subsuelo a través de la misma resulta suficiente para detectar o caracterizar el blanco de interés. En otros casos, tales como cuando se requiere incrementar la penetración, la relación de señal-ruido y la precisión en la determinación del campo de velocidades, es conveniente utilizar metodologías de cobertura múltiple (descritas más adelante).

#### Respuestas SO para superficies aire-suelo planas

Las aplicaciones más comunes de GPR ocurren sobre superficies aire-suelo planas o aproximadamente planas, utilizando una configuración de antenas SO. A continuación se muestran las respuestas SO que se obtienen para las geometrías de reflector fundamentales.

**1) Reflector extenso:** en el ejemplo de la figura 2.7a un reflector extenso y plano (típicamente, una capa de suelo) se ubica a una profundidad  $z_0$  de la superficie.



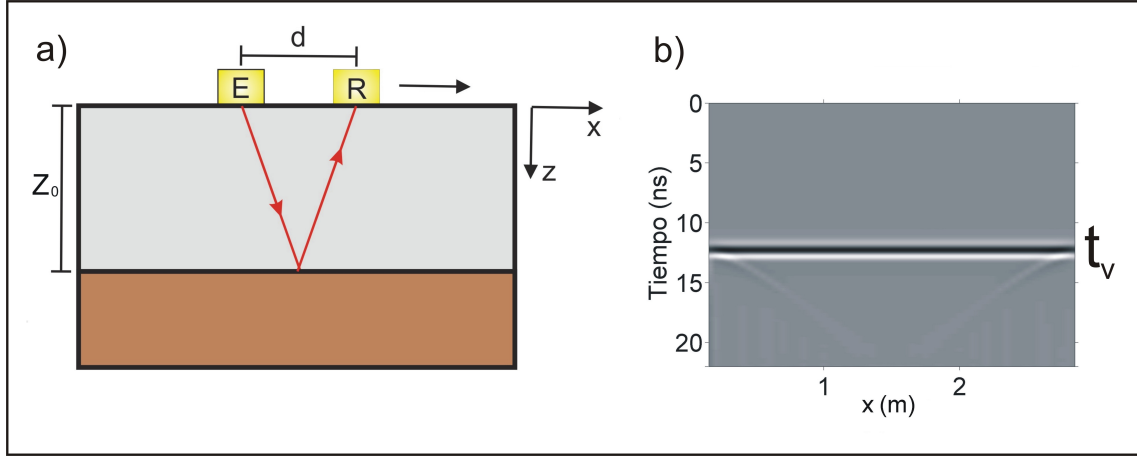


Figura 2.7: a) Modelo de suelo con un reflector extenso y trayectoria de la onda reflejada en el mismo. b) Radargrama resultante.

Conociendo la separación entre las antenas,  $d$ ; la velocidad de propagación en los medios,  $v$ ; y  $z_0$ , es posible, mediante trigonometría simple, calcular el tiempo de tránsito o viaje ( $t_v$ ) de la señal reflejada, hasta su llegada al receptor. Este es:

$$t_v = \frac{1}{v} \sqrt{d^2 + (2z_0)^2} \quad (2.22)$$

Alternativamente, cuando no se conoce la profundidad y sí los otros parámetros, se tiene:

$$z_0 = \frac{\sqrt{(t_v v)^2 - d^2}}{2} \quad (2.23)$$

En la Fig. 2.7b se muestra el radargrama que resulta para el reflector extenso. En este caso se obtiene una reflexión cuya forma guarda similitud con la de la superficie reflectora.

**2) Reflector pequeño:** un reflector pequeño respecto de la longitud de onda, muchas veces denominado difractor (típicamente, un objeto o una inhomogeneidad del suelo) se encuentra en la posición  $(x_0, z_0)$  (Fig. 2.8a). Asumiendo que el difractor es puntual, puede obtenerse la siguiente ecuación que vincula el tiempo  $t_v$  con el resto de los parámetros:

$$t_v = \frac{1}{v} \left[ \sqrt{\left(x - x_0 + \frac{d}{2}\right)^2 + z_0^2} + \sqrt{\left(x - x_0 - \frac{d}{2}\right)^2 + z_0^2} \right] \quad (2.24)$$

donde  $x = \frac{x_T + x_R}{2}$  es la coordenada del punto medio entre las posiciones del transmisor y el receptor,  $x_T$  y  $x_R$ , respectivamente, mientras que  $d = x_R - x_T$ .

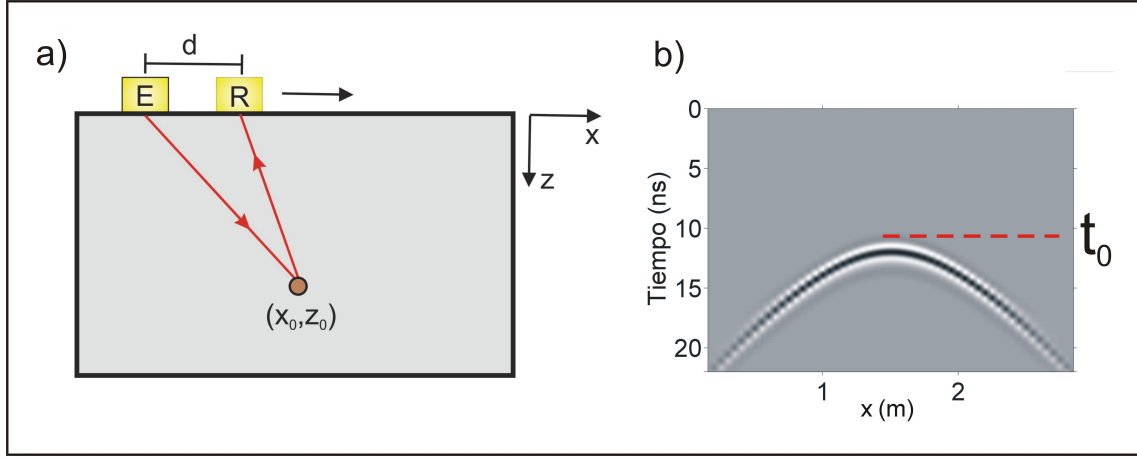


Figura 2.8: a) Modelo de suelo con un difractor puntual y trayectoria de la onda reflejada en el mismo. b) Radargrama resultante.

Alternativamente, cuando no se conoce la profundidad y sí los otros parámetros, se tiene:

$$z_0 = \frac{\sqrt{(vt_0)^2 - d^2}}{2} \quad (2.25)$$

donde  $t_0$  es el tiempo mínimo de llegada de la señal al receptor.

En la figura 2.8b se observa la señal registrada para el modelo de la figura 2.8a. Esta se caracteriza por tener una forma de V invertida, con una parte central más intensa que los extremos debido a la menor distancia recorrida por el pulso a medida que el par de antenas se acerca a  $x_0$  y al patrón de radiación cónico de las antenas.

### 3) Reflector de tamaño finito:

Por último, se considera el caso de una reflexión en un objeto de tamaño finito, el cual presenta una parte plana (Fig. 2.9a). Este caso, puede ser interpretado como una combinación de las situaciones anteriores. En efecto, en la figura 2.9b se observa que como respuesta se superponen un tramo recto de señal y sendas señales de difracción, algo más débiles que el primero, debidas a los bordes del reflector.

## Respuestas SO para superficies aire-suelo cilíndricas

Aunque el método GPR se utiliza mayoritariamente en lugares naturales, en aplicaciones geológicas, está creciendo su utilización en sitios urbanos, en aplicaciones culturales, de ingeniería, etc. Algunos de los objetivos más frecuentes en esta última área son la detección y caracterización de varillas de refuerzo e inclusiones en materiales, tuberías, fracturas, huecos, capas de recubrimientos y humedad [20] [58] [59] [60] [61]. En contraste con lo que ocurre en suelos naturales, las mediciones en estos

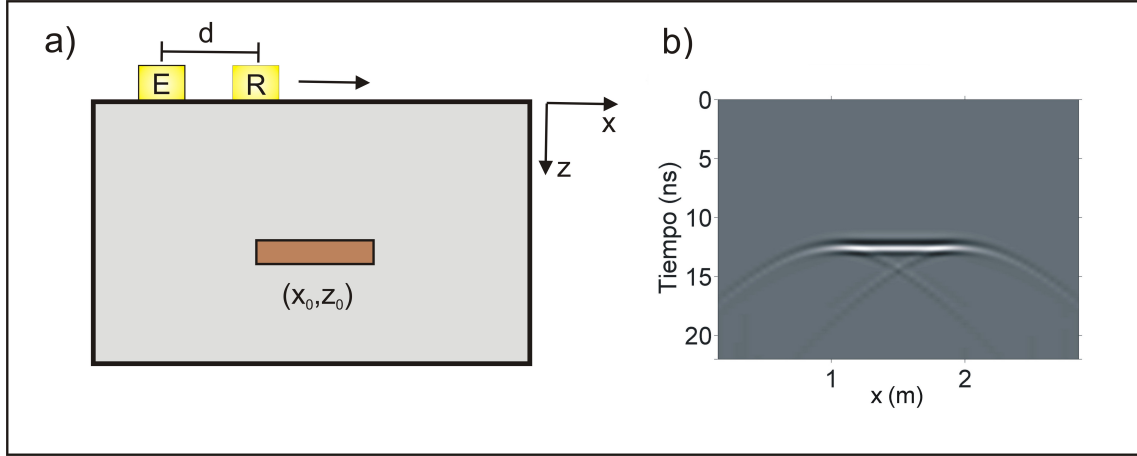


Figura 2.9: a) Modelo de suelo con un objeto enterrado que presenta bordes. b) Radargrama resultante.

casos pueden tener que realizarse a lo largo de interfaces significativamente curvas e incluso periódicas, Ejemplos de ellas son pilares, ductos, túneles, troncos de árbol, etc. La mayoría de estas estructuras se caracterizan por su forma aproximadamente cilíndrica. En general, las respuestas de GPR que se obtienen sobre estas superficies son considerablemente diferentes a las que se obtienen sobre semiespacios planos o aproximadamente planos, debido a la curvatura y periodicidad de la interfaz aire-cilindro [51] [62] [63]. En estos casos, además de la señales de las ondas directas, que se propagan del emisor al receptor por aire y suelo, existen ondas que viajan dentro del cilindro y se reflejan de forma múltiple en la interfaz cilindro-aire. Estas ondas también pueden exhibir un comportamiento evanescente, debido al contraste negativo de permitividad en la interfaz cilindro-aire [51]. Todo esto tiende a producir patrones de reflexión con aspectos complejos en las secciones de datos.

### 1) Medio homogéneo:

En este caso, el cilindro no contiene ningún tipo de reflector y sólo se producen reflexiones internas en la interfaz cilindro-aire. Estas ondas serán estudiadas y analizadas en detalle en el capítulo siguiente. En la figura 2.10a se puede ver la trayectoria de algunas de ellas, en particular, dos ondas directas por aire (1 y 3), propagándose en sentidos opuestos, una onda que viaja directamente desde el transmisor al emisor dentro del cilindro (2), una onda que viaja por dentro del cilindro y que solo se refleja una vez en la interfaz cilindro-aire (4), y por último, ondas que poseen una sección de trayectoria en la cual las mismas son evanescentes (5 y 6). En el panel b se puede observar el radargrama resultante para el conjunto de ondas elegido. Este resulta bastante más complejo que el que se obtendría para un semiespacio plano, pues este último contaría con solo una de las ondas (una de las directas).

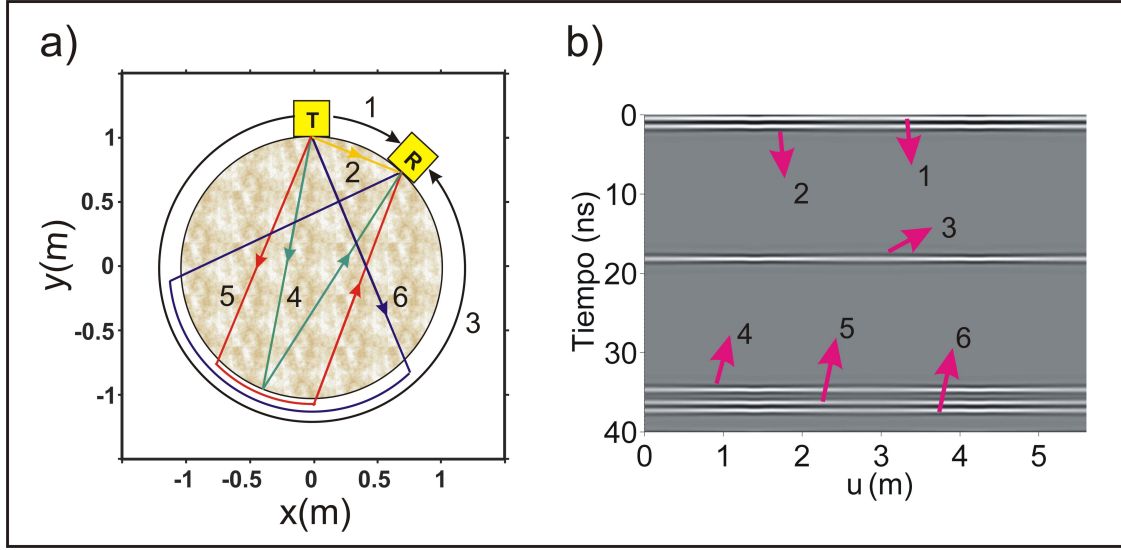


Figura 2.10: a) Modelo de estructura cilíndrica. b) Radargrama resultante.

**2) Núcleo cilíndrico:** Se considera un núcleo interno de radio  $r_i < r$ , con un mismo centro que la superficie cilindro-aire (Fig. 2.11a). El tiempo de tránsito de la señal que se refleja directamente en el núcleo, para un *offset* fijo entre antenas  $d$  y un medio con velocidad de propagación  $v$  está dado por (Apéndice A):

$$t = \frac{2}{v} \sqrt{r^2 + (r - z_0)^2 - 2r(r - z_0) \cos\left(\frac{d}{2r}\right)} \quad (2.26)$$

donde se definió la profundidad de la superficie reflectora,  $z_0$ , como  $z_0 = r - r_i$ . Dado que la distancia entre las antenas y el reflector se mantiene constante a lo largo de todo el sondeo, puede considerarse que este caso es comparable al de la superficie aire-suelo plana con el reflector horizontal (Fig. 2.7). En la Fig. 2.11b se observa el radargrama para la estructura cilíndrica.  $u = (u_R + u_T)/2$  es la posición perimetral media de las antenas ( $u_T$ ,  $u_R$  posiciones perimetrales del transmisor y receptor respectivamente). Al comparar las figuras 2.11b y 2.7 se observa que, en el caso del núcleo cilíndrico aparece un conjunto adicional de reflexiones que complica la interpretación. Como referencia, en la figura 2.11b se ha indicado la señal correspondiente a la reflexión directa en el núcleo, la cual es comparable con la señal del caso plano. Para una  $v$  dada, este patrón puede ser producido por distintas configuraciones de reflectores dentro del cilindro, por lo que la interpretación de la estructura permanece ambigua si sólo se analizan perfiles SO. Esto ocurre aún en el caso más sencillo de un cilindro homogéneo, discutido en el punto anterior.

**3) Reflector pequeño:** En el modelo de la figura 2.12a se muestra un conjunto de difractores puntuales que se ubican a diferentes distancias del centro del

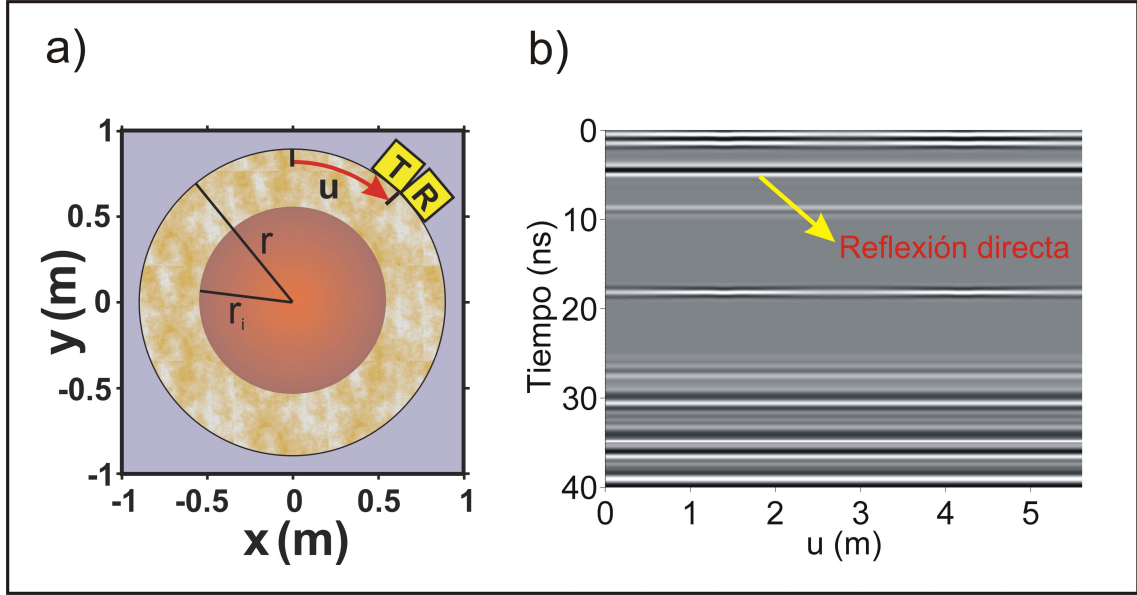


Figura 2.11: a) Modelo de estructura cilíndrica con una interfaz cilíndrica en su interior. b) Radargrama resultante.

cilindro, en una misma posición perimetral  $u_0$ . La profundidad (radial) de los reflectores está dada por  $z_0$ . La ecuación que vincula el tiempo de tránsito para un dado difractor en función de parámetros del modelo es (Apéndice A):

$$t_v = \frac{1}{v} \left[ \sqrt{(u - u_0 - d/2)^2 \text{sinc}^2(\alpha_T/2) (1 - z_0/r) + z_0^2} + \sqrt{(u - u_0 + d/2)^2 \text{sinc}^2(\alpha_R/2) (1 - z_0/r) + z_0^2} \right] \quad (2.27)$$

$$\alpha_R = (u - u_0 + d/2) / r \quad (2.28)$$

$$\alpha_T = (u - u_0 - d/2) / r \quad (2.29)$$

$$\beta = d/(2r) \quad (2.30)$$

donde  $d = u_R - u_T$  es la distancia entre antenas. La expresión 2.27 se reduce a la 2.24 cuando se toma el límite  $r \rightarrow \infty$ , es decir, cuando la superficie cilíndrica se torna plana.

Por otro lado:

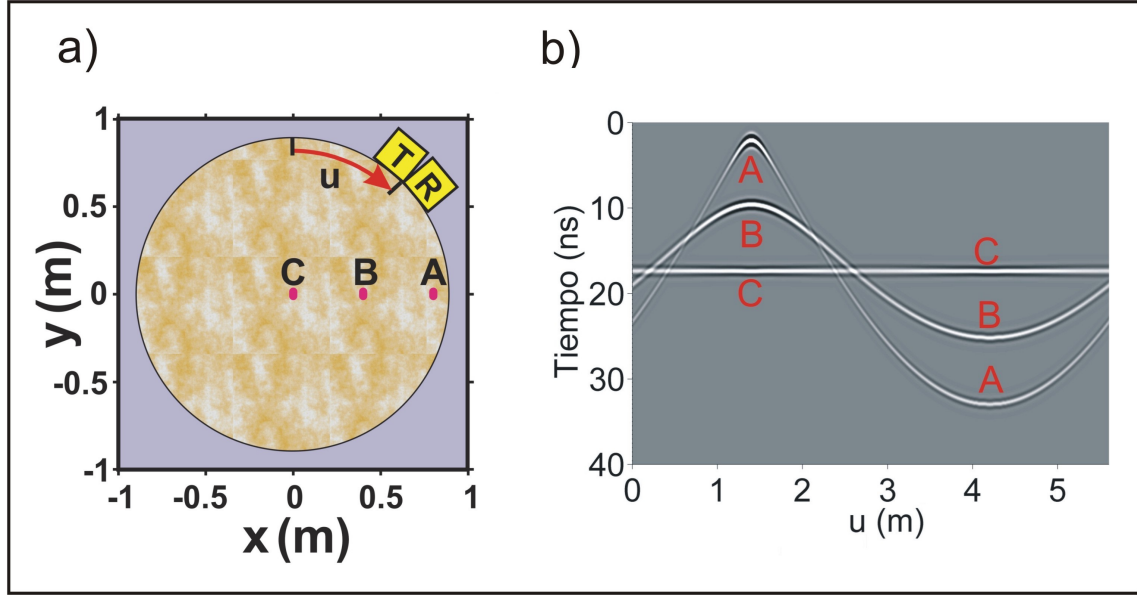


Figura 2.12: a) Modelo de estructura con difractores puntuales en su interior. b) Radargrama resultante.

$$z_0 = \frac{1}{2} \left[ \sqrt{(vt_0)^2 - d^2 \text{sinc}^2(\beta)} + d(\beta/2) \text{sinc}^2(\beta/2) \right] \quad (2.31)$$

donde  $t_0$  es el tiempo de tránsito mínimo, cuando  $u = u_0$ .

En la Fig. 2.12b se observa el radargrama que resulta del modelo con tres difractores puntuales. En la mitad izquierda del radargrama, las señales tienen forma bastante similar al caso de la interfaz aire-suelo plana, es decir de V invertida. El pico de la V es menos pronunciado cuanto más alejado está el difractor de la superficie, hasta llegar a convertirse en un plano cuando el difractor está justo en el centro del cilindro. En la parte derecha del radargrama, las formas de las señales ya no se parecen al caso de interfaz aire-suelo plana, e incluso invierten su curvatura.

#### 4) Reflector de tamaño finito:

Como ejemplo de reflectores de tamaño finito, se considera el modelo de la Fig. 2.13a. Los reflectores han sido ubicados en las mismas posiciones que los difractores del caso anterior. En el radargrama de la Fig. 2.13b se observa cómo las señales de estos reflectores se han transformado apreciablemente respecto de los casos de núcleo cilíndrico y reflector puntual, y las importantes diferencias respecto del caso de interfaz aire-suelo plana (Fig 2.9).

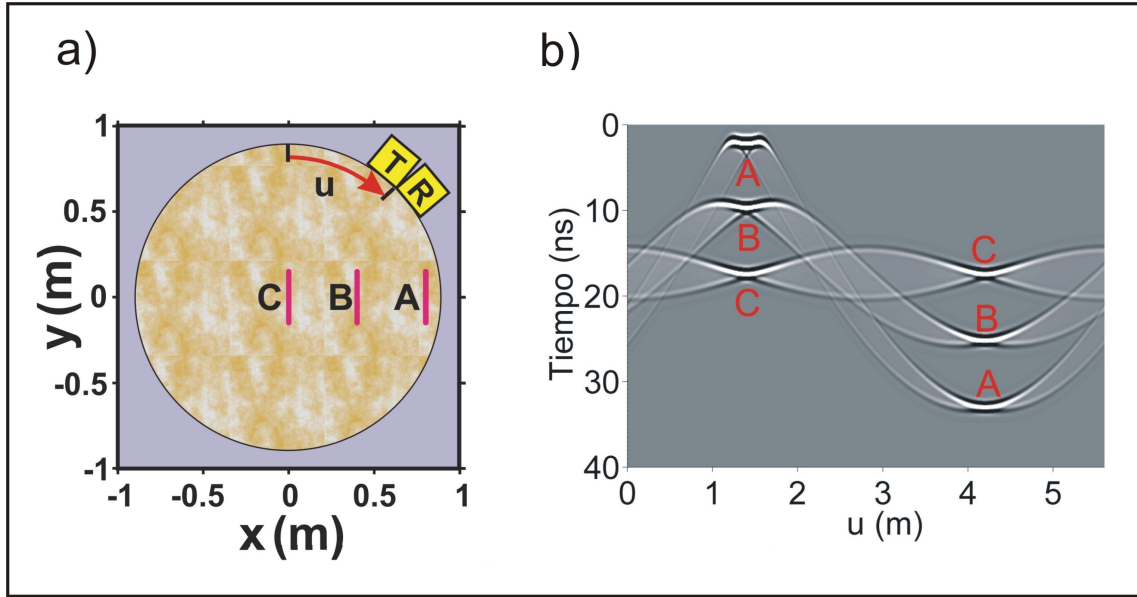


Figura 2.13: a) Modelo de estructura cilíndrica conteniendo pequeños objetos planos. b) Radargrama resultante.

### 2.3.2. Procesamiento básico de datos de cobertura simple

Los datos de GPR rara vez pueden ser interpretados en bruto. En general, los registros obtenidos contienen ruido y reflexiones secundarias que se superponen a las reflexiones primarias de interés y dificultan o directamente impiden su interpretación. El ruido consiste en señales producidas por la electrónica, cableado y elementos de las antenas, así como las producidas por fuentes externas tales como antenas de telefonía, radio, etc. Puede ser aleatorio o no, dependiendo del caso. Las reflexiones secundarias o *clutter* son señales coherentes distintas de las reflexiones primarias tales como las señales directas, las reflexiones en inhomogeneidades del suelo sin relevancia, reflexiones múltiples y reflexiones producidas en objetos ubicados fuera del suelo. Tanto el ruido como las reflexiones secundarias deben ser eliminados o atenuados mediante filtrado de manera que las reflexiones de interés puedan ser analizadas adecuadamente. Asimismo, como las ondas transmitidas pierden intensidad a medida que se propagan en el suelo, la amplitud de las reflexiones disminuye con el tiempo de tránsito. Si la baja es significativa, la misma debe ser compensada mediante la aplicación de ganancia. Otros aspectos que deben ser corregidos o tenidos en cuenta antes del análisis de los datos son los efectos de la topografía de la interfaz aire-suelo y las variaciones espaciales (o temporales) de la velocidad de propagación que se producen en el suelo.

En la Fig. 2.14a se muestra un radargrama de datos en bruto, tal tal como son registrados por el sistema de georadar. Los datos han sido adquiridos a lo largo de

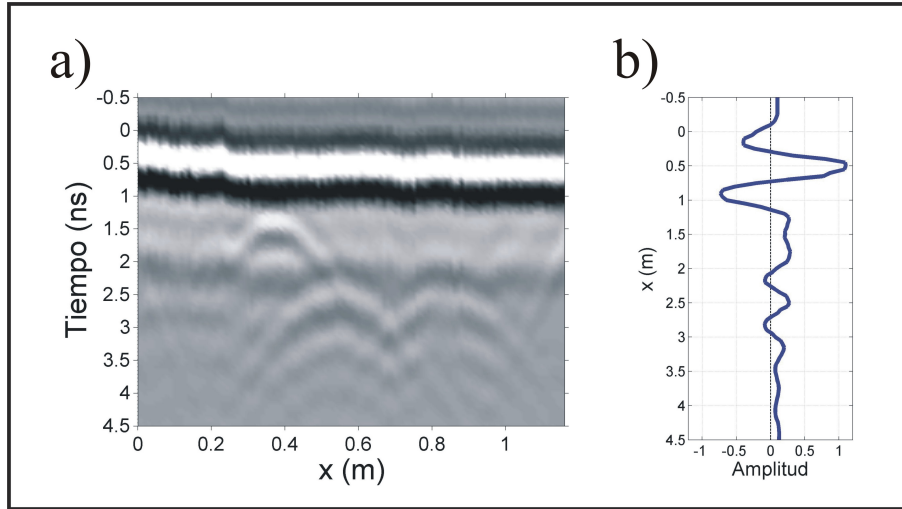


Figura 2.14: Ejemplo de datos en bruto. a) Radargrama. b) Traza correspondiente a  $x = 0.55$  m.

una línea de sondeo que atraviesa perpendicularmente un caño. Lo que se observa más claramente en la figura es la señal directa, la cual aparece como bandas horizontales para  $t < 1.0$  ns. En la Fig. 2.14b se muestra, como ejemplo, el gráfico de la traza que corresponde a  $x = 0.55$  m.

En la prospección con georadar el emisor y receptor se ubican generalmente muy próximos entre sí. Cerca del emisor los campos tienen componentes de baja frecuencia asociadas con efectos capacitivos o inductivos, lo que se observa en los datos como una variación temporal lenta del nivel medio de la señal respecto del valor cero. Este efecto se conoce como *wow* y se puede ver en la Fig. 2.14b como un desplazamiento del nivel medio de la señal. Se lo puede suprimir aplicando un filtro temporal pasa-altos a la señal, proceso que se conoce como *dewow* [56].

El resultado de aplicar este proceso a los datos de la Fig. 2.14, se muestra en la Fig. 2.15. Comparando las figuras 2.14b y 2.15b, se observa la corrección que se logra en el nivel medio de la señal. En la figura 2.15a, esta corrección se traduce en un ligero oscurecimiento de la tonalidad media de la imagen.

El siguiente paso consiste en unificar el origen de tiempo de todos los perfiles. Este origen puede variar de un perfil a otro, o de traza en traza, por diversas razones, incluyendo, fluctuaciones en el disparo del pulso. Una metodología básica de corrección consiste en, primero, buscar el primer pico, máximo o mínimo, en cada traza de la señal directa, y luego desplazar las trazas de manera que los picos seleccionados coincidan con  $t = 0$  ns. Los efectos de este proceso se observan en las figuras 2.16a y 2.16b siendo lo más evidente el aplanamiento de la señal directa. En este ejemplo, la referencia ha sido ubicada en el máximo de la señal directa.

En los radargramas sin procesar normalmente se presentan bandas horizontales



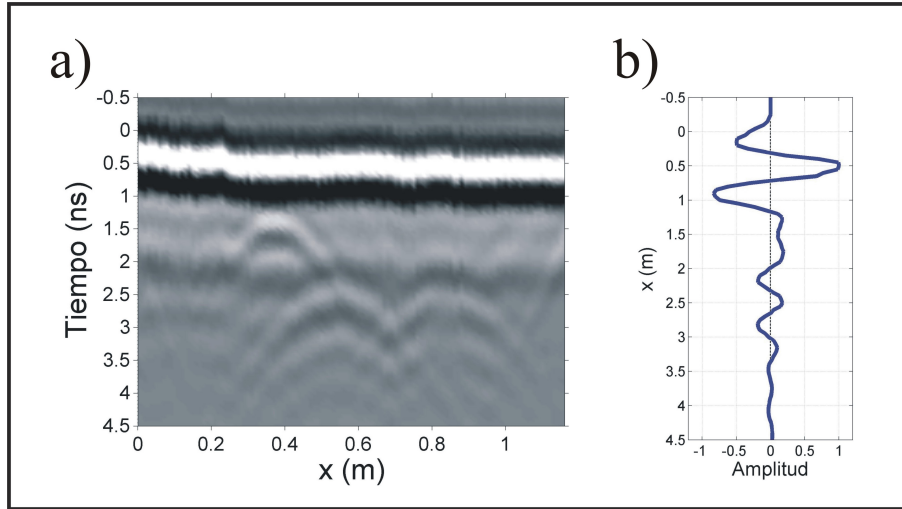


Figura 2.15: Se aplica *dewow* a los datos en bruto. a) Radargrama. b) Trazas correspondiente a  $x = 0.55$  m.

con distintas intensidades que no permiten ver las señales de interés con claridad; ejemplos de estas se observa en la figura 2.16 entre  $t = -0.5$  ns y  $t = 2.5$  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, el operador del sistema de georadar o en reflexiones internas o externas en los cables). 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. Este procedimiento elimina señales indeseadas, pero también puede eliminar señales horizontales de interés. Una alternativa consiste en calcular la traza promedio mencionada considerando sólo una ventana dentro del radargrama, usando rangos de posición y tiempo apropiados. En el ejemplo de la figura 2.17 se ha removido la señal directa, dentro de una ventana definida desde  $t = -0.5$  ns hasta  $t = 2.5$  ns en todo el rango de  $x$ .

Como se ha mencionado, las señales provenientes de blancos profundos, en general, tienen amplitud menor que las que provienen de blancos superficiales ya que éstas se atenúan al propagarse en el subsuelo. 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 sea similar. Para esto se aplica una función de ganancia predeterminada, definida en toda la ventana temporal. 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 caño se puede ver claramente en esta figura con

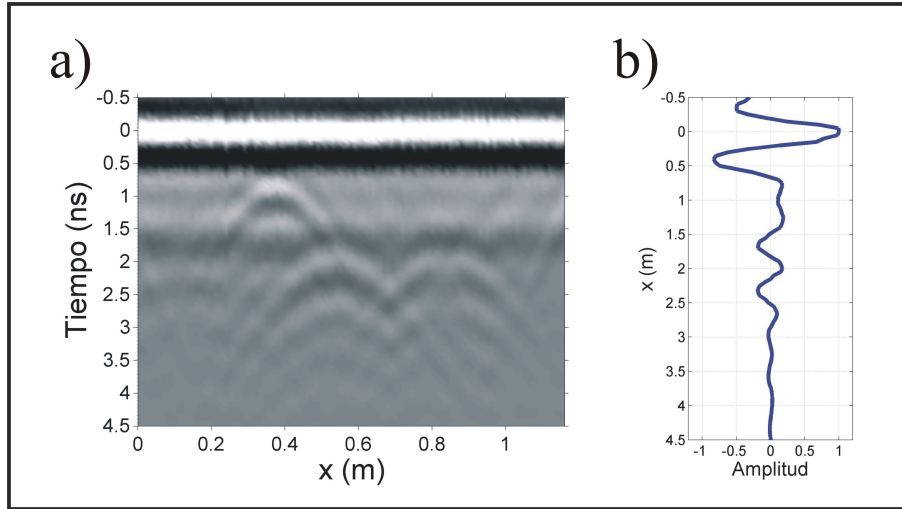


Figura 2.16: Datos después de corregir el origen de tiempos. a) Radargrama. b) Trazas correspondiente a  $x = 0.55 \text{ m}$ .

vértice en  $(x, t) = (0.55 \text{ m}, 1.6 \text{ ns})$ , aproximadamente.

### 2.3.3. Metodologías de cobertura múltiple: Punto Medio Común (CMP)

En ocasiones, los datos de cobertura simple ya procesados pueden presentar reflexiones de interés con amplitudes menores o comparables al *clutter* y el ruido, por lo que no resultan del todo útiles para el análisis. Esto puede ocurrir, por ejemplo, como consecuencia de un bajo contraste entre las propiedades electromagnéticas del reflector estudiado y el medio circundante. En estos casos, es posible acudir a metodologías de cobertura múltiple. En estas, para cada posición sobre la línea de sondeo, se adquieren varias trazas, cada una de ellas correspondiente a distintas posiciones o configuraciones de transmisor(es) y receptor(es). Una de las metodologías más difundidas es la llamada de punto medio común (*common midpoint*, CMP).

En el método CMP se utiliza una antena emisora y una antena receptora. Éstas se colocan a ambos lados de un punto sobre la línea de sondeo, con una separación determinada, y se adquiere una traza. Luego las antenas se alejan simétricamente respecto de ese punto y se adquiere una segunda traza. Repitiendo el procedimiento se adquiere un conjunto de trazas asociadas con el mismo punto medio (ver Fig. 2.19). Este proceso se realiza para cada uno de los puntos de la línea de sondeo. Luego de la adquisición, los datos deben ser procesados para obtener una mejora en las señales. El método CMP implica dos etapas de procesamiento: en la primera se aplican ciertas correcciones a cada una de las trazas para compensar las diferencias de tiempos de propagación debido a los distintos *offset* entre las antenas, y en la

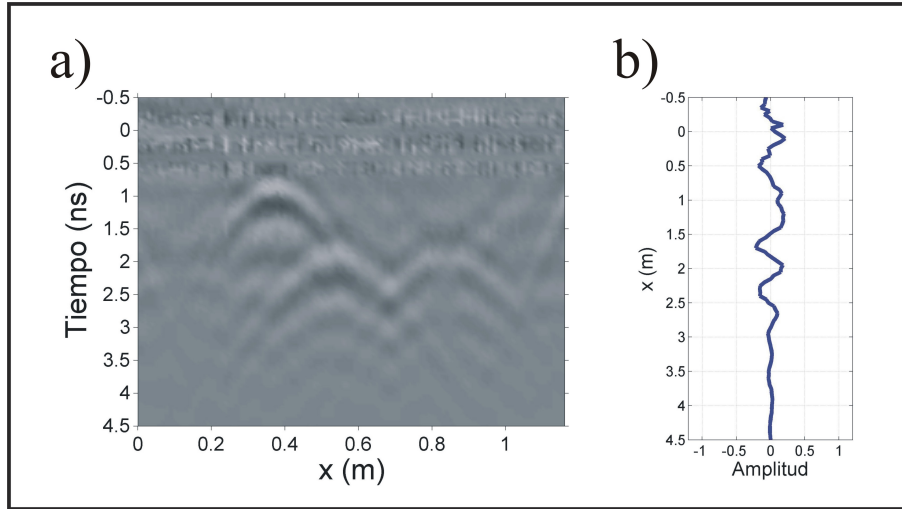


Figura 2.17: Datos después eliminar la señal directa. a) Radargrama. b) Trazas correspondiente a  $x = 0.55$  m.

segunda se produce la suma o apilamiento de dichas trazas, obteniendo una traza resultante para cada punto medido.

La idea central de este método (y de todos los métodos de cobertura múltiple) es que, al superponer, agrupar, o apilar las trazas se logre resaltar la señal de interés mediante interferencia constructiva, mientras que al mismo tiempo se atenúen las señales circundantes y el ruido al promediarse no constructivamente. Se denomina número de apilamiento a la cantidad de trazas con distinta separación emisor-receptor utilizadas en el apilamiento.

El tiempo en que se registra una dada reflexión depende de dos factores, la velocidad de propagación en el medio y la distancia recorrida por la señal (emisor-interfaz-receptor). La metodología CMP asume que la velocidad de propagación no varía lateralmente en forma significativa en el rango abarcado por las antenas alrededor de cada punto medio. Asimismo, se asume que la geometría de las capas permite que la onda transmitida se refleje en una mínima parte del reflector antes de ser recibida, independientemente del *offset*. La señal será recibida a tiempos mayores cuanto mayor sea la distancia de propagación debido al incremento en el *offset*. Para que una dada reflexión aparezca a un mismo tiempo en todas las trazas (y así poder sumarlas constructivamente), es necesario corregir los tiempos de cada traza, desplazándolos según lo que se denomina *normal moveout* (NMO). Este no es más que el tiempo de tránsito para una onda que se refleja en una interfaz horizontal (interfaz aire-suelo también horizontal) para *offset*  $d$ , menos el tiempo de tránsito correspondiente a *offset* nulo:

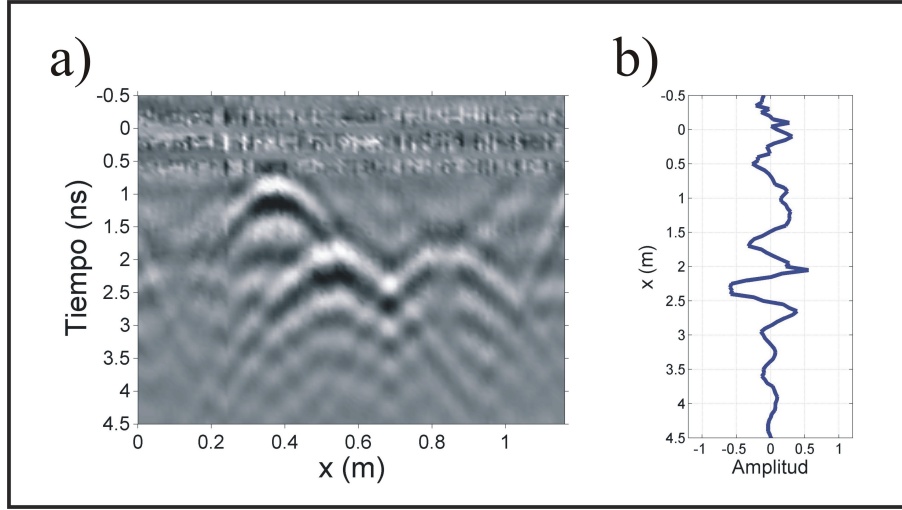


Figura 2.18: Datos después de aplicar ganancia. a) Radargrama. b) Traza correspondiente a  $x = 0.55m$ .

$$\Delta t_{NMO}(d) = \sqrt{t_0^2 + \frac{d^2}{v^2}} - t_0 \quad (2.32)$$

La velocidad de apilamiento  $v$  es la que permite el mejor resultado posible al corregir las trazas a través de 2.32 y luego sumar. Esta depende de la velocidad de propagación y el espesor de todas las capas que se encuentran por encima de la interfaz de interés.

Para ilustrar como influye  $v$  en las trazas que corresponden a un dado punto medio se presenta el ejemplo de la figura 2.20. Aquí se grafica el tiempo de llegada  $t_v$  de la señal reflejada en función del *offset*. En a) se muestran los datos originales sin realizar ningún tipo de corrección por lo que el tiempo de llegada de la señal es mayor cuanto mayor es el *offset* entre antenas. En el caso b) se ha aplicado la corrección NMO utilizando el valor de  $v$  adecuado, por lo que la señal reflejada para los distintos *offset* se recibe al mismo tiempo y el apilamiento ocurrirá en forma constructiva. Finalmente, en los casos c) y d), se utiliza  $v$  con un valor inferior y superior al adecuado, respectivamente, por lo que la señal no se recibe al mismo tiempo al variar el *offset*, y el apilamiento no será tan eficiente. Notar que este procedimiento brinda una manera para calcular la velocidad de propagación promedio para cada posición de punto medio y profundidad del reflector.

A continuación se muestran los resultados de aplicar la metodología CMP a dos conjuntos de datos simulados numéricamente. En primer lugar, se considera el caso de un reflector plano horizontal ubicado a una profundidad de  $0.75 m$  (Fig. 2.21a) El medio más superficial está caracterizado por  $\epsilon_r = 4$  y  $\sigma = 1 mS/m$  (velocidad de propagación  $v \approx 0.15 m/ns$ ) mientras que el medio inferior se caracteriza por

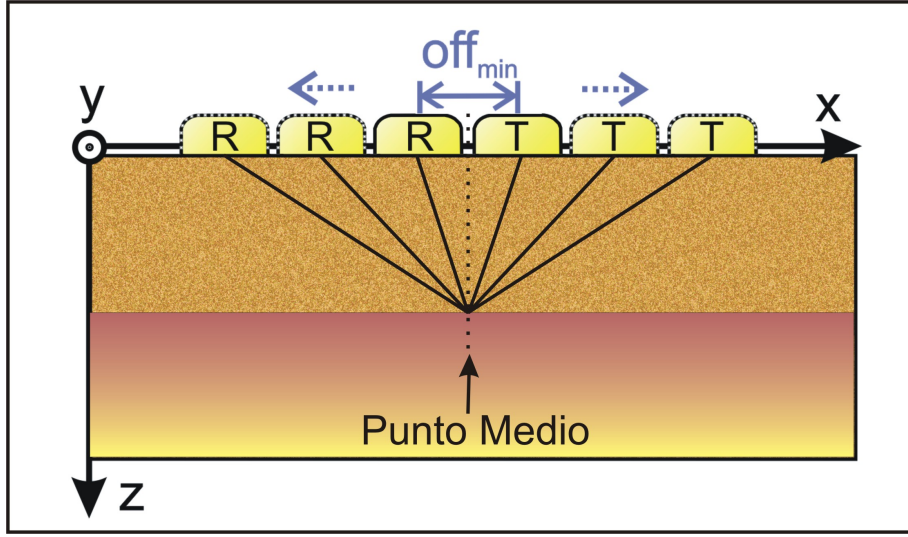


Figura 2.19: Método CMP.

$\epsilon_r = 5$  y  $\sigma = 2 \text{ mS/m}$  ( $v \approx 0.13 \text{ m/ns}$ ). En el modelo de suelo se incluyeron pequeños reflectores esféricos para generar señales secundarias. Estos reflectores toman valores de permitividad y conductividad que fluctúan aleatoriamente alrededor de los valores del medio en el cual se ubican, en hasta un 20%. La frecuencia central del pulso emitido es de  $500 \text{ MHz}$ .

En la Fig. 2.21b se muestra el perfil SO para  $d = 0.20 \text{ m}$ . La reflexión de interés se observa a  $t = 12 \text{ ns}$ , aproximadamente. Para obtener el perfil CMP se utiliza  $v = v_s$ , y  $n = 5$  como número de apilamiento. El resultado se muestra en la Fig. 2.21c. Comparando las figuras 2.21b y 2.21c se constata una mayor intensidad de la señal de interés respecto del resto en el caso CMP.

Finalmente, se considera el modelo de suelo de la figura 2.22a, el cual incluye un difractor pequeño (radio  $r = 0.01 \text{ m}$ ) ubicado a la misma profundidad que el reflector del ejemplo anterior. El medio considerado es similar al más superficial del ejemplo anterior y el difractor se caracteriza por  $\epsilon_r = 1$  y  $\sigma = 0 \text{ mS/m}$ . Como el ajuste NMP supone un reflector extenso horizontal, se espera que su aplicación al caso de un difractor puntual no tenga tan buenos resultados. En las Fig. 2.22b y 2.22c se observan los casos SO ( $\text{offset} = 0.20 \text{ m}$ ) y perfil CMP ( $v = v_s$ ,  $n = 5$ ) respectivamente. Los resultados son, a simple vista, bastante similares entre sí, de acuerdo a lo esperado.

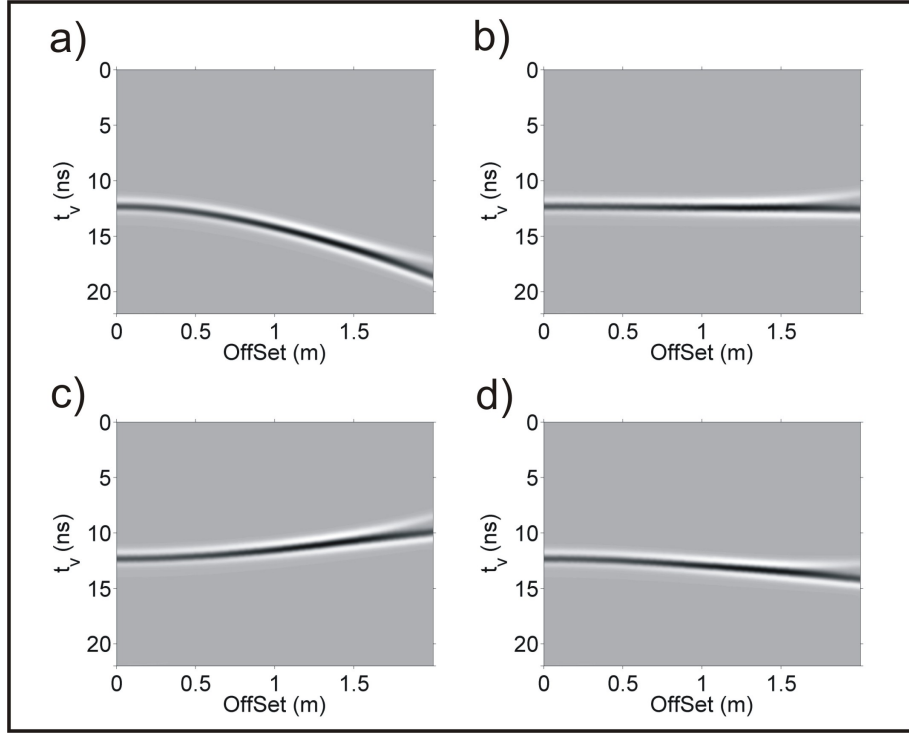


Figura 2.20: Tiempos de llegada ( $t_v$ ) de la señal reflejada en una interfaz horizontal en función del offset entre transmisor y receptor. a) sin aplicar la corrección NMO. b) NMO aplicado con  $v$  adecuada. c) NMO aplicado con  $v$  menor que la adecuada. d) NMO aplicado con  $v$  mayor que la adecuada.

#### 2.3.4. Metodologías de cobertura múltiple: Arreglos Sintéticos de Emisores (SEA)

Un método de cobertura múltiple alternativo a CMP es el método de Arreglos de Emisores (*Emitter Array*, EA). Su objetivo fundamental es mejorar la relación de intensidad de la señal primaria respecto de otras señales secundarias y del ruido, así como su continuidad lateral. Este método considera arreglos de emisores para obtener zonas iluminadas más estrechas que las que se obtienen con un solo emisor.

En la metodología de cobertura simple se utiliza una antena emisora y una antena receptora. En el método de arreglos de emisores se reemplaza la antena emisora por un arreglo de antenas normalmente dispuestas a lo largo de la línea de sondeo. Los parámetros que caracterizan el EA son el número de dipolos en el arreglo, sus posiciones y orientaciones respecto de la línea de sondeo y sus amplitudes y fases relativas. Dado que los equipos de georadar utilizados habitualmente cuentan con una única antena emisora (debido a los considerablemente menores costos de equipamiento y logística), es usual imitar el comportamiento del arreglo real colo-

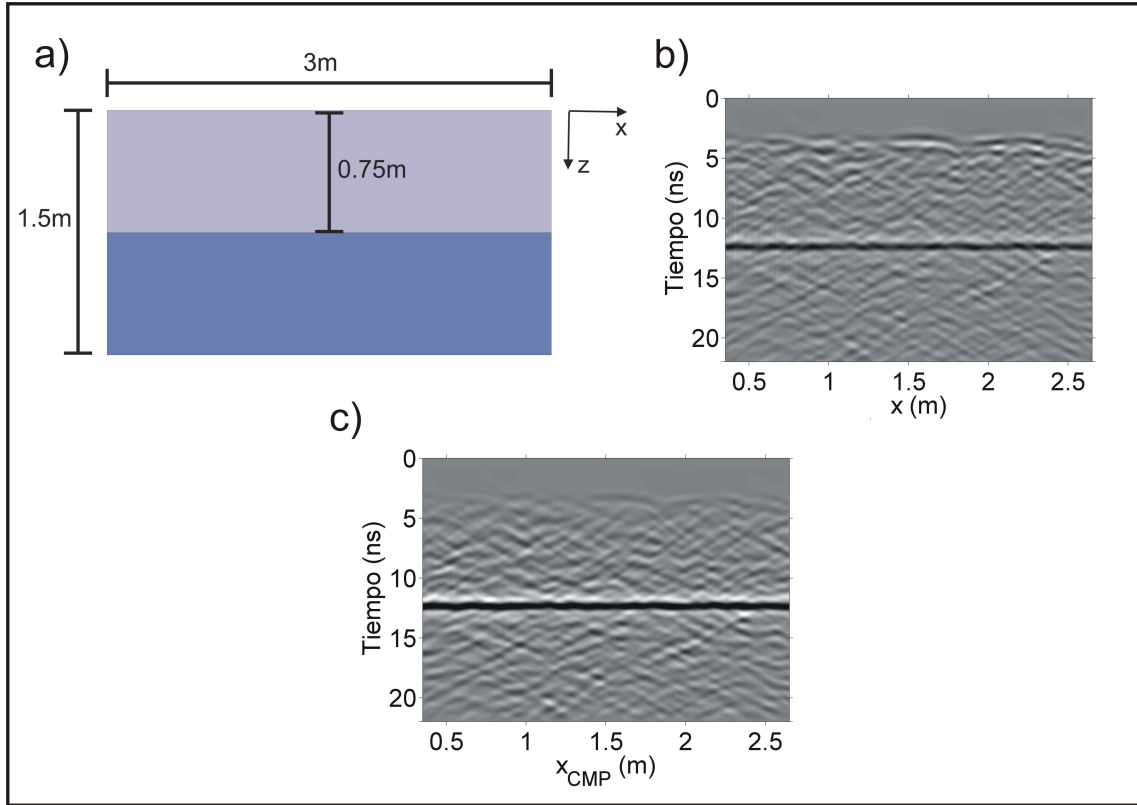


Figura 2.21: a) Modelo de suelo con un reflector extenso ubicado a profundidad 0.75 m. b) Perfil SO (*offset* = 0.20m). c) Perfil CMP ( $v = v_s$ ,  $n = 5$ ).

cando la antena en cada una de las posiciones que tendrían los elementos del mismo y luego superponer los registros individuales usando relaciones de fase y amplitud adecuadas. Como ventaja adicional de esta opción, se evita el acoplamiento entre los elementos emisores y se pueden elegir las distancias entre emisores arbitrariamente, la cual puede ser menor que el tamaño de las antenas. Esta variante se denomina Arreglo Sintético de Emisores (SEA-1Dx).

Para la adquisición de las trazas, sencillamente se ubica el receptor en la primera posición de la línea de sondeo, el emisor a la menor distancia posible del mismo y se mide una primer traza. Luego se desplaza la antena emisora una distancia  $d$  de su posición anterior y se adquiere una segunda traza. El procedimiento se repite hasta alcanzar la máxima separación prevista entre las antenas emisora y receptora en el arreglo (Fig. 2.23a). Así se obtiene un conjunto de trazas asociadas a la primera posición del receptor (Fig. 2.23b).

A continuación se desplaza el receptor una distancia  $d'$  (que puede ser idéntica a  $d$ ), a la siguiente posición sobre la línea de sondeo. Se coloca el emisor a la menor distancia del receptor posible y se repite todo el procedimiento con lo que se obtiene



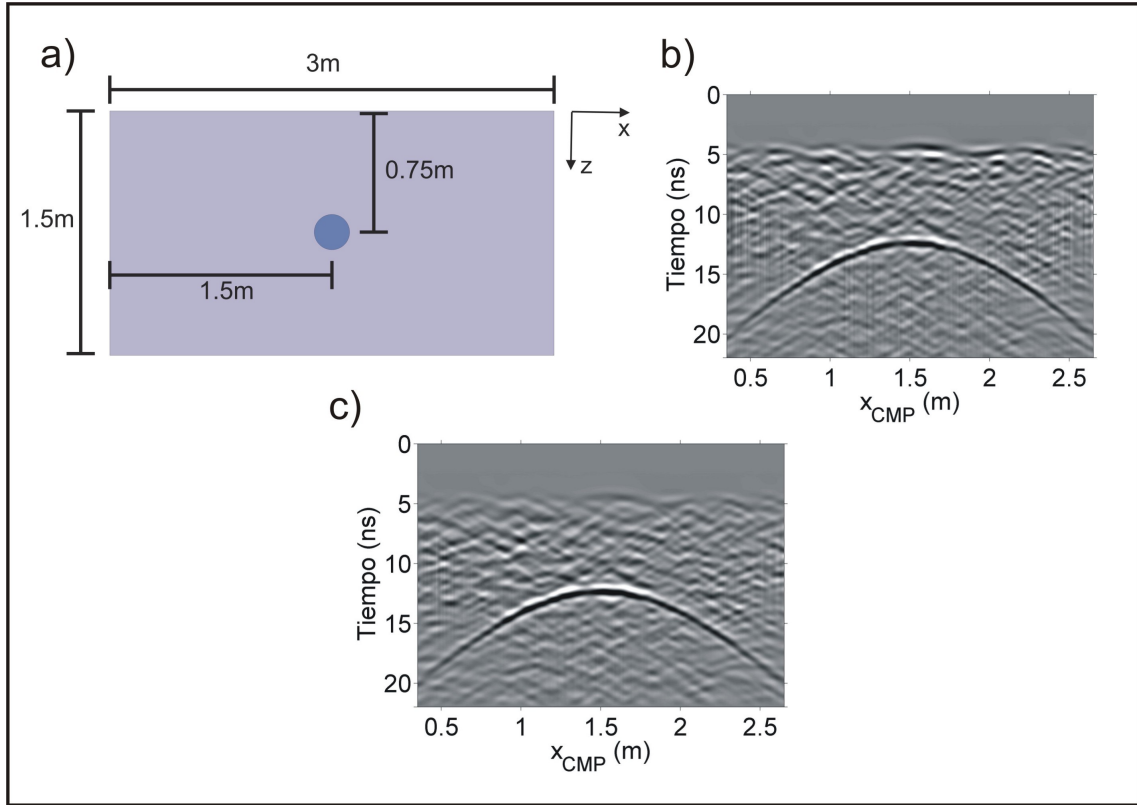


Figura 2.22: a) Modelo de suelo con un reflector puntual ubicado a profundidad 0.75 m. b) Perfil SO (*offset* = 0.20 m). c) Perfil CMP ( $v = v_s$ ,  $n = 5$ ).

un segundo conjunto de trazas, asociadas a la segunda posición del receptor. Esto se repite hasta cubrir toda la línea de sondeo, finalizando la etapa de adquisición de datos.

En la etapa de procesamiento se toman los datos asociados a cada una de las posiciones del receptor y se extraen las trazas formarán parte del arreglo, para el  $n$  seleccionado. En el ejemplo de la figura 2.23, se puede observar que el tiempo en el que la señal de reflexión (indicada con un círculo) en la capa de suelo más profunda llega al receptor cambia al aumentar la separación emisor-receptor (Fig. 2.23b). Si sobre cada una de las trazas se realiza un desplazamiento temporal  $dt$  apropiado, es posible lograr que las señales de reflexión en cada una de ellas queden en fase. Para este valor de  $dt$ , el resto de las señales quedarán algo desfasadas. De esta manera, al sumar las componentes, la reflexión primaria se refuerza constructivamente, mientras que las secundarias y el ruido tienden a atenuarse en relación a ella al interferir en forma menos coherente. Las trazas obtenidas para cada una de las posiciones del receptor finalmente se reúnen para obtener un radargrama (Fig. 2.23e).

En este método, el procedimiento para seleccionar  $dt$  consiste en generar una serie



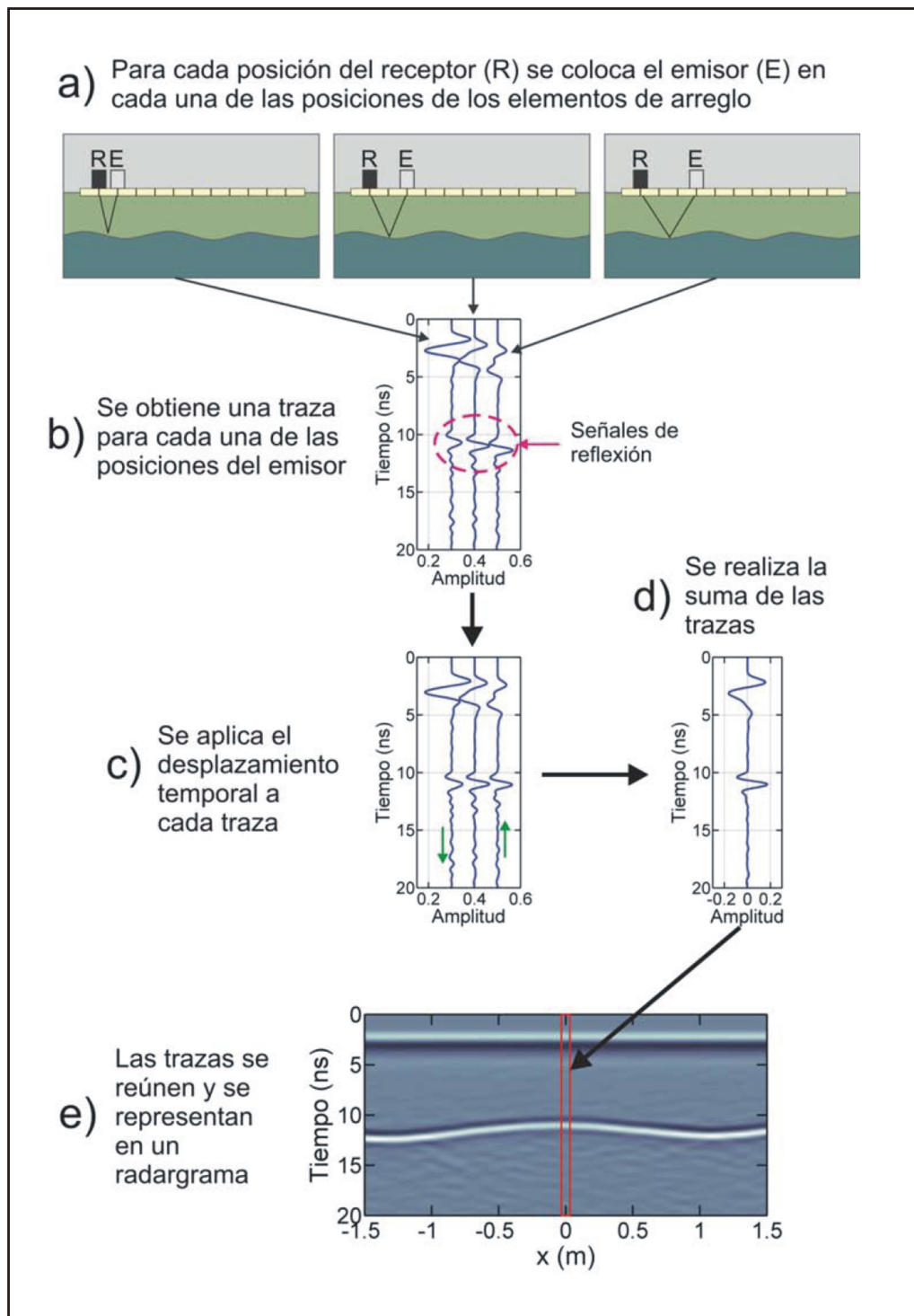


Figura 2.23: Pasos del método SEA-1D.

de radargramas para distintos valores de este parámetro y, entre ellos, seleccionar aquel en el que la señal se ve con mayor claridad, para cada intervalo de posición. Equivalentemente:

1. Se genera una serie de radargramas, para diferentes valores de  $dt$ , utilizando el procedimiento de retardo y suma (promediado) descrito anteriormente.
2. En cada uno de ellos, se determina el o los segmentos en los cuales la señal ha mejorado claramente, junto a los intervalos de posición y los  $dt$  respectivos.
3. Se cortan y apartan las porciones del radargrama que corresponden a los intervalos seleccionados.
4. Se ordenan las partes resultantes de los radargramas y se las une, de modo de generar un radargrama final.

A continuación, se describe un ejemplo de selección de  $dt$ , de los intervalos y la composición del radargrama final. Se considera un arreglo SEA con  $N = 5$  y  $d = 0.10$  m, como muestra la fig. 2.24. El modelo de suelo es el mismo que el de difractor puntual de la Fig. 2.22a, esta vez sin reflectores secundarios para mostrar con mayor claridad cómo se superponen las componentes en la zona de la reflexión de interés. El *offset* mínimo entre el transmisor del arreglo SEA más cercano al receptor y este último es  $offset_{MIN} = 0.20$  m. Este emisor es tomado como referencia del arreglo. El *offset* entre el emisor  $j$  y el receptor vendrá dado por  $offset_{MIN} + (j - 1)d$ . El desplazamiento temporal del  $j$ -ésimo emisor respecto del de referencia será  $\Delta t_j = -(j - 1)dt$  con  $N \leq j \leq 1$ , para un dado  $dt$ .

En la figura 2.25 se puede ver la señal resultante para distintos valores de  $dt$ , los intervalos seleccionados y la composición final. En estos gráficos  $x_{SEA}$  corresponde al punto medio entre el receptor y el emisor de referencia. En la figura 2.25a, se utilizó  $dt = 0.5$  ns, lo que significa que el emisor más alejado del receptor comienza a emitir mucho antes que el emisor de referencia. Esto hace que el frente de ondas transmitido tenga una inclinación tal que sólo se ilumina eficientemente el lateral izquierdo del receptor, lo que produce una respuesta en fase en el receptor para el correspondiente intervalo de posiciones. En este intervalo, la señal aparece nítida, mientras que en otras posiciones no ocurre lo mismo. A medida que cambia  $dt$ , se van resaltando distintas partes de la señal (Fig. 2.25c-e). Una vez seleccionados  $dt$ s para todos los intervalos de la señal, se recortan esos intervalos y se los une entre sí para formar el radargrama final (2.25f). De esta manera, todos los segmentos de señal han sido resaltados. En la figura 2.26 se muestra la curva  $dt$  vs  $x_{SEA}$  obtenida a partir de la selección de intervalos de la Fig. 2.25.

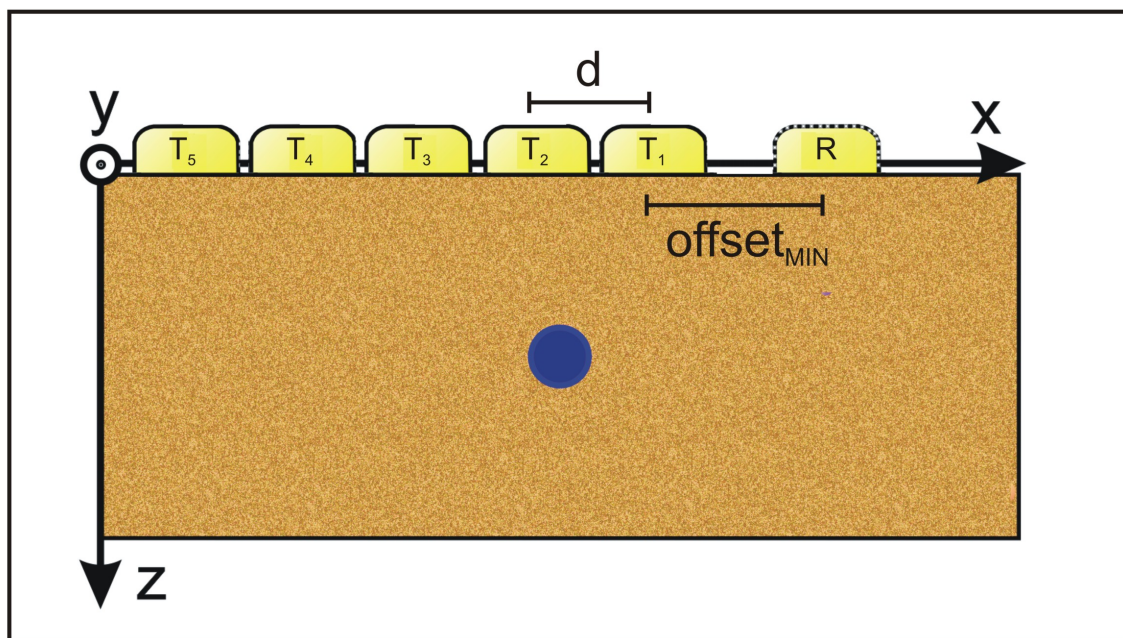


Figura 2.24: Arreglo SEA.

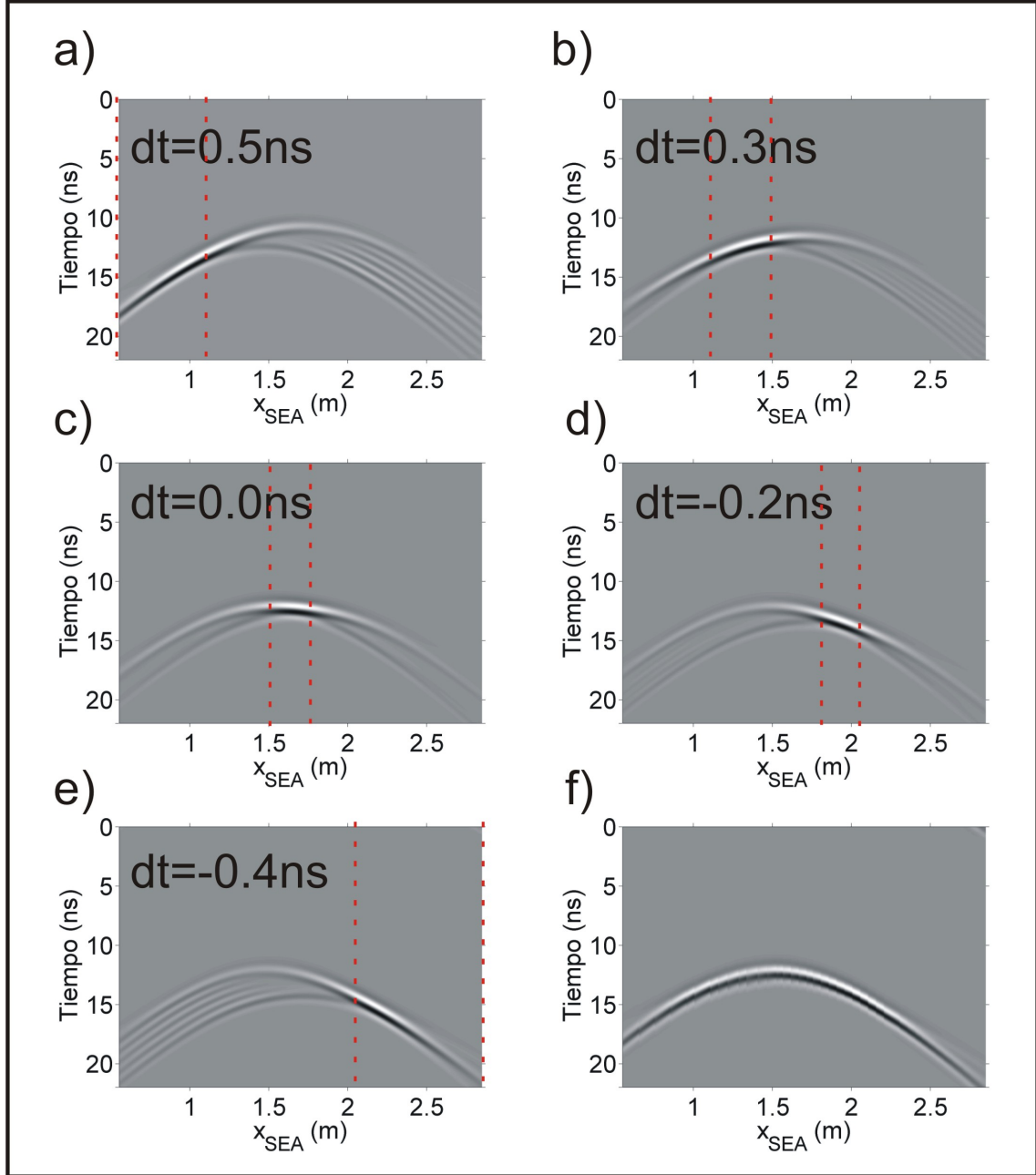


Figura 2.25: Radargramas SEA-1D para distintos  $dt$ . a)  $dt = 0.5ns$ . b)  $dt = 0.3ns$ . c)  $dt = 0.0ns$ . d)  $dt = -0.2ns$ . e)  $dt = -0.4ns$ . f) Composición de los intervalos seleccionados.

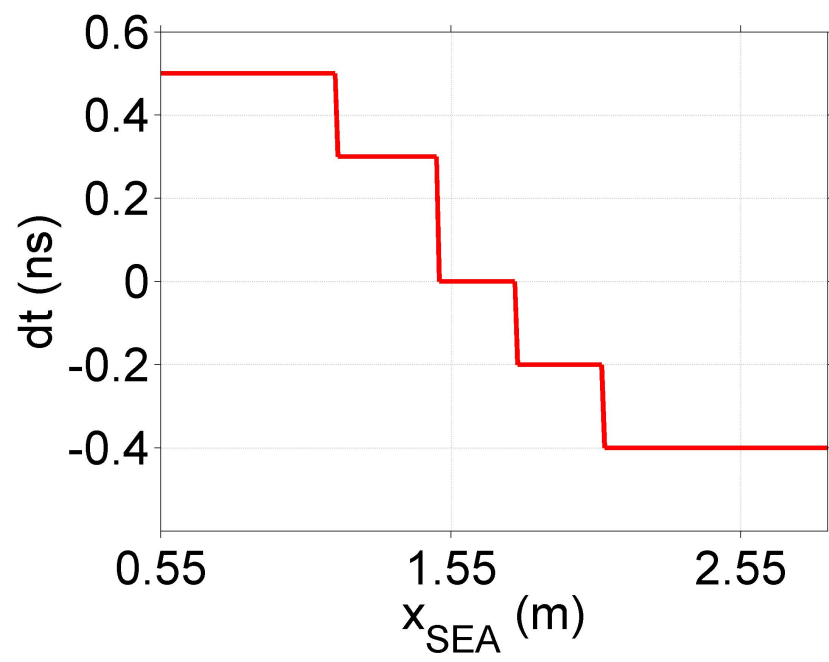


Figura 2.26: Desplazamientos temporales seleccionados para obtener la composición de la figura 2.25f.

## Capítulo 3

# Estudio de estructuras cilíndricas usando metodologías SO y MO

Este capítulo se centra en el estudio de estructuras cilíndricas con curvatura significativa, usando conjuntamente metodologías SO y MO. Esta clase de estructura se diferencia de los suelos, blancos típicos de las investigaciones con GPR, no solo en cuanto a la mayor curvatura de la interfaz con el aire, sino también en la periodicidad que deriva de su geometría. Los procedimientos propuestos son aplicados a la investigación de 3 secciones del pedestal de un monumento que debía ser desmontado para su posterior reubicación. El principal objetivo fue la detección de elementos de refuerzo estructural y la determinación de su continuidad a lo largo del pedestal con el fin de proveer información para idear un plan eficiente de seccionamiento y desmontaje por parte de especialistas. Este estudio ha dado lugar al trabajo publicado en Journal of Applied Geophysics titulado *Ground-penetrating radar investigation of the cylindrical pedestal of a monument* [64].

En primer lugar se presentan las bases teóricas para el estudio de las estructuras cilíndricas. En particular se aborda el cálculo del tiempo de tránsito de los múltiples producidos en la interfaz estructura-aire, el cálculo de la velocidad de propagación y la migración de datos. Luego se describe una metodología conjunta SO-MO para el estudio de dichas estructuras. A continuación se presentan ejemplos de secciones de datos adquiridas durante la prospección del monumento. Las mismas incluyen gran cantidad de ruido ambiente y variedad de reflectores. Se describe cómo el ruido, con frecuencias que se superponen a las del GPR y que varían de traza a traza, puede ser eliminado de manera eficiente y sencilla. Luego, se evalúan las técnicas más relevantes aplicadas hasta el momento para el estudio de estructuras cilíndricas, como la adquisición a lo largo de perfiles circulares de offset constante [51] [62] [63] [65] [66], la comparación entre este tipo de datos y patrones simulados [51], y migración [62] [63] [65]. Estas técnicas son integradas con otras novedosas, como la adquisición a lo largo de líneas de sondeo circulares con *offset* variable y el

ajuste de curvas teóricas a estos datos, con la finalidad de lograr una interpretación confiable y exhaustiva de las reflexiones observadas. En particular, se aprovechan las formas distintivas de las reflexiones múltiples en estos perfiles para identificar dichas reflexiones en los perfiles de *offset* constante. Esta información sirve para resolver la ambigüedad en la interpretación de los perfiles de *offset* constante. Por último, se evalúa un procedimiento de obtención de la velocidad de propagación a través de la estructura con alta precisión, al incluir los tiempos de viaje de los múltiples de orden superior en el cálculo. Esta velocidad de propagación es utilizada para migrar los datos en forma confiable y obtener imágenes finales de los reflectores en las estructuras.

### 3.1. Consideraciones teóricas y metodología

#### 3.1.1. Tiempo de tránsito para reflexiones múltiples en la interfaz estructura-aire

Ya se ha mostrado en el capítulo anterior que las respuestas GPR obtenidas con antenas que se mueven sobre superficies cilíndricas homogéneas son más complejas que las obtenidas para superficies planas [51] [62]. Además de las señales de las ondas directas que se propagan desde el emisor hasta el receptor a través de aire y suelo, las respuestas que se obtienen a partir de sondeos alrededor de superficies cilíndricas incluyen las señales de las ondas reflejadas de forma simple y múltiple en la interfaz aire-cilindro. Estas ondas presentan formas (tiempos de tránsito) muy distintas de las que ocurren sobre superficies planas. Esto también sucede con las reflexiones en las discontinuidades internas, ya sean pequeñas respecto de la longitud de onda, o extensas. Esto fue discutido en el capítulo anterior en relación a líneas de prospección adquiridas con *offset* constante.

En esta sección se discuten las trayectorias de las ondas que se propagan en un cilindro homogéneo para sondeos de *offset* variable y se hallan expresiones matemáticas para sus tiempos de tránsito. En el modelo de la figura 3.1a, el transmisor se mantiene fijo en una posición ( $u_T = 0$ ), sobre un cilindro de radio  $r$ , mientras el receptor se desplaza a la largo del perímetro circular (coordenada perimetral  $u_R$ ). Dentro del cilindro la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas es  $v$ .

Como consecuencia de la forma de la estructura, se producen distintas reflexiones múltiples en la interfaz cilindro-aire. A modo de ejemplo, la figura 3.1b representa las trayectorias de los frentes de onda compuestas por  $n = 4$  segmentos (es decir, ondas que se reflejan  $n - 1 = 3$  veces en la interfaz cilindro-aire). A cada trayectoria se la identifica mediante 2 parámetros. El primero corresponde a  $n$ , que es el número de tramos rectos, mientras que el segundo corresponde a  $k$ , que distingue entre diferentes caminos posibles para un mismo  $n$ .

El tiempo total de propagación para estos frentes de onda se puede calcular a partir de consideraciones geométricas simples y álgebra (Apéndice B). La expresión que resulta es la siguiente:

$$t_{n,k} = \frac{n\sqrt{2}r}{v} \sqrt{1 - \cos\left(\frac{2\pi(k-1) + u_R/r}{n}\right)} \quad (3.1)$$

donde  $1 \leq k \leq n$

Otro tipo de trayectoria es la que indica la figura 3.1c. La misma está compuesta de  $n = 2$  segmentos rectos y una sección en forma de arco entre ellos, en la cual el frente de onda es evanescente. En este caso, se agrega el supraíndice  $e$  a la nomenclatura para indicar esta característica.

Para este frente de onda el tiempo de propagación total es (Apéndice B):

$$t_{n,l}^e = \frac{4r\cos(\theta_c)}{v} + \frac{4r\theta_c - p_l}{c} \quad (3.2)$$

con  $1 \leq l \leq 4$ , donde  $\theta_c$  es el ángulo crítico. En particular:

$$\begin{aligned} p_1 &= (2\pi r - x), & 4r\theta_c &\leq x \leq 2\pi \\ p_2 &= x, & 0 &\leq x \leq 2\pi - 4r\theta_c \\ p_3 &= -(2\pi - x), & 2\pi - 4r\theta_c &\leq x \leq 2\pi \\ p_4 &= -x, & 0 &\leq x \leq 4r\theta_c \end{aligned}$$

La figura 3.2 muestra las curvas teóricas para los tiempos de viaje de los frentes de onda más intensos que se propagan entre el transmisor y el receptor, como función de la posición perimetral del receptor  $u_R$ , ( $r = 0.89 \text{ m}$  y  $v = 0.102 \text{ m/ns}$ ). Las líneas negras corresponden a frentes de onda con trayectorias compuestas sólo por secciones rectas. Las líneas magenta corresponden a frentes con una sección evanescente entre 2 tramos rectos ( $n = 2$ ). Las líneas azul claro corresponden a los frentes directos por aire (denominados  $a_1$  y  $a_2$ ). Con el propósito de comparar, se han incluido los tiempos de viaje de los frentes de onda que se propagarían, por aire y suelo, en un semi-espacio plano (curvas marrones discontinuas, denominadas  $air_{PS}$  y  $soil_{PS}$ , para aire y suelo respectivamente). La comparación muestra que las respuestas GPR obtenidas para cilindros homogéneos y *offset* variable son considerablemente más complejas que las que resultan para semiespacios homogéneos planos, tal como había ocurrido en el caso de *offset* constante. Incluso las ondas directas exhiben formas más complejas en el caso cilíndrico que en el caso plano debido a la curvatura y periodicidad de la estructura.



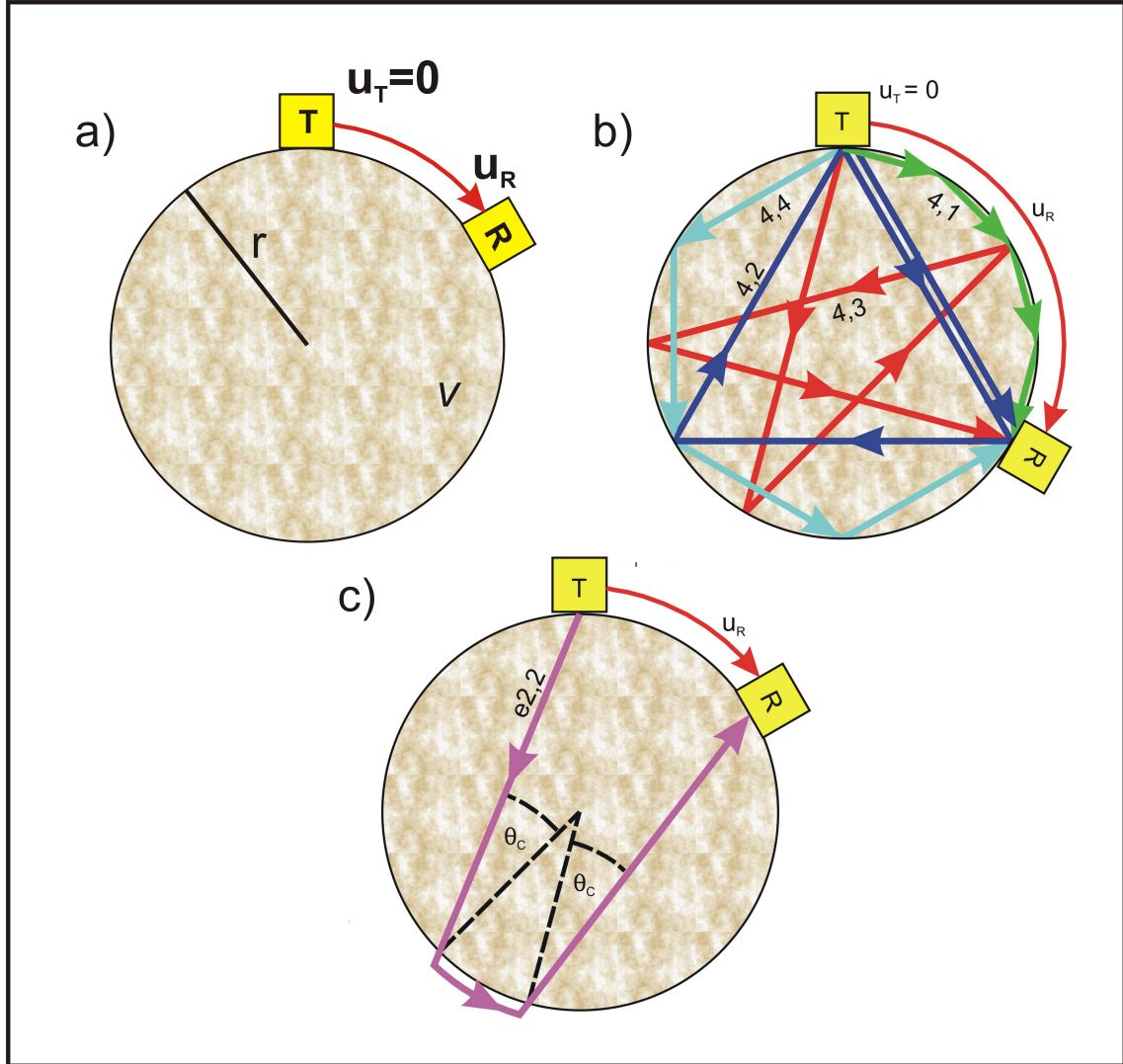


Figura 3.1: a) Esquema de un sondeo con *offset* variable sobre una estructura cilíndrica homogénea. b) Trayectorias de los frentes de onda compuestas por  $n = 4$  segmentos. c) Trayectoria de un frente de onda compuesta por  $n = 2$  segmentos y una sección circular en la cual el campo es evanescente.

### 3.1.2. Cálculo de la velocidad de propagación

En esta sección se discuten las técnicas de cálculo de la velocidad de propagación en estructuras cilíndricas utilizadas hasta el momento, y variantes de las mismas. La mayoría de las técnicas ya empleadas se derivan de procedimientos típicos utilizados en semiespacios planos [51].

Una de las metodologías principales utilizadas sobre superficies aproximadamente planas para obtener  $v$  es ajustar curvas teóricas a las señales de difracción en las secciones de datos. Las principales limitaciones de este método son la necesidad de existencia de reflectores pequeños respecto de la longitud de onda y las diferencias respecto del modelo de difractor puntual (que asume el procedimiento). En casos simples de reflectores no puntuales (por ejemplo, barras homogéneas con diámetro cercano a la longitud de onda principal), la adición de uno o más parámetros a la curva ajustada puede mejorar el resultado. Hay otros casos en donde modelar los reflectores con suficiente precisión puede ser muy difícil o imposible. En general tener un gran número de difracciones distribuidas homogéneamente lleva a resultados de  $v$  más representativos de toda el área que con difracciones espaciadas o distribuidas muy irregularmente. Son deseables reflexiones que sean extensas a lo largo de las secciones de datos, ya que se obtienen resultados más confiables al utilizar intervalos de ajuste más extensos. En el caso de cilindros, consideramos que, el ajuste sobre los difractores es más fácil y confiable si se realiza en las secciones de *offset* constante en lugar de secciones de *offset* variable porque en estas, la onda directa 1, 1 y las reflexiones múltiples en la interfaz cilindro-aire de orden bajo tienden a solaparse con las difracciones de interés, lo que limita su visibilidad y el tamaño de los intervalos de ajuste.

De manera alternativa, la velocidad de propagación se puede calcular a partir del tiempo de viaje de la onda directa 1, 1 [51]. En prospecciones de *offset* constante, con separación angular entre el transmisor y el receptor  $\gamma = \pi$ , las secciones de datos proporcionan un conjunto representativo de las trayectorias de los frentes a través de la estructura y maximiza las diferencias de tiempo de viaje entre la onda 1, 1 y las ondas más cercanas ( $a_1/a_2$ , 2, 1/2, 2, 3, 1/3, 3, etc., ver Fig. 3.2). Sin embargo, si  $r$  es suficientemente pequeño o si  $v$  se acerca a  $2c/\pi$ , entonces estas diferencias disminuyen y, en algunos casos, las ondas no se pueden resolver [51]. Para valores de  $\gamma$  por debajo de  $\pi$ , las diferencias de tiempo de viaje disminuyen, pudiendo alcanzar valores muy pequeños o incluso cero.

Una tercera posibilidad para calcular  $v$  consiste en aprovechar los tiempos de viaje de las reflexiones 2, 1/2, 2 [65]. En prospecciones con *offset* constante y  $\gamma = \gamma_{min}$ , elegir la trayectoria más larga a través del cilindro produce un muestreo bastante representativo de su sección. Debido a que esta configuración de medición es la estándar utilizada para mapéo de cilindros con GPR, posee la ventaja, respecto de la anterior, de no requerir mediciones específicas adicionales para medir  $v$ . Sin embar-

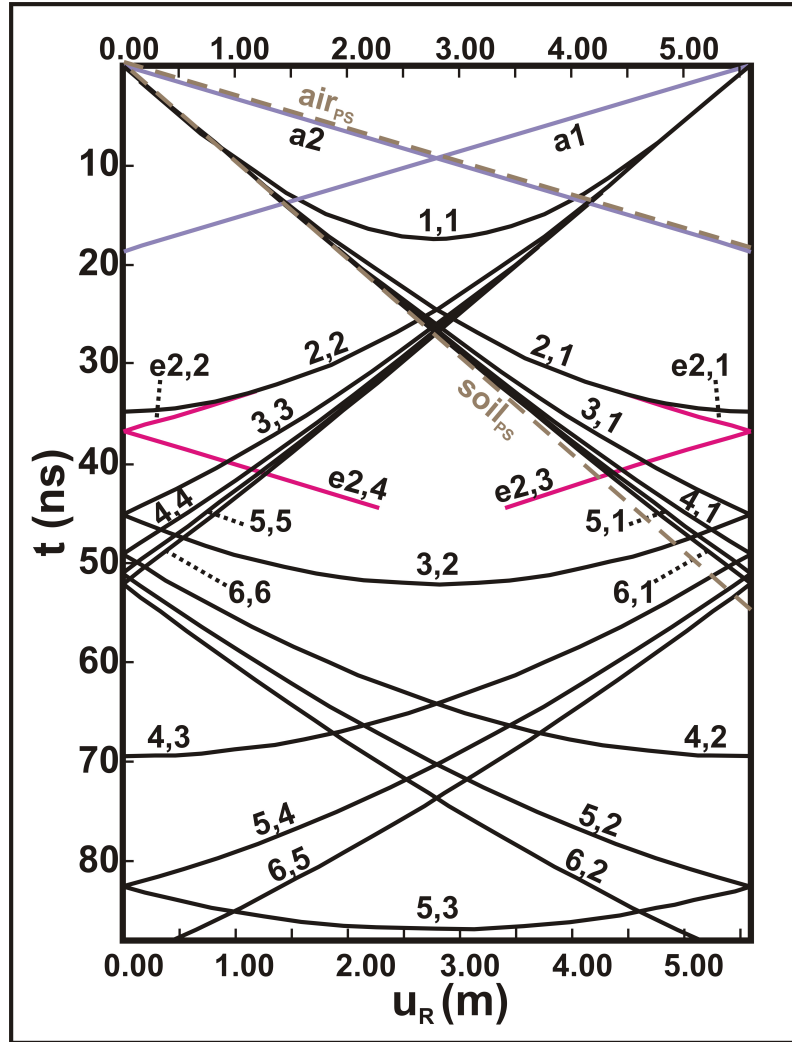


Figura 3.2: Curvas teóricas para el tiempo de tránsito para los frentes de onda que se propagan en un cilindro homogéneo. Las líneas negras corresponden a los frentes  $n,k$  más intensos como función de la posición perimetral del receptor  $u_R$ . Las líneas rojas corresponden a frentes de onda con tramos evanescentes  $n,l$ . El radio del cilindro es  $r = 0.89 \text{ m}$  y la velocidad de propagación es  $v = 0.102 \text{ m/ns}$ . Las curvas azules  $a_1$  y  $a_2$  indican los frentes de onda directos por aire. 1,1 indica el frente de onda que se propaga directamente del transmisor al receptor a través del cilindro sin reflejarse. La curva marrón corresponde a los frentes que se propagarían si se tratara de una superficie plana en lugar de curva.

go, como en la opción previa, los frentes  $e2, 1$ ,  $e2, 2$ ,  $3, 1$  y  $3, 3$  pueden superponerse a las ondas  $2, 1$  y  $2, 2$  cuando  $r$  es pequeño, por lo que se dificulta su resolución.

Un cuarto procedimiento, evaluado en las próximas secciones, consiste en utilizar los tiempos de viaje de los múltiplos de orden superior que estén mejor resueltos, por ejemplo,  $3, 2$  y  $4, 2/4, 3$  para  $\gamma = \pi$  y  $\gamma = 0$ , respectivamente (Fig. 3.2). Debido al mayor tiempo de viaje involucrado, esta opción también podría mejorar la precisión del resultado (al igual que la segunda opción de cálculo mencionada más arriba). Sin embargo, este método considera múltiplos de orden superior, los que generalmente son difíciles de identificar a partir de la sola inspección de radargramas de *offset* constante, y de posicionar en el tiempo debido a su baja magnitud, lo que es consecuencia de la atenuación de los frentes de onda cuando se reflejan múltiples veces y se propagan a lo largo de trayectorias largas. Al respecto, el análisis simultáneo de perfiles de *offset* variable debería reducir este inconveniente.

Una última alternativa, tampoco ensayada hasta el momento y que es evaluada en este trabajo, es ajustar las curvas teóricas de las ondas  $n, k$  y  $n, l$  a lo largo de las secciones de datos. Esto puede mejorar la confiabilidad en la obtención de  $v$ , ya que da mayor certeza en la identificación y posicionamiento. Para ajustar estas señales, aparece como más fiable utilizar conjuntos de datos obtenidos en prospecciones de *offset* variable que de *offset* constante, debido a sus formas más claramente identificables. En la práctica, una vez adquiridos los datos y habiendo identificado las ondas  $n, k$  y  $n, l$  en las secciones de datos, se podrían seleccionar aquellas que estén bien resueltas para luego realizar un ajuste simultáneo de curvas teóricas directamente sobre la imagen del radargrama, o clicar sobre las mismas y extraer un conjunto representativo de pares ordenados, para recién calcular  $v$ .

### 3.1.3. Migración de datos

En el capítulo anterior se ha ilustrado cómo las señales de reflexión pueden mostrar distinta forma, posición e inclinación aparente que los objetos reales que las generan. Esto dificulta la interpretación, especialmente cuando las reflexiones presentan mucha inclinación aparente o superposición entre sí. En estos casos, la interpretación puede facilitarse procesando los datos de modo de obtener una imagen de los reflectores más realista. Este proceso se denomina migración, y comprende el enfoque y re-posicionamiento de las señales de reflexión. El enfoque colapsa las difracciones, maximizando la amplitud, mientras que el posicionamiento localiza los eventos correctamente en el espacio o en una coordenada que corresponde al tiempo de tránsito en dirección vertical. Como resultado, se obtiene una imagen más fácilmente interpretable de los objetos enterrados [67]. Existen diversas metodologías de migración tales como migración de Kirchhoff, suma hiperbólica, reversión temporal (*reverse - time migration*, RTM), entre otros [51] [62] [63] [65].

Los algoritmos de procesamiento estándar diseñados para semiespacios planos no son

generalmente válidos para cilindros. La razón principal es que las formas  $u - t$  de las reflexiones son muy diferentes en ambos casos, como se mostró anteriormente. Como resultado, los algoritmos diseñados para semiespacios planos deben ser modificados o sustituidos por algoritmos apropiados para cilindros. Esto ocurre, por ejemplo, con las ecuaciones básicas que se usan para la suma de componentes en migración de datos adquiridos sobre superficies planas o aproximadamente planas, Ecs. 2.24 y 2.25. Para cilindros, estas ecuaciones deben ser sustituidas por expresiones apropiadas para dicha geometría, Ecs. 2.27 y 2.31. Estas ecuaciones son la base del procedimiento de migración utilizado en este capítulo.

Los procedimientos de migración requieren de un modelo de velocidades preciso para enfocar y re-posicionar correctamente a los reflectores. Esta información es obtenida en este trabajo a partir de los procedimientos descritos en el punto anterior. En el caso de medios homogéneos, la velocidad de propagación es igual a la velocidad de migración y la primera puede ser reemplazada en la ecuación correspondiente. En el caso de variaciones de la velocidad de propagación con la profundidad, un promedio ponderado por el espesor de las capas debe ser utilizado en la misma. En el caso de variaciones más generales, un procedimiento de análisis en el dominio de los datos migrados es preferible [75].

### 3.1.4. Metodología conjunta SO-MO

En la siguiente sección se aplica esta metodología para estudiar la estructura interna del pedestal de un monumento urbano. A partir de las consideraciones teóricas realizadas, es posible definir la siguiente metodología de prospección de estructuras cilíndricas:

- 1- Adquisición de datos SO y MO a lo largo de perfiles circulares, en posiciones relevantes de la estructura.
- 2- Filtrado del ruido en todas las trazas obtenidas para lograr mayor claridad en la visualización de las reflexiones propias de la estructura bajo estudio.
- 3- A partir del ajuste de un conjunto de curvas teóricas para los múltiples  $n, k$  producidos en la interfaz aire-cilindro, identificar a los mismos en los perfiles MO, y con esta información identificarlos luego en los perfiles SO.
- 4- Realizar una interpretación del resto de las ondas en los perfiles SO y MO.
- 5- Calcular la velocidad de propagación dentro de la estructura utilizando las ondas  $n, k$ , usando alguna de las metodologías que incluyen a los órdenes más altos de estas ondas.
- 6- Realizar la migración de datos, a partir de la velocidad de propagación obtenida en el paso anterior, de modo de completar una interpretación exhaustiva de la

composición interna de la estructura estudiada.

## 3.2. Estudio del pedestal de un monumento

### 3.2.1. Contexto

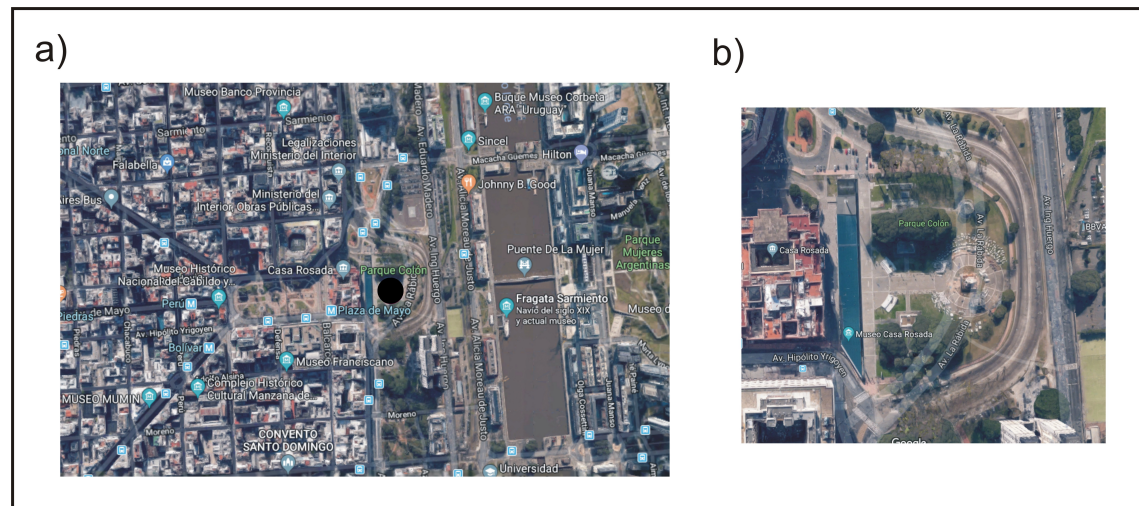


Figura 3.3: a) Toma aérea de la zona en la cual se ubicaba el monumento investigado. b) Acercamiento en el área del monumento.

El monumento se ubicaba en el barrio de Monserrat, en la Ciudad de Buenos Aires (Fig. 3.3). El peso total del monumento es de 623 toneladas y su altura de 26 metros. La columna central consta de partes sucesivas y sostiene una figura humana, de 38 toneladas de peso y 6.25 metros de altura.

Como suele ocurrir con la mayoría de las estructuras culturales y de ingeniería, el monumento se encontraba ubicado en un área céntrica, con gran cantidad de ruido ambiente de radiofrecuencia (estaciones de telefonía celular, radio, etc). Este tipo de ruido puede influir significativamente en los registros de GPR, dependiendo de sus características (amplitud, frecuencia y polarización), las características del sistema GPR (blindaje y patrones de radiación de las antenas, etc), la interfaz aire-objeto (ubicación, geometría y contraste de permitividad) y los objetos circundantes (distribuciones de reflectores y obstáculos). En particular, si la estructura está sumergida en el aire, como suele ocurrir en los casos de pilares y paredes, el ruido ambiental puede viajar a través de la estructura y llegar a la antena receptora directamente a través del frente de su caja contenedora, donde no hay blindaje. Estas ondas también pueden llegar al receptor a través de huecos entre la caja y la estructura, debido a la curvatura de este último [62]. En estos casos, las amplitudes del ruido pueden ser

relevantes en relación con las amplitudes de reflexión primarias; por lo tanto, deben eliminarse de manera eficiente para poder observar claramente a estas últimas. Sin embargo, el filtrado puede ser difícil cuando las frecuencias principales del ruido son similares a las de los pulsos del radar y cuando las frecuencias de ruido varían de traza en traza, porque parte de la información relevante del GPR puede eliminarse si se aplica un procedimiento general o poco cuidado.



Figura 3.4: Pedestal investigado.

### 3.2.2. Adquisición de datos y filtrado

Tres secciones cilíndricas coaxiales, con radios de  $0.77\text{ m}$ ,  $0.86\text{ m}$  y  $0.89\text{ m}$ , y alturas de  $0.08\text{ m}$ ,  $0.19\text{ m}$  y  $0.36\text{ m}$ , respectivamente, componen la parte del pedestal bajo estudio, como se muestra en la figura 3.4.

Una estructura de sección transversal aproximadamente cuadrada se ubica por debajo de las estructuras estudiadas, mientras que la estatua se ubica encima de ellas (no representada en la figura 3.5a-b). Las mismas no fueron investigadas debido a sus superficies demasiado irregulares. Cada sección del monumento fue aparentemente construida en mármol, con el mismo, o muy similar, tipo de material para todas las secciones.

Se adquirieron datos a lo largo de perfiles circulares (coordenada perimetral  $u$ ), que se posicionaron a diferentes alturas del pedestal (coordenada  $z$ ). La figura 3.5b muestra las posiciones de las principales líneas de sondeo. No se adquirieron perfiles longitudinales debido a la poca altura de las estructuras estudiadas en relación



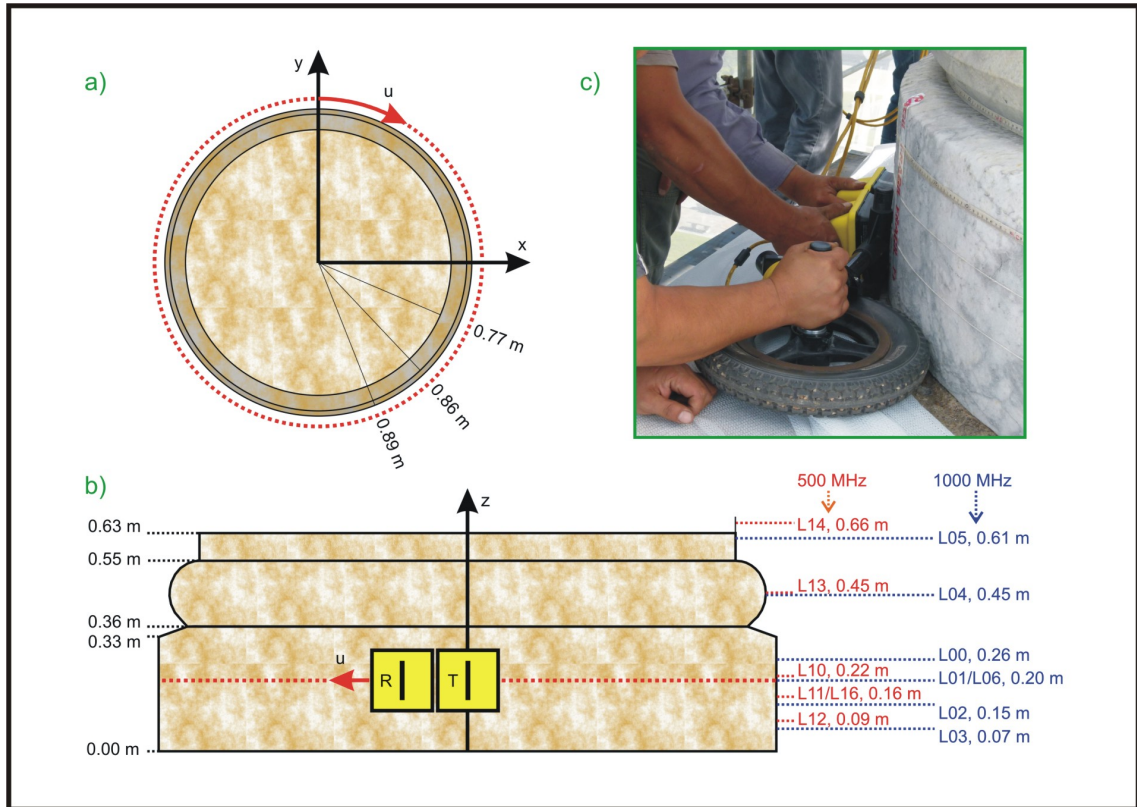


Figura 3.5: Características geométricas principales del pedestal estudiado y ubicación de las líneas de sondeo. a) vista superior. b) Vista lateral. Las líneas  $L00 - L06$  se adquirieron utilizando antenas de frecuencia  $1000\text{MHz}$ , y las líneas  $L10 - L16$  se adquirieron usando antenas de  $500\text{MHz}$ . c) Adquisición de un perfil de *offset* constante ( $L03$ ). En este tipo de perfiles se utilizó un odómetro para disparar la adquisición de trazas.



al tamaño de las antenas. Dichas antenas se colocaron a lo largo de las líneas de prospección, orientando sus dipolos en forma perpendicular a éstas. La elección de esta orientación fue para lograr reforzar las posibles reflexiones en objetos alargados verticales, tales como varillas de refuerzo de metal ([51] [62]), de modo de determinar su continuidad a lo largo del pedestal.

Se utilizó una unidad de GPR PulseEkko Pro y dos pares de antenas de 1000  $MHz$  y 500  $MHz$  nominales, respectivamente, para adquirir los datos. Se seleccionó la frecuencia de 1000  $MHz$  para lograr mejor resolución de los objetos, y la de 500  $MHz$  para aumentar la penetración y así llegar a detectar reflexiones múltiples con orden alto. Se adquirieron líneas de *offset* constante a lo largo de  $L00$  a  $L05$  (1000  $MHz$ ) y  $L10$  a  $L14$  (500  $MHz$ ), y de *offset* variable a lo largo de  $L06$  (1000  $MHz$ ) y  $L16$  (500  $MHz$ ). En las prospecciones con *offset* constante, este fue el mínimo posible ( $offset_{500} = 0.225\text{ m}$ ,  $offset_{1000} = 0.145\text{ m}$  para las antenas de 500  $MHz$  y 1000  $MHz$ , respectivamente). Se utilizó un odómetro para disparar la adquisición de trazas (Fig. 3.5c). Estos mínimos quedaron determinados por los tamaños de las antenas. El intervalo espacial entre trazas fue de 0.01  $m$  para las antenas de 1000  $MHz$  y 0.02  $m$  para las antenas de 500  $MHz$ . La ventana temporal fue 45  $ns$  y 100  $ns$ , respectivamente. Para minimizar el espacio entre las antenas y la superficie curva del pedestal, se sostuvieron las antenas y el odómetro individualmente, sin usar una placa deslizante (Fig. 3.5c); de esta manera, se mejora el acoplamiento y se reduce la influencia del ruido ambiental. En las prospecciones de *offset* variable, el receptor se movió a lo largo de la línea de sondeo, mientras se mantenía fijo el transmisor. En este caso, la adquisición de las trazas fue activada manualmente, con un intervalo espacial de 0.1  $m$  entre ellas. El *stacking* de trazas seleccionado fue 16 en todos los casos. Valores mayores de *stacking* fueron descartados por no reducir, en forma clara, el ruido ambiente registrado ni producir una mejora evidente en las reflexiones, además de aumentar el tiempo de adquisición.

En la figura 3.6a se muestra un ejemplo de los datos adquiridos (datos en bruto), correspondientes a la línea  $L00$  (perfil de *offset* constante adquirido con antenas de 1000  $MHz$ ). En el radargrama se observa una gran cantidad de ruido sinusoidal, con frecuencias similares a las del GPR y distintas amplitudes. Esta clase de ruido afectó a todos los perfiles. En el caso de  $L00$ , el ruido presenta un solo pico en el espectro de frecuencias. La frecuencia de pico, varía de traza en traza, con valores entre 0.29  $GHz$  y 0.32  $GHz$ .

El ancho de banda de los pulsos transmitidos para las antenas de 1000  $MHz$  comprendía el intervalo [0.4, 1.8]  $GHz$ . Por lo tanto, en este ejemplo, el ruido estuvo por debajo del rango útil de los pulsos transmitidos y se pudo eliminar satisfactoriamente aplicando un filtro pasa bandas con una función de transferencia que disminuía gradualmente fuera del intervalo. Este filtrado también eliminó las frecuencias altas inútiles. Se puede observar el resultado en la figura 3.6b. Adicionalmente a este filtro, la onda directa ha sido eliminada del radargrama restando una traza promedio.

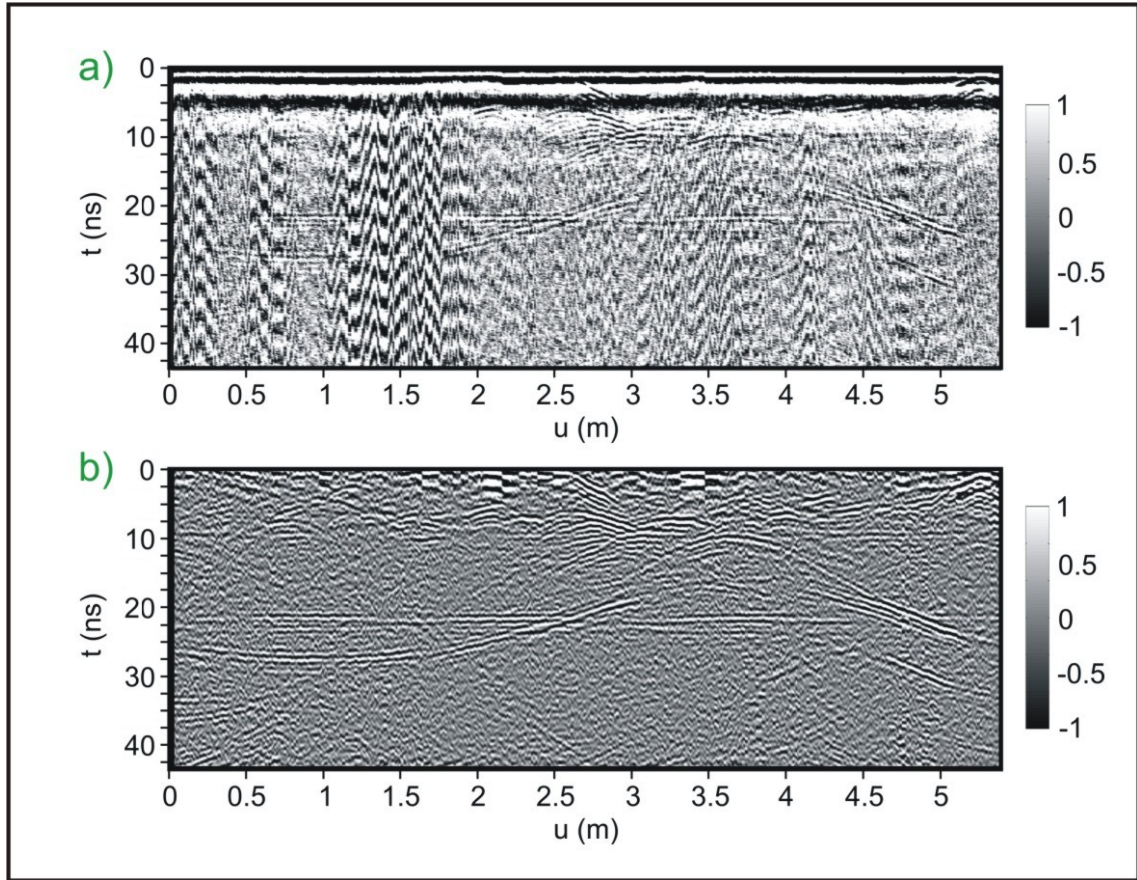


Figura 3.6: Perfil *L00*. a) datos en bruto. Las frecuencias del ruido sinusoidal están por debajo del rango útil de los pulsos transmitidos. b) datos procesados. Se aplicó un filtro pasa banda para eliminar el ruido y otras frecuencias inútiles. La eliminación de la onda directa se realizó a través de la sustracción de la traza promedio y un filtrado espacial pasa-altos.

También se ha eliminado un residuo de esto último aplicando un filtro espacial pasa altos con una frecuencia de corte de  $2 \text{ m}^{-1}$ . Como consecuencia de la eliminación del ruido ambiente y el filtrado adicional aplicado, se hacen visibles señales que en el radargrama de datos en bruto eran parcialmente visibles o estaban ocultas. Estas señales serán discutidas en la próxima sección.

La figura 3.7a muestra los datos en bruto adquiridos a lo largo de la línea *L04*, también correspondiente a antenas de  $1000 \text{ MHz}$  y *offset* constante. Como en el caso anterior, cada traza de *L04* es afectada por un único pico de ruido sinusoidal, con frecuencias en el intervalo  $[0.51, 0.52] \text{ GHz}$ . Como este intervalo se encuentra dentro de los límites de los pulsos de GPR transmitidos, un filtrado pasa bandas solo puede eliminar la parte del ruido fuera del rango útil, como se muestra en la figura 3.7b. El uso de un filtro que corte o ecualice las frecuencias particulares del ruido restante

no sería apropiado en este caso porque eliminaría parte de información relevante. Como alternativa, se ajustaron ondas sinusoidales a las trazas usando frecuencias similares a las de pico y se las restó. El radargrama resultante se puede observar en la figura 3.7c. En este se ha eliminado el ruido satisfactoriamente, al mismo tiempo de conservar la información relevante. Numerosas reflexiones se han hecho visibles en la figura gracias al filtrado.

Para ejemplificar el procedimiento descrito, la figura 3.8 muestra los distintos pasos de filtrado aplicados sobre la traza correspondiente a la posición  $u = 1.25 \text{ m}$ . En el lado izquierdo de la figura se grafican las trazas que resultan de cada paso, mientras que a la derecha, los espectros de frecuencias correspondientes a cada una de ellas. El panel a muestra la traza obtenida de las mediciones. En su espectro de frecuencias se observa el pico de ruido ambiente, para una frecuencia de  $0.51 \text{ MHz}$ . El panel b muestra la traza resultante luego de aplicar un filtro pasa banda que abarcaba el rango de frecuencias útiles. Como era de esperar, el mismo no ha podido eliminar el ruido sinusoidal. En el panel c se ha aplicado un filtro espacial para eliminar la onda directa. En el panel d se puede ver la superposición de esta traza con una onda sinusoidal de  $0.51 \text{ MHz}$  ajustada. El ajuste se ha realizado dentro de los intervalos señalados en la figura, para evitar una zona con una señal de intensidad relativamente alta (entre  $8 \text{ ns}$  y  $12 \text{ ns}$ ), cuya inclusión empeoraría el ajuste. Finalmente, en el panel e, se ha restado la onda sinusoidal de la traza que la originó, lo que eliminó la mayor parte del ruido.

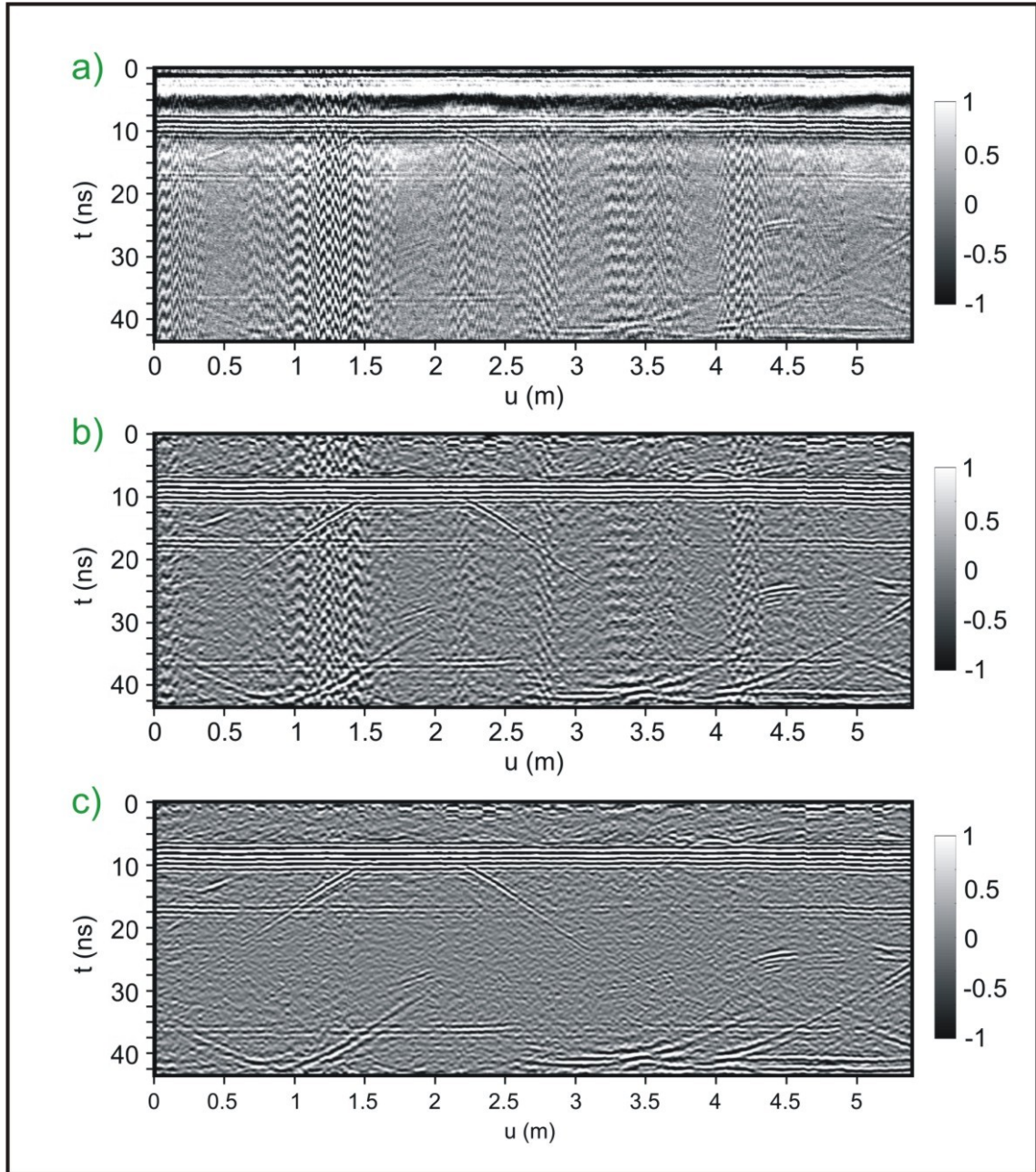


Figura 3.7: a) Perfil de datos *L04* sin procesar. Las trazas de este perfil muestran ruido con un solo pico en el espectro de frecuencias, muchas veces con valores dentro del rango de GPR. b) Datos luego de aplicar un filtro pasa banda para eliminar el ruido y otras frecuencias inútiles. El ruido sinusoidal ha sido eliminado parcialmente. La resta de la traza media y un filtrado espacial pasa alto fueron además aplicados para eliminar la onda directa. c) Datos después de ajustar y restar ondas sinusoidales, con frecuencias cercanas a las de pico, a las trazas del panel *b*, y restar los resultados. El ruido sinusoidal que quedaba en el panel *b* ha podido ser eliminado.

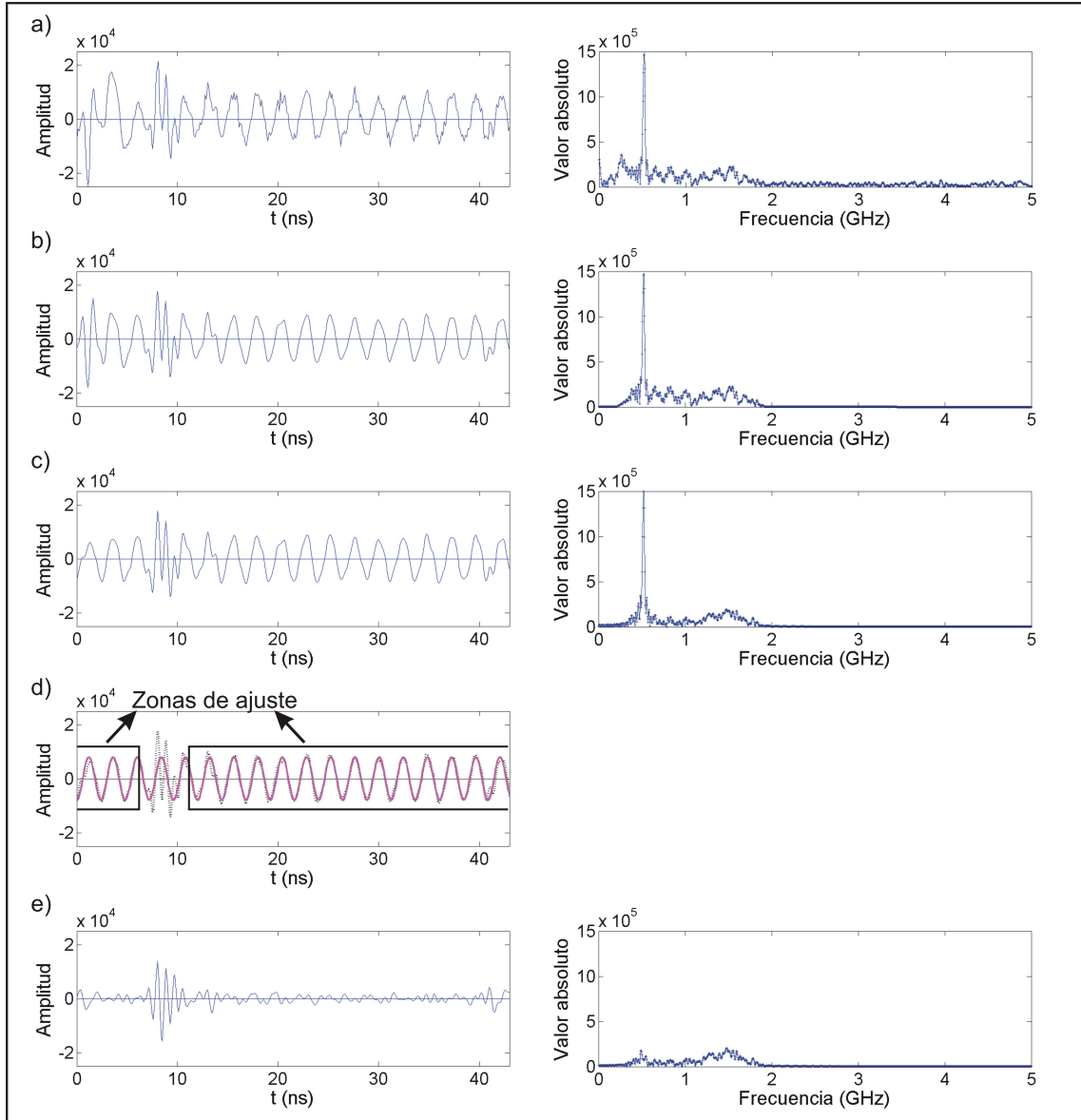


Figura 3.8: Procedimiento de filtrado de los datos correspondiente a la línea  $L04$ , para la traza con posición  $u = 1.25 \text{ m}$ . Los gráficos de la parte izquierda corresponden a las trazas que se obtienen en cada paso del proceso, mientras que a la derecha se muestran los espectros de frecuencias correspondientes. a) Datos en bruto. b) Luego de un filtro pasa banda. c) Luego de eliminar la onda directa con un filtro espacial. d) Traza c con una onda sinusoidal ajustada. e) Resultado de restar ambas trazas en d.



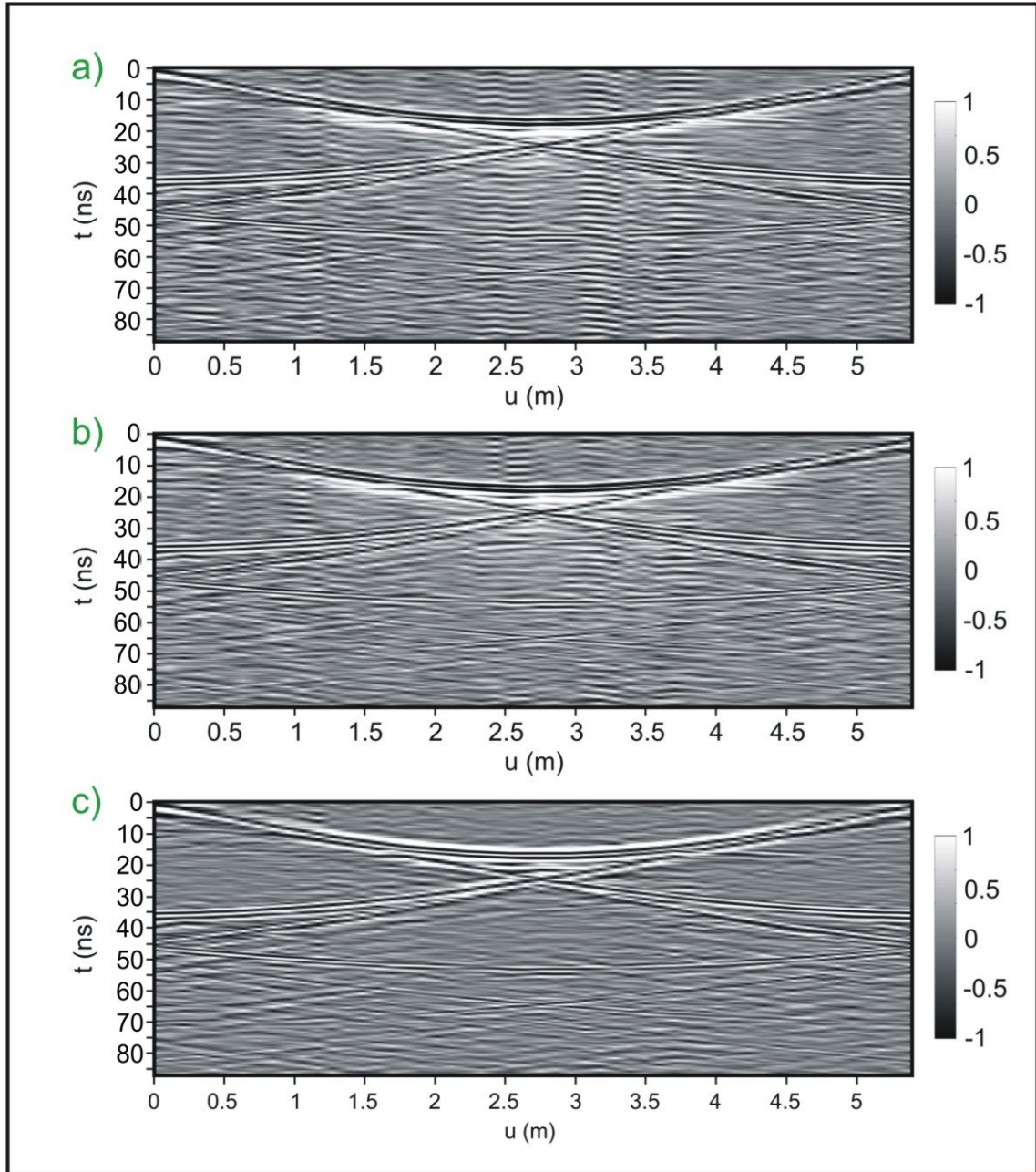


Figura 3.9: a) Perfil de datos *L16*, con *offset* variable, sin procesar. Las frecuencias del ruido se encuentran dentro del rango útil de los pulsos transmitidos. b) Datos después de ajustar ondas sinusoidales a las trazas sin procesar y restar los resultados. Algo de ruido sinusoidal permanece en algunas partes del radargrama. c) Datos después de ajustar ondas sinusoidales en diferentes ventanas  $u - t$ , para frecuencias adecuadas, y luego restar los resultados. La mayor parte del ruido sinusoidal remanente queda eliminado utilizando este procedimiento. Se aplicó *dewow* para eliminar fluctuaciones de baja frecuencia.

El último ejemplo de esta sección corresponde al perfil *L16* (antenas de 500 *MHz*

y *offset* variable). Como en los ejemplos previos, los datos brutos de *L16* exhiben ruido sinusoidal a lo largo de varias trazas (Fig. 3.9a). En este perfil, la frecuencia principal del ruido es casi constante para todas las trazas siendo aproximadamente  $0.41 \text{ GHz}$ . Debido a que esta frecuencia está dentro del rango de los pulsos transmitidos ( $0.1 \text{ GHz}$  a  $1.4 \text{ GHz}$ , para estas antenas), un filtro pasa-banda, de corte o ecualización no es adecuado para eliminar el ruido. Por lo tanto, de manera similar al caso de la línea *L04*, se ajustaron ondas sinusoidales a las trazas y se restaron los resultados. El procedimiento deriva en el radargrama que se muestra en la figura 3.9b. Se puede observar un poco de ruido sinusoidal remanente en diferentes áreas de la figura. La frecuencia de este remanente está contenida en el intervalo  $[0.39, 0.43] \text{ GHz}$ , y varía de traza en traza. Entonces se ajustaron ondas sinusoidales nuevamente, en diferentes ventanas  $u - t$ , y se restaron los resultados. También se eliminaron fluctuaciones de baja frecuencia mediante el uso de *dewow*, visible en la figura 3.9a como áreas más blanquecinas. Con esto se obtuvo el radargrama de la figura 3.9c. Se observa que la mayor parte del ruido sinusoidal remanente ha sido eliminado satisfactoriamente.

En la figura 3.10 se puede observar el proceso de filtrado de una de las trazas de la línea *L16*. La traza elegida corresponde a la posición  $u = 2.50 \text{ m}$ . El panel a muestra los datos en bruto. En el panel b se aplicó un filtro pasa banda para eliminar las frecuencias inútiles. En el panel c, una onda sinusoidal es ajustada a la traza obtenida en b para luego ser restada de la misma. El resultado se muestra en d. El efecto de este filtro aparece como de importancia menor en esta figura, aunque la mejora que produce es en la figura 3.9b. Allí se observa ruido remanente que ocupa aproximadamente el intervalo  $t = [0, 15] \text{ ns}$ . Para eliminar este ruido se ajusta una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud apropiadas a lo largo del intervalo. En el panel e se puede ver la superposición del ajuste y la traza que la originó. Finalmente, en el panel f, se muestra el resultado de la resta de ambas en dicho intervalo.

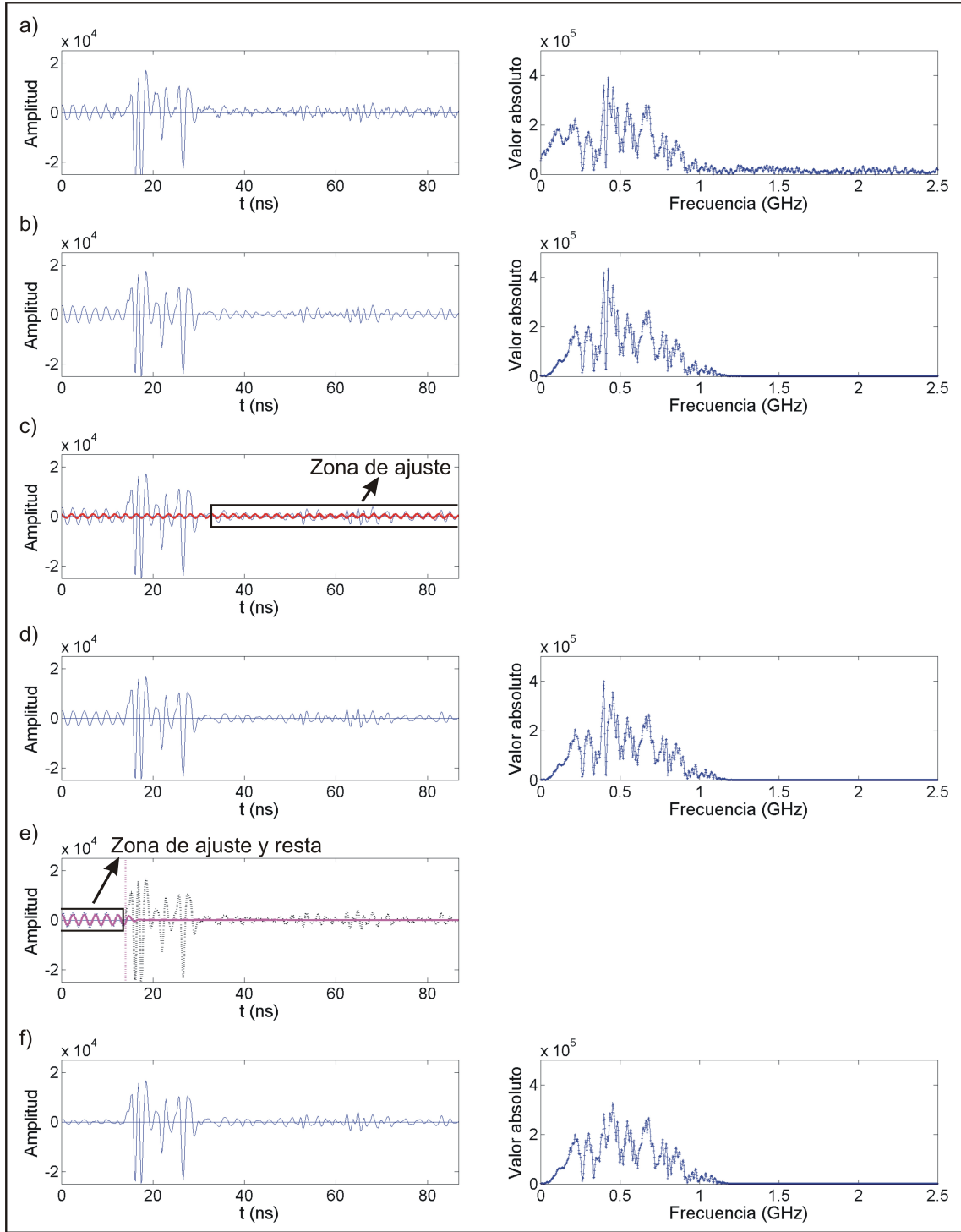


Figura 3.10: Procedimiento para el filtrado de los datos correspondiente a la línea  $L16$ , para la posición  $u = 2.50 \text{ m}$ . Los gráficos de la parte izquierda corresponden a trazas que se obtienen en cada paso de filtrado, mientras que a la derecha se muestran los espectros de frecuencias correspondientes. a) Datos en bruto. b) Luego de aplicar un filtro pasa banda y *dewow*. c) Superposición de la traza del panel b con una onda sinusoidal ajustada. d) Trazas resultante de la resta de las trazas en c. Se observa ruido remanente al comienzo de la traza. e) Superposición de la traza del panel d con una onda sinusoidal ajustada. f) Trazas resultante luego de aplicar los distintos procesos de filtrado.



### 3.2.3. Aplicación de la metodología SO-MO e interpretación de las secciones de datos

Para ilustrar los patrones de respuesta de GPR obtenidos durante la prospección del pedestal y su interpretación, se analiza un conjunto de perfiles ubicados a alturas del pedestal similares, pero obtenidos utilizando diferentes configuraciones de adquisición. La figura 3.11 muestra secciones de datos para los perfiles: a) *L06*, adquirido con antenas de 1000 *MHz* y *offset* variable; b) *L01*, adquirido con antenas de 1000 *MHz* y *offset* constante; c) *L16*, adquirido con antenas de 500 *MHz* y *offset* variable; d) *L10*, adquirido con antenas de 500 *MHz* y *offset* constante. Para facilitar la comparación entre las secciones, indicamos los límites de la ventana de 1000 *MHz* también en las secciones de 500 *MHz* (líneas verdes). Las escalas de color de las figuras elegidas han sido saturadas un poco para resaltar las reflexiones de más baja amplitud.

En la figura se pueden distinguir cuatro tipos de señales. En primer lugar, en los perfiles de *offset* variable de las figuras 3.11a y c se observan reflexiones con formas similares a las de las ondas  $n, k$  que se propagan en cilindros homogéneos (figura 3.2). Varias de estas reflexiones están indicadas con flechas amarillas, particularmente dos señales que pueden interpretarse como las reflexiones primarias en la interfaz cilindro-aire, 2, 1 y 2, 2.

En los perfiles de *offset* constante, figuras 3.11b y d, se marcan ejemplos del segundo y tercer tipos de señales, con líneas azul claro y magenta, respectivamente. Estas señales corresponden a reflexiones que ocurren antes del arribo de las ondas 2, 1/2, 2 debido a la presencia de discontinuidades ubicadas ya sea dentro del cilindro o, eventualmente, en aire. Las flechas azul claro indican señales que exhiben algunas características similares a las de objetos pequeños (figura 2.12b). Las señales marcadas con flechas magenta se parecen a reflexiones en interfaces más alargadas (ej., figura 2.13b). El cuarto tipo de señal consiste en reflexiones que ocurren después del arribo de las ondas 2.1 y 2.2 y que tienen períodos temporales ligeramente mayores y formas más fluctuantes que las anteriores. En las figuras se han marcado algunas de estas señales con flechas rojas.

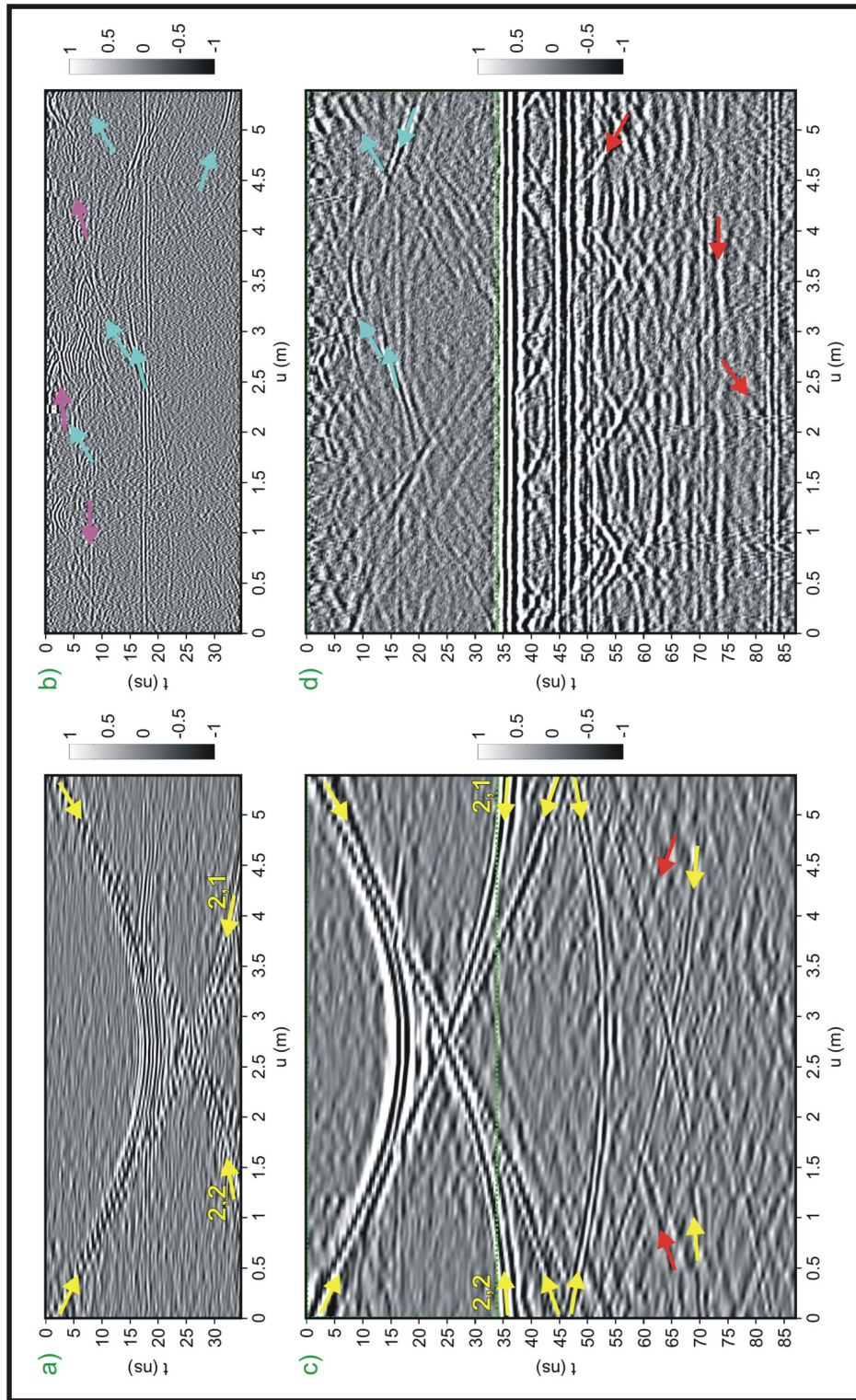


Figura 3.11: Comparación de perfiles adquiridos utilizando diferentes configuraciones del sistema, ubicados a alturas similares. a) Perfil  $L06$ , adquirido con antenas de  $1000\text{ MHz}$  y  $offset$  variable; b)  $L01$ ,  $1000\text{ MHz}$  y  $offset$  constante; c)  $L16$ ,  $500\text{ MHz}$  y  $offset$  variable; y d)  $L10$ ,  $500\text{ MHz}$  y  $offset$  constante. Las flechas amarillas indican reflexiones similares a las de los frentes de onda  $n, k$  que se propagan en cilindros homogéneos. Se han indicado especialmente los frentes  $2, 1$  y  $2, 2$  que son las reflexiones primarias en la interfaz cilindro-aire. Las flechas azul y magenta indican reflexiones que ocurren antes de la llegada de  $2, 1 / 2, 2$ ; las azules indican reflexiones con trayectorias que se asemejan a las de los reflectores puntuales, y las magentas indican reflexiones debidas a discontinuidades alargadas. Las flechas rojas indican señales que ocurren después de la llegada de  $2, 1 / 2, 2$ .



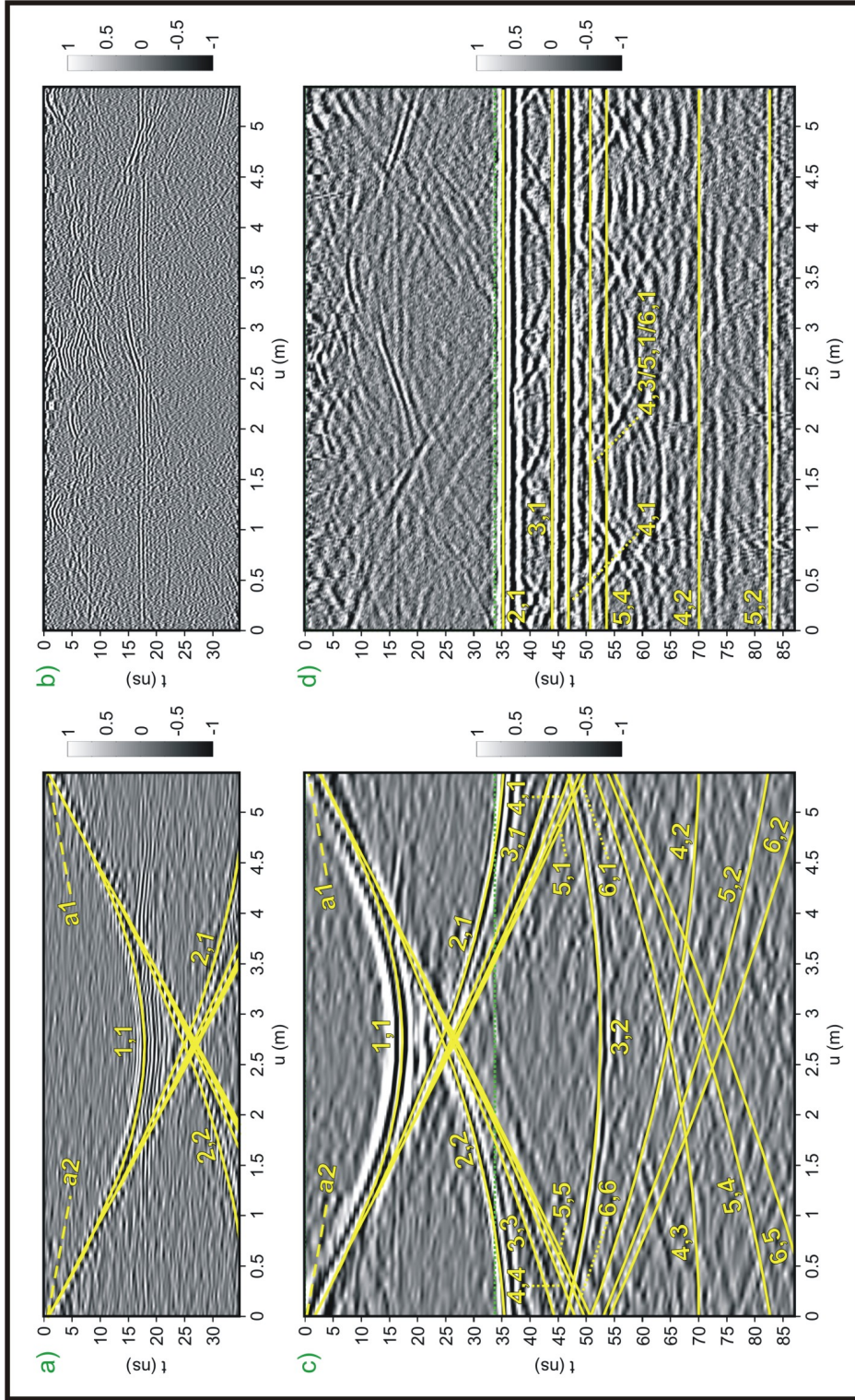


Figura 3.12: Ajustes de un conjunto de curvas teóricas  $n, k$  para cilindros homogéneos sobre los radargramas de la Fig. 3.11 e interpretación.

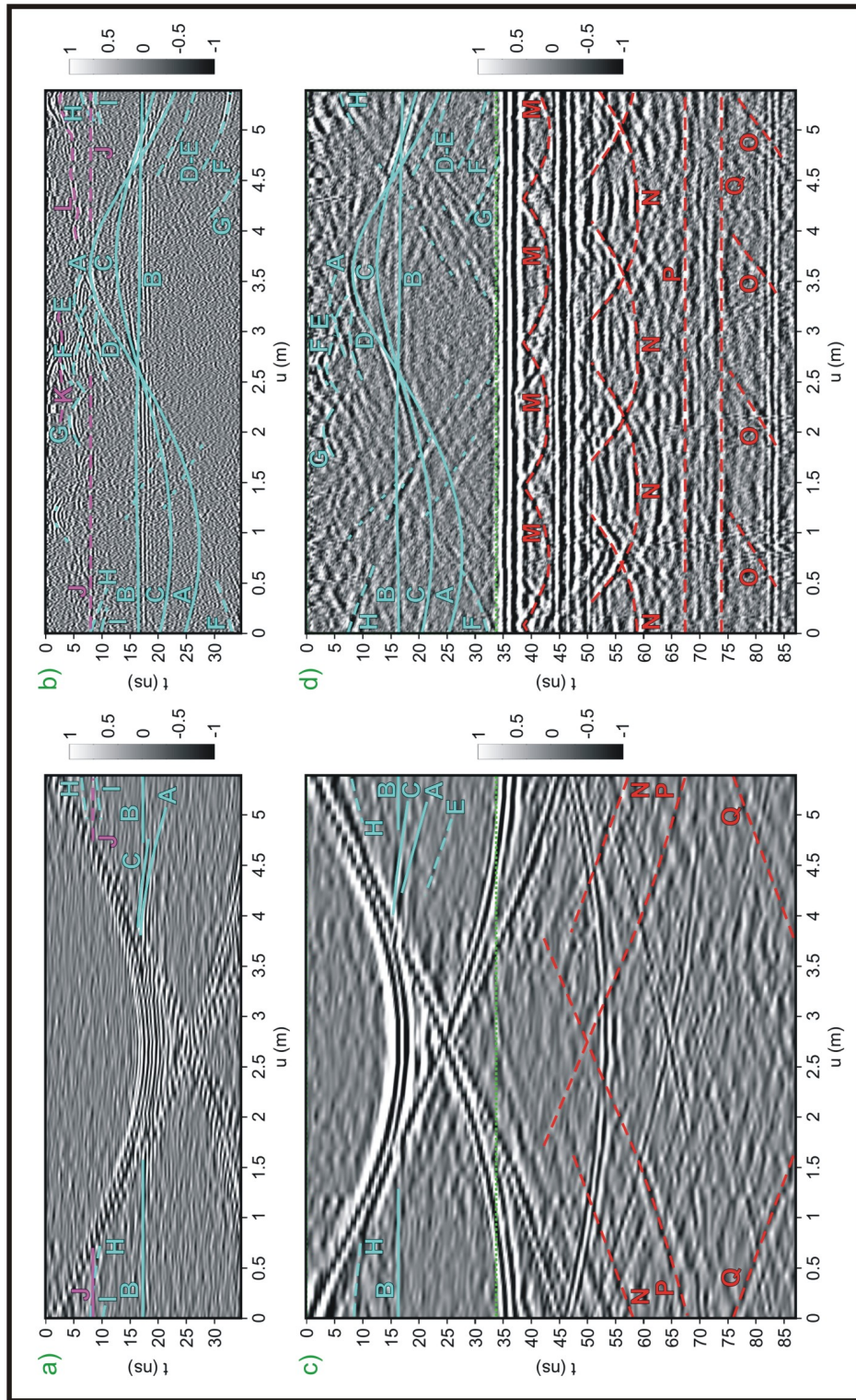


Figura 3.13: Clasificación de las reflexiones en la Fig. 3.11 /3.12. Las líneas azul claro son tramos de ajustes teóricos para los reflectores puntuales. Las líneas magenta indican reflexiones más bien tardías con periodos ligeramente más grandes y formas más fluctuantes.



Las figuras 3.12 y 3.13 muestran ajustes de un conjunto de curvas teóricas sobre los radargramas de la figura 3.11 y la clasificación de las señales principales en ellos, respectivamente. Los códigos de color en las tres figuras son los mismos. Las líneas amarillas en la figura 3.12 corresponden a un ajuste simultáneo de curvas  $n, k$ , como se ha planteado en secciones anteriores. Los ajustes incluyen hasta  $n = 6$ , es decir, el quinto orden de la reflexión en la interfaz cilindro-aire. En la figura puede observarse el muy buen resultado obtenido para  $v = 0.102 \text{ m/ns}$ . Este ejemplo demuestra la ventaja de incluir en la prospección perfiles con *offset* variable en los que las ondas  $n, k$  son fácilmente identificables debido a sus formas características. En los perfiles de *offset* constante, si las reflexiones son rectilíneas, las mismas pueden ser fácilmente confundidas con reflexiones en interfaces paralelas a la interfaz aire-cilindro (reflectores circulares), múltiples de ellas, o señales espurias producidas por el sistema de GPR. El muy buen ajuste obtenido entre las curvas teóricas de las ondas que se propagan en cilindros homogéneos y los datos indican que el pedestal investigado es aproximadamente homogéneo y que solo son posibles anomalías de tamaño pequeño y pequeñas fluctuaciones en su permitividad.

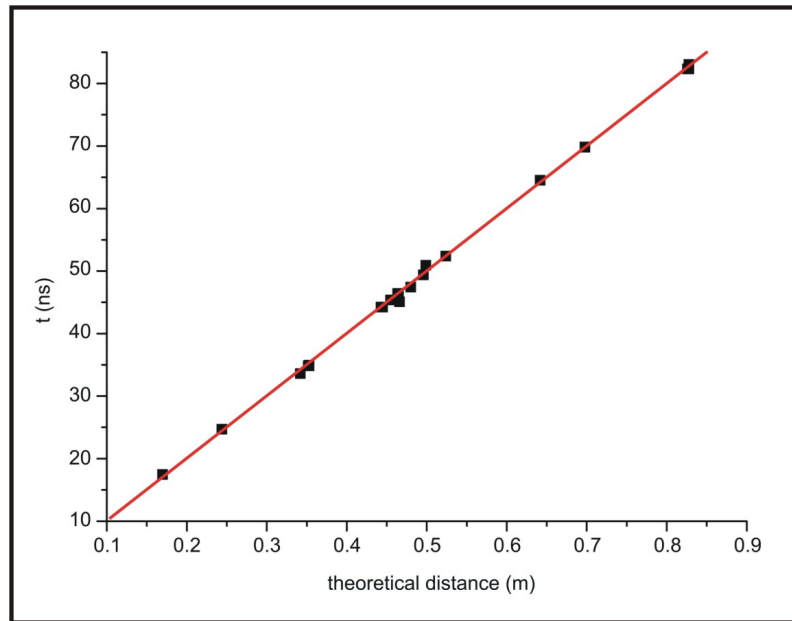


Figura 3.14: Tiempos de viaje seleccionados a partir de las reflexiones  $n, k$  de la figura 3.12, como función de la distancia de propagación teórica en un cilindro homogéneo. La línea recta corresponde a un ajuste lineal realizado sobre los datos.

Es claro que el ajuste simultáneo de curvas teóricas  $n, k$  a los perfiles de datos de *offset* variable ha proporcionado una estimación confiable y precisa de la velocidad de propagación  $v$ . Un enfoque alternativo para calcular  $v$ , descrito previamente,

consiste en seleccionar puntos a lo largo de las reflexiones  $n, k$ , en posiciones donde estas ondas estén bien resueltas.

La figura 3.14 muestra un conjunto de tiempos de viaje seleccionados a partir de las reflexiones  $n, k$  identificadas en la figura 3.12, graficados en función de las distancias de propagación teóricas en un cilindro homogéneo (ecuación 3.1). Los puntos en la figura corresponden a  $u_R = \text{off}$  y  $u_R = \pi r$ , es decir, el *offset* mínimo y máximo, respectivamente. La línea continua en la figura es un ajuste lineal realizado para el conjunto de datos. La velocidad resultante es  $v = (0.1020 \pm 0.0006) \text{ m/ns}$ . Se observa un muy buen ajuste entre la curva propuesta y los datos, con una diferencia de tiempo promedio de 0.8% y una diferencia de tiempos máxima de 2.9%. Estos valores son compatibles con la hipótesis de bajas fluctuaciones en la velocidad a lo largo de las trayectorias de los frentes de onda. Por ende, la ecuación 2.27 puede ser utilizada para migrar los datos en forma confiable y con buena precisión.

Los valores obtenidos para la velocidad de propagación son similares a los valores típicos para el mármol (aproximadamente  $10 \text{ m/ns}$ ). Está claro que la inclusión de la onda directa, la reflexión primaria y varios múltiplos  $n, k$  en el cálculo hacen que la estimación de  $v$  sea más confiable que si sólo se incluyen una o dos de estas ondas. Por ejemplo, si solo son aprovechadas las reflexiones primarias y primeros múltiplos, el resultado del cálculo mediante el último procedimiento discutido es  $v = (0.0975 \pm 0.0004) \text{ m/ns}$ , que es un valor diferente del obtenido usando todas las ondas de la figura 3.14. El ajuste realizado en la figura 3.14 puede ser útil también para calcular un remanente en el ajuste del tiempo cero con precisión. Una vez calculado, esta diferencia se puede deducir de las escalas verticales de las figuras para corregirlas. De hecho, el procedimiento fue aplicado a las figuras de este capítulo antes de graficarlas.

Las líneas azules continuas y punteadas en la figura 3.13 son curvas teóricas calculadas a partir de la ecuación 2.27 para reflectores puntuales, usando la velocidad  $v = 0.102 \text{ m/ns}$ . Algunas curvas logran un muy buen ajuste con los datos a lo largo de casi todo el rango de  $u$  (reflexiones A y B). Otras curvas solo muestran un buen ajuste por intervalos, lo que indica que hay diferencias entre esos reflectores con el modelo de reflector puntual, tales como diferencias en el tamaño, forma u homogeneidad del material (reflexiones C a I). Finalmente, hay reflexiones que se ajustan bastante bien pero a lo largo de un intervalo corto y cuya continuidad no puede establecerse más allá, como ocurre con las marcadas con líneas punteadas (sin etiquetar). En todos los casos, se consideró la posibilidad de que las reflexiones fueran debidas a objetos ubicados fuera del pedestal. Para ello se ajustaron curvas teóricas utilizando  $v = c$ , la velocidad de propagación en vacío, pero no se observaron coincidencias.

Los reflectores de tamaño pequeño que se ubican cerca del centro de un cilindro producen reflexiones casi rectilíneas en las secciones de datos de *offset* constante. Si la velocidad de propagación es aproximadamente  $c/3$  (como en este estudio), estas

señales pueden confundirse con las de ondas perimetrales por aire,  $a1$  y  $a2$ , debido a sus formas y tiempos de viaje similares. En secciones circulares con *offset* variable, ambos tipos de ondas presentan formas rectilíneas pero con diferente pendiente. Ello se puede usar para lograr distinguir una de otra. Por ejemplo, en la figura 3.12a y c, se identifican  $a1$  y  $a2$ . Estas ondas son visibles para separaciones entre antenas menores que  $0.5\text{ m}$ , lo que corresponde a la ruta más corta entre ellas. El hecho de que estas ondas no completen una vuelta alrededor del cilindro es, probablemente, debido a que el radio  $r$  no es lo suficientemente pequeño y al acoplamiento aceptable entre las antenas y la superficie del monumento. Es claro en la figura 3.13a y c que la reflexión B exhibe un comportamiento diferente al de  $a1$  y  $a2$  y que es similar a la reflexión en un objeto pequeño ubicado cerca del centro del cilindro.

Las reflexiones alargadas detectadas dentro del cilindro, por ejemplo, J, K y L (líneas magenta), se caracterizan por amplitudes bajas. En particular, estas son menos intensas que las reflexiones A y B, o las ondas  $n, k$ , a pesar del hecho de que algunas de estas ondas recorrieron distancias mucho mayores y se reflejaron de forma múltiple en la interfaz cilindro-aire, como es el caso de 4, 2, 5, 2, etc., y por lo tanto debieran esperarse más atenuadas. Si bien la reflexión total y el enfoque de las ondas debido a la curvatura cilindro-aire pueden moderar la atenuación total para algunos  $n, k$ , ello no cambia la apreciación anterior. Se puede inferir que la baja reflectividad de estos reflectores lineales es compatible con la idea de un cilindro homogéneo que incluye interfaces de bajo contraste o anomalías de pequeño tamaño. Se observaron varias vetas y algunas fracturas en la superficie del marmol. Estas vetas podrían ser el origen de las reflexiones lineales de forma irregular en los perfiles, como K y L. La posible presencia de vetas estrechas en el mármol también concuerda con el hecho de que estos reflectores se han detectado sólo con las antenas de longitud de onda más corta ( $1000\text{ MHz}$ ), probablemente porque la reflectividad de estas anomalías relativamente delgadas disminuye significativamente con el aumento en la longitud de onda. En relación con el reflector J, la posibilidad de un surco parece ser la más probable debido a que este reflector muestra una forma muy regular a lo largo de los perfiles, además de una baja reflectividad. Por otro lado, es bastante improbable que se puedan detectar fracturas similares a las observadas en la superficie del pedestal con el sistema de GPR utilizado, principalmente debido a su espesor muy pequeño (un milímetro o menos) en comparación con las longitudes de onda transmitidas (en el orden de  $10\text{ cm}$ ) y las condiciones climáticas secas durante las tres semanas previas a la investigación.

Finalmente, se ven señales con períodos ligeramente mayores y llegadas tardías, que están marcadas en la figura 3.13 con líneas rojas. Algunas de estas señales presentan simetría cuadrada, como M, N y O, y otras simetría circular, como P y Q. Las primeras se originan en la interfaz mármol-aire de la parte de sección cuadrada inferior del pedestal, justo debajo de la parte investigada, y las últimas son originadas en la sección cilíndrica encima de ella. Esto indica con la posibilidad de la existencia

de un material de relleno o vínculo entre las secciones del pedestal (por ejemplo, un cemento) que atenúa las frecuencias más altas transmitidas, aumentando así el período principal del paquete de ondas.

### 3.2.4. Datos migrados e imágenes finales de las secciones del pedestal

Las secciones migradas a menudo contribuyen a la interpretación de datos porque tienen como objetivo proporcionar imágenes realistas de los reflectores. Esto es importante en casos patrones complejos de reflexiones, tal como los que ocurren en estructuras cilíndricas, ya que es difícil construir una representación global de los reflectores a partir del solo análisis de los datos no migrados. En general, las imágenes migradas se ven afectadas por imprecisiones en los procedimientos de migración y en la determinación del campo de velocidades, por lo que siempre es importante ser prudente al interpretarlas.

El primer ejemplo del proceso de migración basado en la Eq. 2.27 y la velocidad de propagación obtenida en la sección anterior se muestra en la figura 3.15. Esta figura muestra representaciones polares para a) los datos de la línea  $L00$  no migrados, b) los datos migrados, y c) los datos migrados con las áreas en las que esperamos encontrar las señales de los reflectores de las figuras 3.12 y 3.13 marcadas. En la transformación de coordenadas rectangulares a polares, se consideró solamente la zona superior de las secciones (es decir, desde la superficie de los cilindros hasta sus centros), determinada a partir de la interpretación previa. Como resultado de la conversión de tiempo a distancia, las señales se hacen más anchas cerca de la superficie del cilindro.

Las reflexiones que se observan en la figura 3.15a aparecen en la figura 3.15b-c como áreas más acabadas y de mayor amplitud. Estas áreas muestran características que pueden asociarse con diferentes clases de reflectores. Por ejemplo, las anomalías A y B indican pequeños reflectores aislados. Por el contrario, las anomalías J, K y L indican reflectores alargados. E, F, H e I parecen partes de este tipo de reflectores. La interpretación de E-I como reflectores alargados puede establecerse más claramente a partir de las secciones migradas que a partir de las secciones de datos, como consecuencia del proceso de *imaging* implícito en la migración. Las características de las anomalías C, D y G son ligeramente diferentes de las de las otras anomalías. C y D consisten en reflectores aparentemente aislados con tamaños algo más grandes o estructuras más complejas que las de A y B. Finalmente, no está claro si G es parte de un reflector de tipo alargado o no.



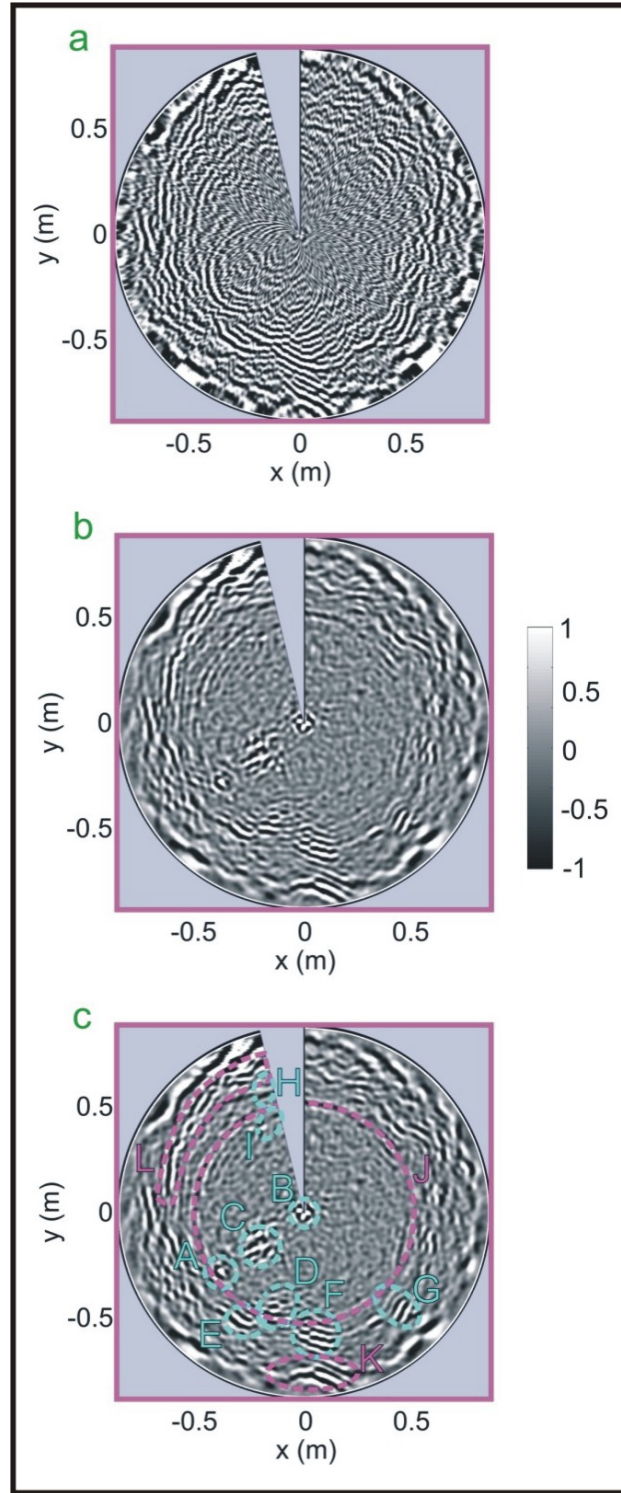


Figura 3.15: Migración del perfil  $L00$ . a) Datos no migrados, b) datos migrados con  $v = 0.102$  m/ns y c) datos migrados, con las áreas esperadas para las señales de los reflectores principales de la Fig. 3.12 marcadas.

En el siguiente ejemplo, figura 3.16, analizamos secciones migradas de  $1000\text{ MHz}$  ubicadas a alturas del pedestal sucesivas, para estudiar la continuidad de los reflectores a lo largo del mismo. La figura muestra las secciones migradas  $L00$  a  $L05$ . Estas se ordenan como en el pedestal, desde la parte superior hacia la parte inferior del mismo. Las dos primeras secciones ( $L05$  y  $L04$ ) exhiben un reflector circular evidente, indicado como  $R$ , ubicado a  $65\text{ cm}$  del centro de los cilindros. Se observan otros reflectores lineales, pero con formas irregulares, en las partes más superficiales de estas secciones y dentro del área  $S$ . El perfil  $L04$  también incluye un segundo reflector circular, rotulado con una  $T$ , ubicado a  $44\text{ cm}$  del centro del cilindro. Las siguientes cuatro secciones (perfiles  $L00$  a  $L03$ ) exhiben la continuidad de varios de los reflectores discutidos en las figuras 3.12, 3.13 y 3.15, particularmente los reflectores  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  y los reflectores lineales  $E$ ,  $F$ ,  $I$  y  $K$ . Otros reflectores parecen ser discontinuos, tales como  $G$ ,  $H$ ,  $J$  y  $L$ ; sin embargo, al comparar las secciones de datos correspondientes, se logra advertir que  $G$  es realmente continuo a lo largo del pedestal. Cuando las secciones de la figura 3.16 se analizan en conjunto, se observa una clara discontinuidad entre los reflectores en los dos primeros perfiles, respecto de los de los cuatro perfiles restantes. Esta información es importante para diseñar un plan de desmontaje y reubicación, porque el pedestal se puede dividir en este punto con menor dificultad y riesgo que en otros puntos.

Las secciones migradas de  $500\text{ MHz}$  (Fig. 3.17) muestran menos detalles que las secciones migradas de  $1000\text{ MHz}$  debido a la menor resolución de estas longitudes de onda. Los reflectores lineales con formas irregulares tienden a perder continuidad y toman la apariencia de una serie de reflectores aislados, debido a que, probablemente la reflectividad de estas anomalías delgadas disminuye cuando se aumenta la longitud de onda. En la figura 3.17b, el reflector circular  $R$  sigue siendo claramente visible; esto indica que el mismo tiene más espesor que los otros reflectores lineales o una permitividad más contrastante. El reflector  $R$  también se puede observar en la figura 3.17a, aunque con una forma irregular debido al pobre acoplamiento entre las antenas y el cilindro, ya que en este perfil los centros de las antenas exceden la altura de la sección estudiada (Fig. 3.5c). En las siguientes figuras, se pueden observar los reflectores  $A$ ,  $B$  y  $C$ , y se verifica su continuidad a través de las secciones migradas. Otros reflectores apenas se distinguen o han desaparecido de algunas de las secciones migradas, como  $D$ ,  $E$ ,  $F$ ,  $G$ ,  $H$ ,  $I$ ,  $J$ ,  $K$ ,  $L$  y  $T$ ; aunque,  $D$ ,  $F$ ,  $G$  y  $K$  son visibles en las secciones de datos correspondientes.

En relación con los posibles elementos de refuerzo estructurales dentro del pedestal, los reflectores  $A$  y  $B$  mostraron radios pequeños y orientación longitudinal a lo largo de la sección inferior investigada, lo que es compatible con la presencia de barras. Los reflectores  $C$  y  $D$  exhibieron radios más grandes, y su disposición fue similar a la de los reflectores  $A$  y  $B$ ; como resultado, no pueden descartarse como objetos de refuerzo. De hecho, los reflectores  $C$  y  $D$  exhiben características compatibles con las observadas por otros investigadores para barras de refuerzo [62] [63]

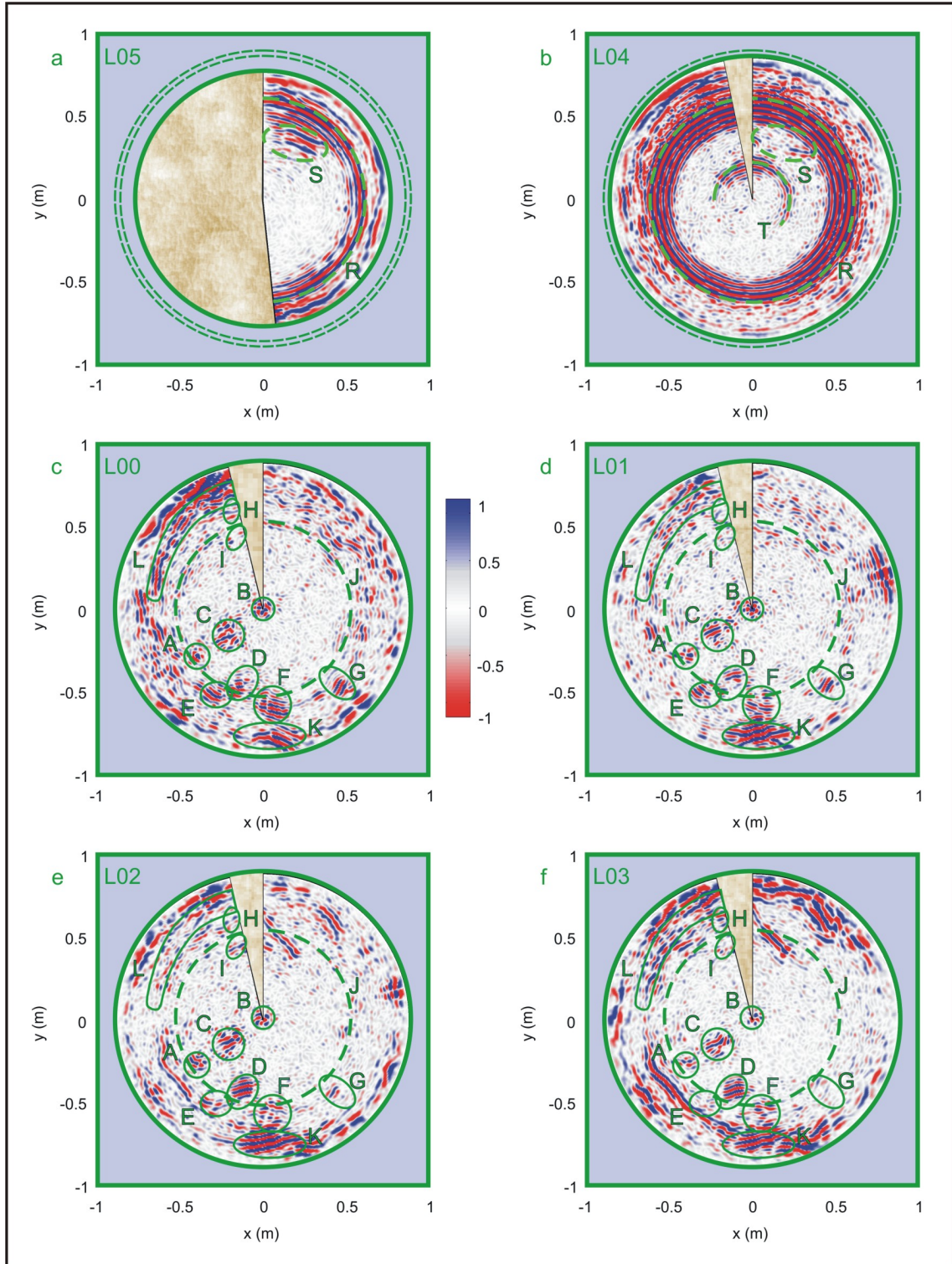


Figura 3.16: Secciones migradas de 1000 MHz: a) L05, b) L04, c) L00, d) L01, e) L02 y f) L03. Las secciones están en el orden en que aparecen a lo largo del pedestal, desde la parte superior hasta la parte inferior de la estructura (Fig. 3.5).

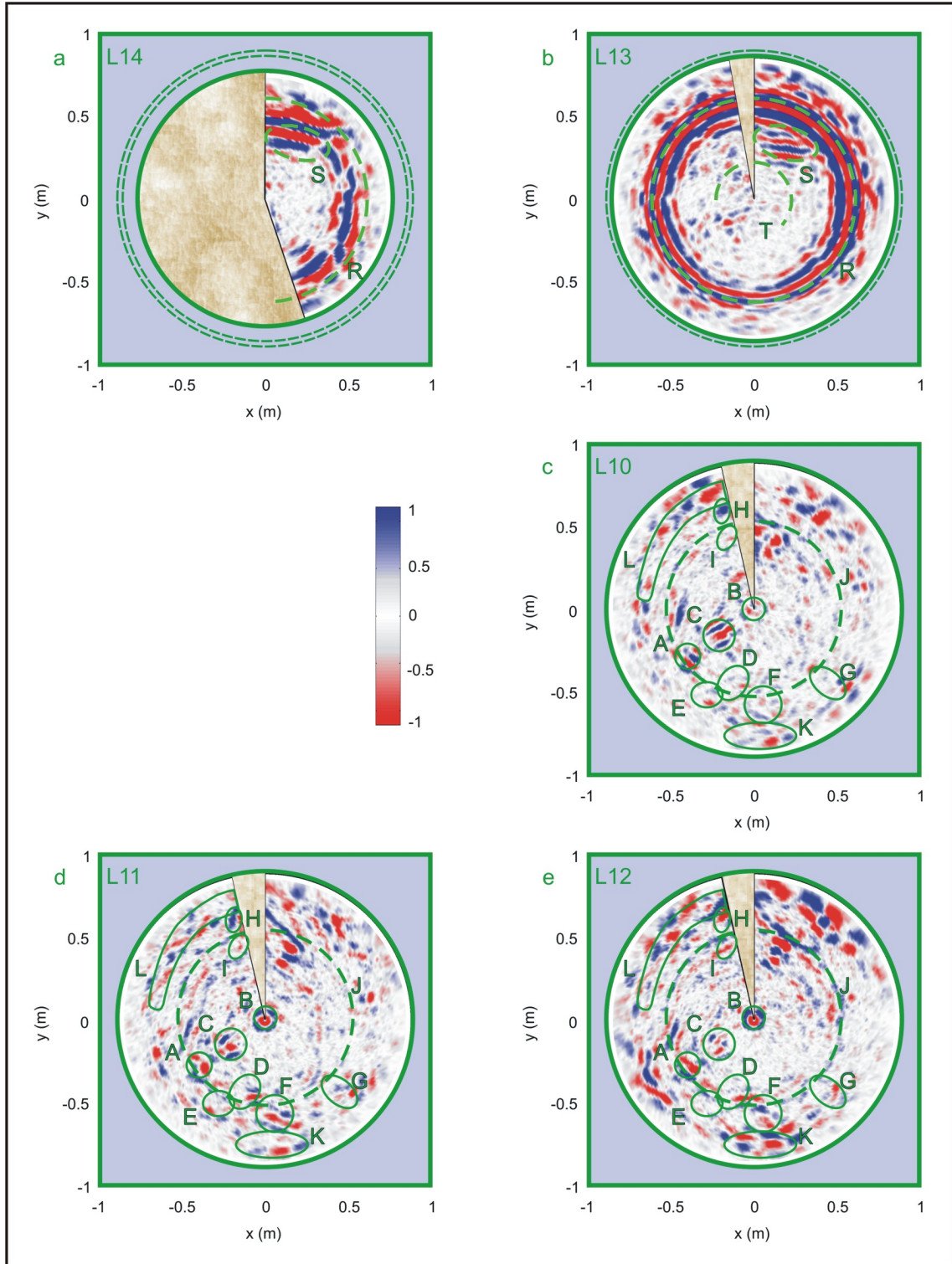


Figura 3.17: Secciones migradas de 500 MHz: a) L14, b) L13, c) L10, d) L11 y e) L12. Las secciones están en el orden en que aparecen a lo largo del pedestal, desde la parte superior hasta la parte inferior de la estructura (Fig. 3.5). Las posiciones de las mismas aproximadamente se corresponden con las de la figura 3.16.



[65]. Finalmente, también es posible que los reflectores en forma de anillo R y T sean objetos estructurales, en particular, sujeciones circulares.

### 3.3. Resumen del capítulo

Este capítulo ha tenido como objetivo el estudio de estructuras cilíndricas usando conjuntamente metodologías SO y MO. En primer lugar, se discutieron las bases teóricas de las metodologías MO, incluyendo el cálculo de trayectorias y tiempos de tránsito para los múltiples de la interfaz cilindro-aire, el cálculo de la velocidad de propagación y la migración de datos. A continuación, se planteó la metodología propuesta.

Esta metodología fue aplicada para estudiar el pedestal cilíndrico de un monumento. Por un lado se adquirieron perfiles circulares con *offset* constante, lo que constituye la metodología estándar en este tipo de aplicación. Para lograr una interpretación confiable y completa también se adquirieron perfiles circulares con *offset* variable. Para ambos tipos de configuración se utilizaron antenas dipolares con frecuencias de 1000 *MHz* y 500 *MHz*. Las líneas de sondeo fueron ubicadas a diferentes alturas a lo largo del pedestal. Las secciones de datos mostraron cantidades significativas de ruido ambiental, con frecuencias que se superpusieron a las del GPR y que variaban de traza a traza. Se eliminó este ruido de manera satisfactoria ajustando ondas sinusoidales a las trazas y restando los resultados de estas últimas. En algunos casos se aplicó el procedimiento sucesivas veces, para distintas frecuencias y/o ventanas de ajuste y resta.

Se analizaron secciones de datos con numerosas y variadas reflexiones. Se evaluó la información provista por las secciones de *offset* variable, como complemento de la información provista por las secciones de *offset* constante. En las secciones de *offset* variable, se observaron múltiples  $n, k$  hasta el quinto orden de reflexión, que pudieron identificarse fácilmente debido a sus formas particulares. Los tiempos de viaje resultantes permitieron identificar estos múltiples en los perfiles de *offset* constante, eliminando ambigüedades y evitando interpretaciones erróneas en términos de señales producidas por el sistema GPR, reflexiones en interfaces circulares o múltiples. También se utilizó la información proporcionada por las secciones de *offset* variable para distinguir entre las señales de los reflectores ubicadas cerca del centro de los cilindros y las ondas perimetrales que se propagan por aire. La importancia de adquirir perfiles de *offset* variable quedó demostrada, a pesar de los mayores tiempos que se necesitan para ello.

Se determinó la velocidad de propagación mediante dos métodos. En el primero, se seleccionaron puntos en partes bien resueltas de las ondas  $n, k$  y luego se ajustaron linealmente los tiempos de viaje resultantes en función de la distancia teórica de propagación; en el segundo, se ajustaron simultáneamente curvas teóricas para todos

los frentes de onda  $n, k$  en las secciones de datos con *offset* variable. Debido a que la onda directa y varias ondas  $n, k$  estuvieron involucradas en estos cálculos, los valores resultantes para  $v$  fueron más confiables que los calculados a partir de sólo una o dos de estas ondas. Los valores obtenidos fueron útiles para posteriormente migrar los datos con confiabilidad y precisión. El primer procedimiento también permitió determinar el tiempo cero con alta precisión, lo que fue útil para corregir los datos y obtener tiempos de tránsito más precisos. Las velocidades obtenidas concordaron con los valores esperados para mármol, supuestamente el material de construcción del monumento.

Se detectaron varias reflexiones alargadas e irregulares en las secciones de datos y se interpretaron como probablemente producidas por vetas. También se detectaron algunas reflexiones con formas regulares en las sucesivas secciones, probablemente debidas a elementos de refuerzo estructural, como varillas y sujeciones circulares, así como un conjunto de reflexiones de menor frecuencia producidas en las interfaces pedestal-aire de las secciones cercanas a las investigadas. Se realizó la migración de los datos, y los resultados se presentaron en gráficos polares. El análisis de las secciones migradas proveyó de imágenes de los reflectores más directamente interpretables para las sucesivas secciones del pedestal y completó la interpretación de las secciones de datos. Como una ventaja de los procesos de enfoque y relocalización implícitos en la migración de los datos, muchas reflexiones ambiguas pudieron ser asociadas a partes difractivas de anomalías elongadas, descartando así la posible presencia de otros objetos. La metodología aplicada permitió de esta manera la interpretación pormenorizada de las reflexiones que se produjeron en la estructura cilíndrica, así como también determinar la continuidad de los reflectores a lo largo del pedestal, información relevante para la creación de un plan de seccionamiento y desmontaje por parte de los especialistas.

## Capítulo 4

# Metodología conjunta SEA-1D-PRMS para determinar la orientación de reflectores lineales a partir de una sola línea de sondeo

En este capítulo se evalúa la aplicación conjunta de la metodología SEA-1D y de propiedades de rotación de la matriz de *scattering* (PRMS) para calcular la orientación de estructuras lineales enterradas a partir de datos adquiridos sobre una única línea de prospección. La metodología SEA-1D fue presentada en el capítulo 2. Aquí se analiza con más profundidad los efectos de la misma sobre el frente de onda resultante, al variar los parámetros característicos del arreglo. Con esto se discuten las condiciones bajo las cuales es posible producir una reducción en las fluctuaciones de la reflexión primaria, con el objetivo de incrementar la precisión en la determinación de la orientación de la estructura. Asimismo se aborda el uso de indicadores para dar cuenta de las mejoras producidas por el método en las reflexiones primarias y se presenta un proceso de optimización de las mismas en función de los parámetros del arreglo. Se introduce luego el formalismo PRMS. A continuación se describe la metodología conjunta propuesta. Esta es aplicada al estudio del azimuth de una cañería respecto de la línea de prospección. Se comprueba que la combinación SEA-PRMS mejora el cálculo del azimuth con respecto a la metodología usual Simple Offset-PRMS (SO-PRMS) y la metodología Common Mid Point-PRMS (CMP-PRMS). Este estudio ha dado lugar al trabajo publicado en Journal of Applied Geophysics titulado *Azimuth calculation for buried pipelines using a synthetic array of emitters, a single survey line and scattering matrix formalism* [68].

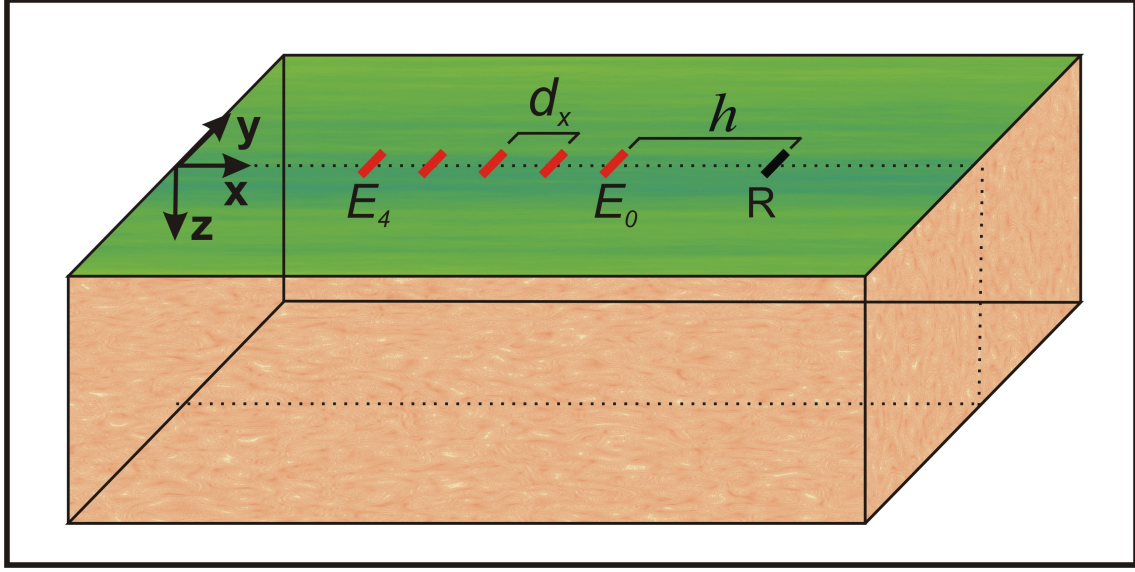


Figura 4.1: Arreglo SEA-1D distribuido a lo largo del eje  $x$  (SEA-1Dx).

## 4.1. Metodología SEA-1D

### 4.1.1. Características del frente de ondas del arreglo

La metodología SEA-1D fue presentada en el capítulo 2. Como se ha mencionado allí, al utilizar varias posiciones de arreglo, con una distribución espacial lineal y homogénea y un retardo de emisión idéntico entre ellas, es posible reducir el tamaño del frente de ondas sintetizado y variar la dirección en que este se orienta. A continuación, utilizando simulaciones numéricas, se analiza la forma de los frentes resultantes para distintos valores de los tres parámetros fundamentales del arreglo: cantidad de fuentes ( $N$ ), distancia entre ellas ( $d_x$ ), y retardo de emisión ( $dt$ ). Este análisis es importante para obtener valores de los parámetros del arreglo que produzcan un frente de ondas adecuado sobre el reflector, que permitan mejorar la calidad de la reflexión en el mismo respecto del *clutter* y el ruido circundantes, disminuyendo las fluctuaciones de dicha reflexión.

En la figura 4.1 se puede ver un arreglo SEA-1D con  $N = 5$ . La distancia entre el emisor más cercano al receptor (que consideraremos emisor de referencia,  $E_0$ ) y este último es  $h$ . Los desplazamientos temporales de cada emisor se definen de manera lineal respecto al emisor de referencia, es decir, la  $m$ -ésima fuente tendrá un retardo  $\Delta t_m = mdt$ , con  $0 \leq m \leq N - 1$ . El modelo cuenta con dos capas, una de aire para  $z < 0$ , caracterizada por  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu = 1$ ,  $\sigma = 0 \text{ mS/m}$ , y un medio que simula un suelo arenoso para  $z \geq 0$ , caracterizado por  $\epsilon_r = 4$ ,  $\mu = 1$ ,  $\sigma = 1 \text{ mS/m}$ .

La figura 4.2 muestra el campo eléctrico (componente  $E_y$ ) que produce un dipolo



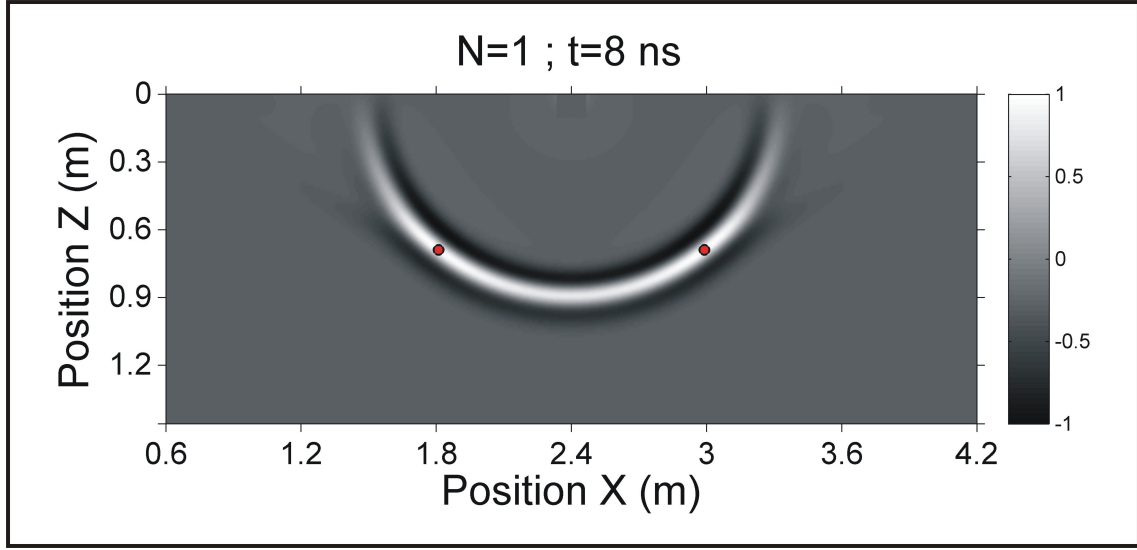


Figura 4.2: Campo eléctrico (componente  $E_y$ ) para un dipolo orientado en  $\hat{y}$ , a  $t = 8 \text{ ns}$ . Se muestra el corte  $y = 2.4 \text{ m}$ , a lo largo de la coordenada longitudinal del arreglo. Los círculos indican las ubicaciones de los máximos de amplitud. La frecuencia central del pulso es  $f = 500 \text{ MHz}$ .

puntual, orientado en  $\hat{y}$ , ubicado en  $x = 2.4 \text{ m}$ ,  $y = 2.4 \text{ m}$  y  $z = -0.01 \text{ m}$ . La frecuencia central del pulso emitido es  $f = 500 \text{ MHz}$ . Dicha figura muestra el corte  $y = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ . Se puede ver que la onda transmitida presenta amplitud aproximadamente constante en la mayor parte del rango angular, con 2 máximos de baja amplitud relativa con respecto a su entorno ubicados cerca de los  $40^\circ$  respecto a la vertical.

En la figura 4.3 se muestra el corte correspondiente al plano transversal  $x = 2.4 \text{ m}$ . Aquí se puede ver que la amplitud de la onda transmitida es menos uniforme a lo largo del rango espacial de esta coordenada que de la coordenada longitudinal (Fig. 4.2), y que la onda presenta mayor intensidad en la zona central, con 2 máximos cercanos entre sí, ubicados en  $\pm 3.2^\circ$  respecto a la vertical.

A continuación se muestran las modificaciones que sufre el frente de onda de uno de los dipolos del arreglo al ser superpuesto con los de otros dipolos, para formar el frente de ondas SEA-1Dx. Se comienza variando  $N$ , y manteniendo fijos  $d_x = 0.05 \text{ m}$  y  $dt = 0 \text{ ns}$ . En la figura 4.4 se muestran los casos  $N = 3$ ,  $N = 5$  y  $N = 7$  (paneles a, b y c, respectivamente). Los cortes correspondientes al plano longitudinal  $y = 2.4 \text{ m}$ , para  $t = 8 \text{ ns}$ . Se puede notar que a medida que aumenta  $N$  el campo resultante del arreglo se concentra más en la parte central. Como consecuencia de ello, los dos máximos que se observaban en el caso de un dipolo pasan a ser sólo uno, ubicado justo sobre la vertical. Por el contrario, en las zonas laterales del frente de ondas, se puede notar una mayor dispersión de la energía a medida que aumenta  $N$ . En la

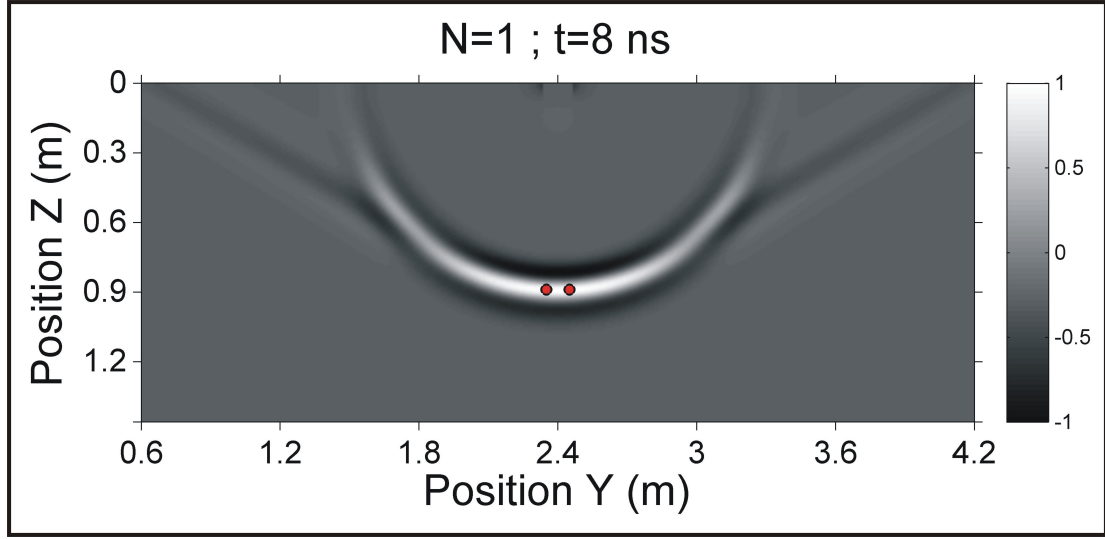


Figura 4.3: Campo eléctrico (componente  $E_y$ ) para un dipolo orientado en  $\hat{y}$ , a  $t = 8 \text{ ns}$ . Se muestra el corte  $x = 2.4 \text{ m}$ , a lo largo de la coordenada transversal al arreglo. Los círculos indican las ubicaciones de los máximos de amplitud. La frecuencia central del pulso es  $f = 500 \text{ MHz}$ .

figura 4.5 se puede observar el corte correspondiente al plano transversal  $x = 2.4 \text{ m}$  para las mismas disposiciones del arreglo SEA utilizadas en la figura anterior. En estas figuras no se aprecian cambios importantes en la forma e intensidad del frente de ondas al variar  $N$  respecto al caso de un único dipolo.

En la figura 4.6 se analiza la dependencia con  $d_x$ , manteniendo fijos el resto de los parámetros. Esta figura corresponde a arreglos con  $N = 5$ ,  $dt = 0$  y distancias entre dipolos de  $0.05 \text{ m}$ ,  $0.10 \text{ m}$  y  $0.15 \text{ m}$  (paneles a, b y c, respectivamente). El corte corresponde al plano longitudinal  $y = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ . En el primer panel, como referencia, se ha repetido la figura 4.4b. En el segundo panel, se observa que al aumentar la distancia entre dipolos, la parte central del frente de ondas se reduce angularmente y achata, mientras que en las zonas periféricas se dispersa. En el último panel, la mayor distancia entre dipolos provoca una disminución angular y un achatamiento aún mayores en la parte central del frente de ondas. En las zonas periféricas se pueden distinguir los frentes de onda individuales de cada dipolo, como consecuencia de que han recorrido desde sus fuentes distancias suficientemente diferentes y como para que no interfieran entre sí. La figura 4.7 muestra el corte correspondiente al plano transversal  $x = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ , para las mismas disposiciones de arreglo utilizadas en la figura anterior. No se observan cambios importantes al incrementar la separación entre dipolos en este caso.

Por último, en la figura 4.8 se puede ver el efecto que produce una variación en  $dt$  sobre el frente de ondas, el arreglo se caracteriza por  $N = 5$ ,  $d_x = 0.1 \text{ m}$ . Se muestra el corte espacial correspondiente al plano longitudinal  $y = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ .

Los retardos  $dt$  van desde  $0.1 \text{ ns}$  hasta  $0.6 \text{ ns}$ . Básicamente, los retardos cambian la dirección del haz que se transmite. Los ángulos de transmisión de los frentes de ondas, definidos desde la dirección del máximo del campo hasta la dirección normal a la interfase, pueden verse en la Tabla 4.1.

Análisis como el previo permiten estimar valores de los parámetros del arreglo que producen un frente de ondas adecuado sobre el reflector. En ello se supone que la posición del reflector y los parámetros del suelo son conocidos, en mayor o menor medida, típicamente a partir de un sondeo SO anterior a la adquisición MO. Por un lado, se busca reducir el tamaño de la parte central del frente de ondas y, por el otro, que la forma del mismo no difiera demasiado de la de un solo emisor. Si esto último ocurriese, la reflexión SEA no resultaría comparable con la SO, y el radargrama final requeriría de una interpretación diferente a la estándar, con resultados inciertos. El análisis de los frentes de onda resultante es importante porque permite acotar los valores de los parámetros del arreglo, en especial los de  $N$  y  $d$ , cuya variación resulta costosa durante la simulación numérica y/o adquisición de los datos.

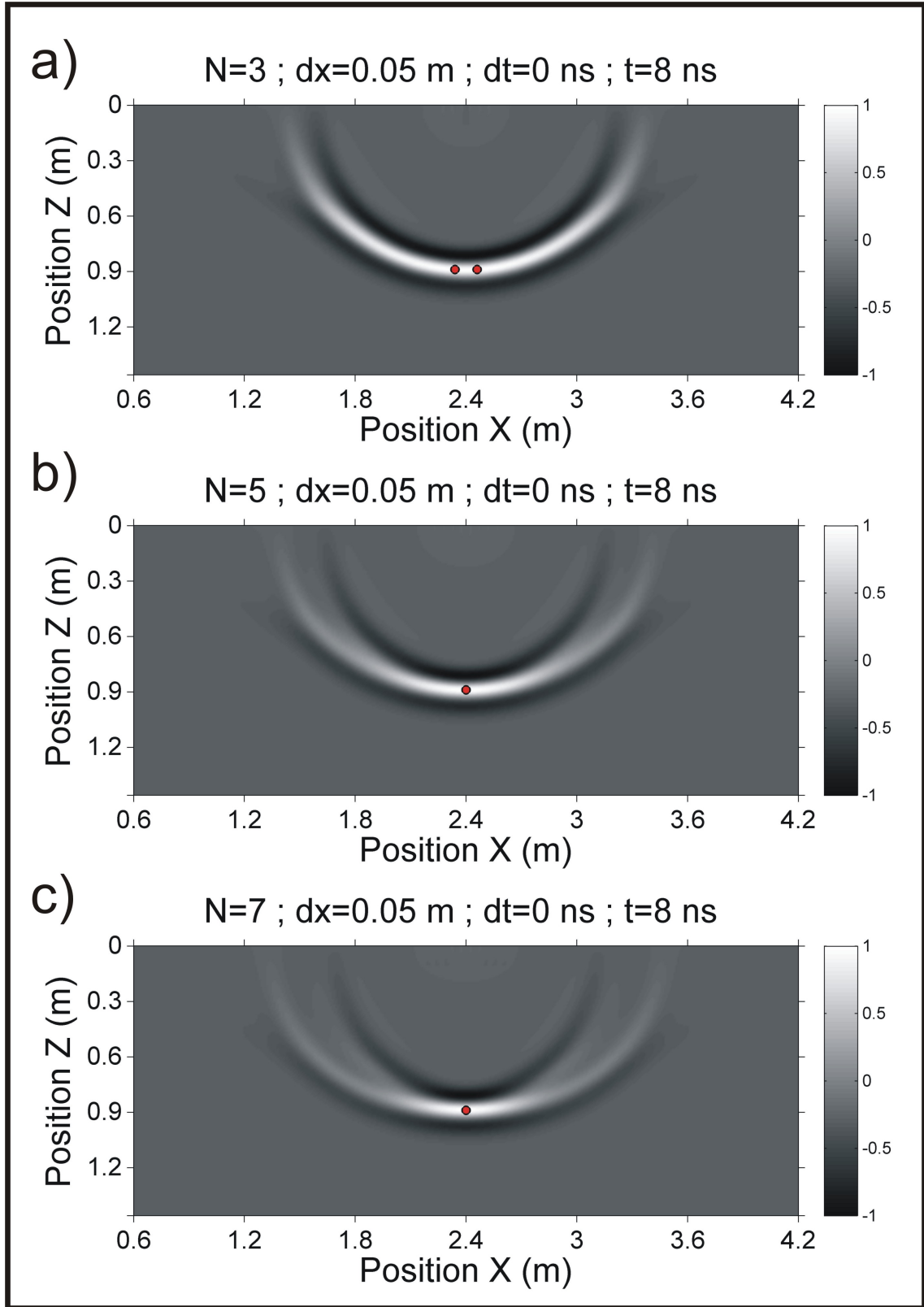


Figura 4.4: Campo eléctrico  $E_y$ , para arreglos SEA orientados en  $\hat{y}$ , con  $d_x = 0.05$  m,  $dt = 0$  ns y a)  $N = 3$ , b)  $N = 5$ , c)  $N = 7$ . Se muestra el corte longitudinal  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. Los puntos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

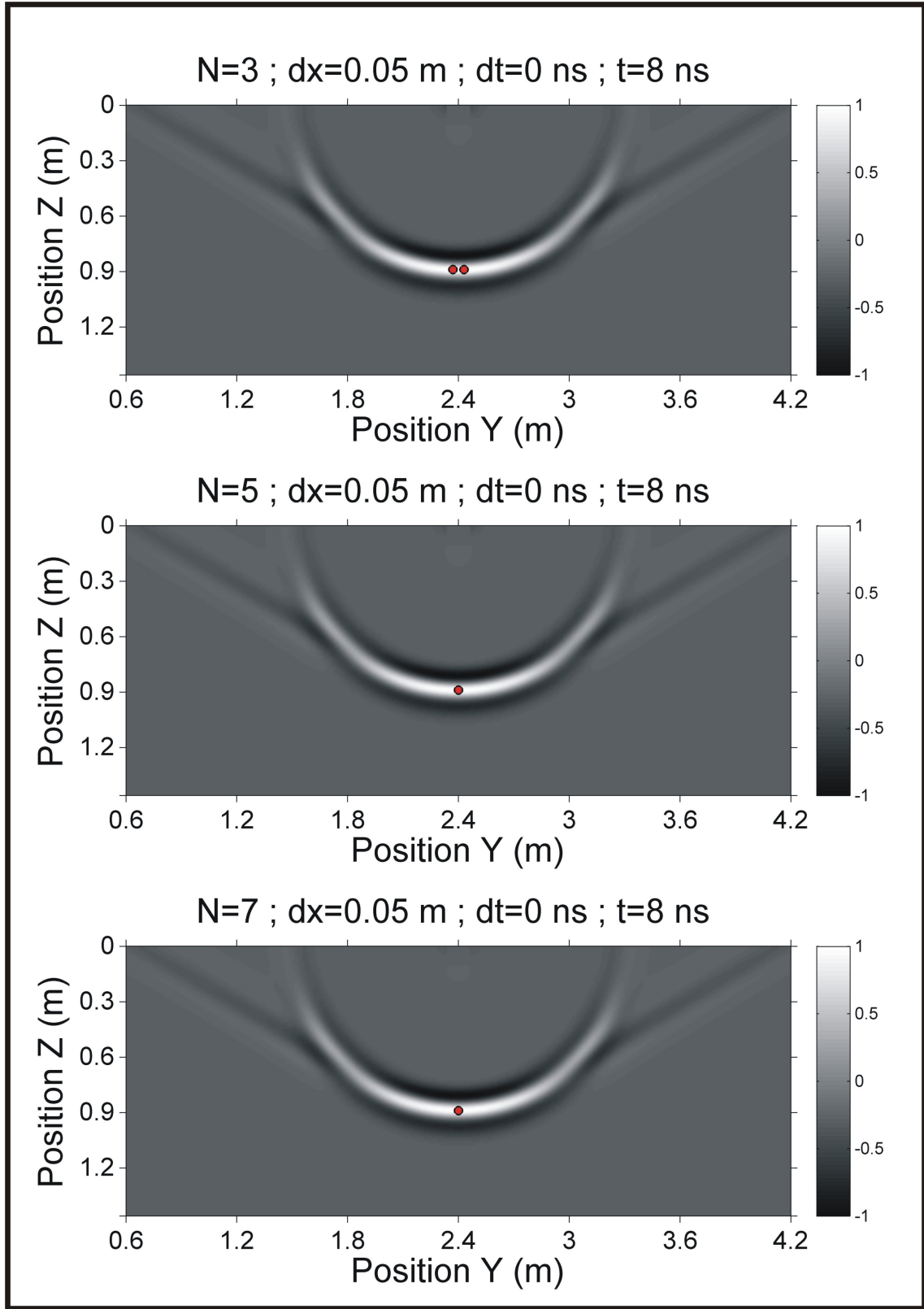


Figura 4.5: Campo eléctrico  $E_y$ , para arreglos SEA orientados en  $\hat{y}$ , con  $d_x = 0.05$  m,  $dt = 0$  ns y a)  $N = 3$ , b)  $N = 5$ , c)  $N = 3$ . Se muestra el corte transversal  $x = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. Los puntos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

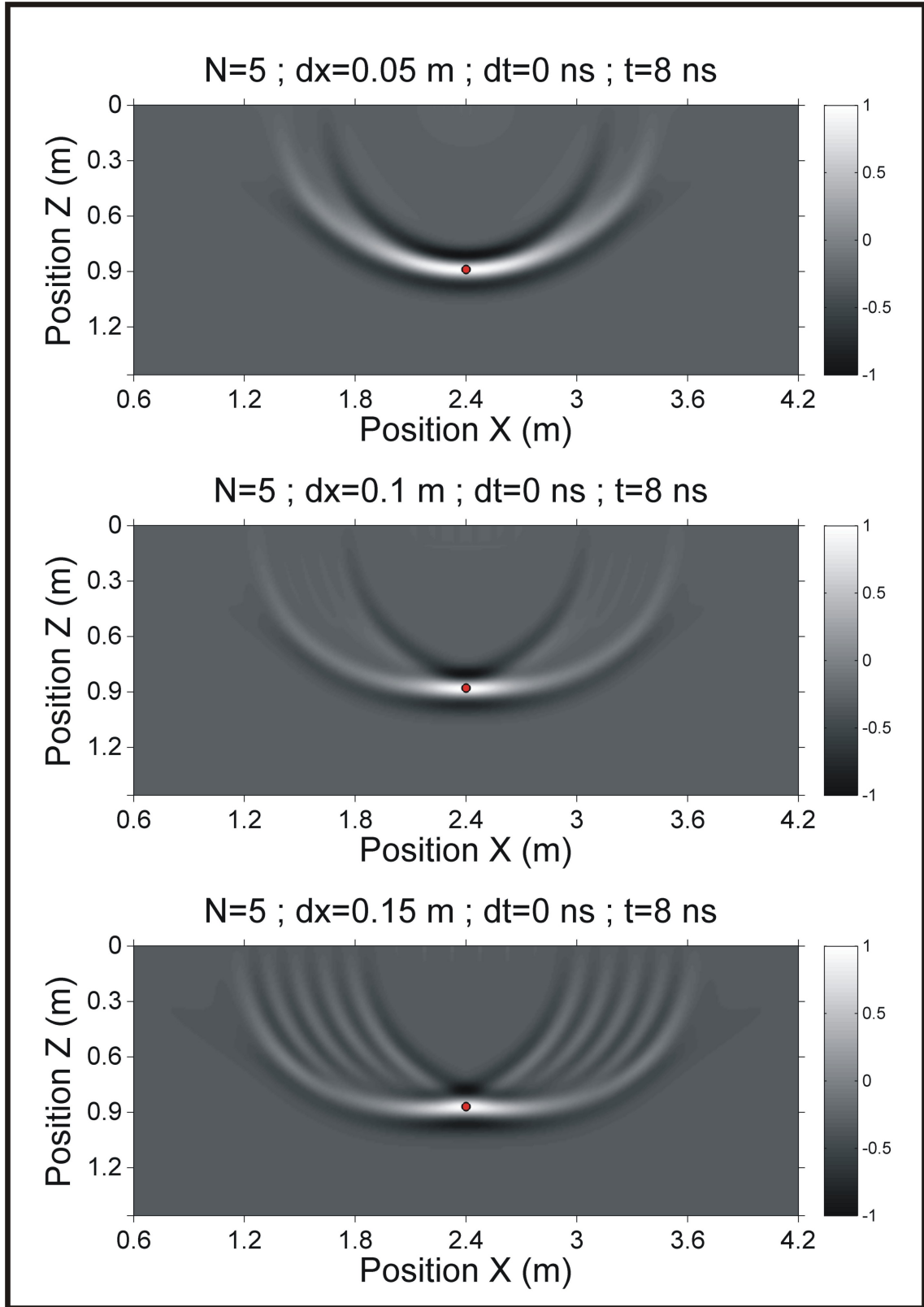


Figura 4.6: Campo eléctrico  $E_y$ , para arreglos SEA orientados en  $\hat{y}$ , con  $N = 5$  m,  $dt = 0$  ns y a)  $d_x = 0.05$  m, b)  $d_x = 0.10$  m, c)  $d_x = 0.15$  m. Se muestra el corte longitudinal  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. Los puntos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

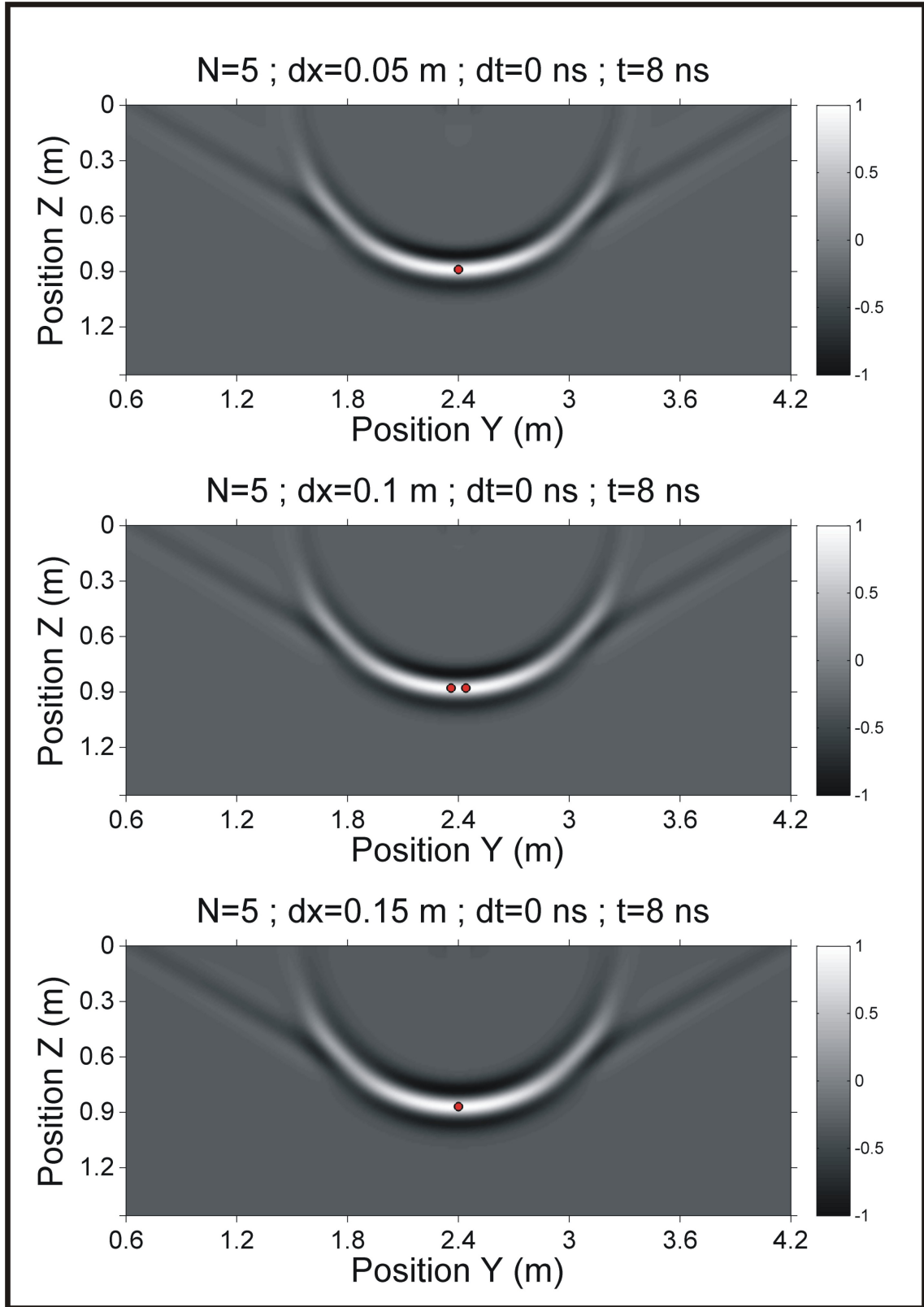


Figura 4.7: Campo eléctrico  $E_y$ , para arreglos SEA orientados en  $\hat{y}$ , con  $N = 5$  m,  $dt = 0$  ns y a)  $d_x = 0.05$  m, b)  $d_x = 0.10$  m, c)  $d_x = 0.15$  m. Se muestra el corte transversal  $x = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. Los puntos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

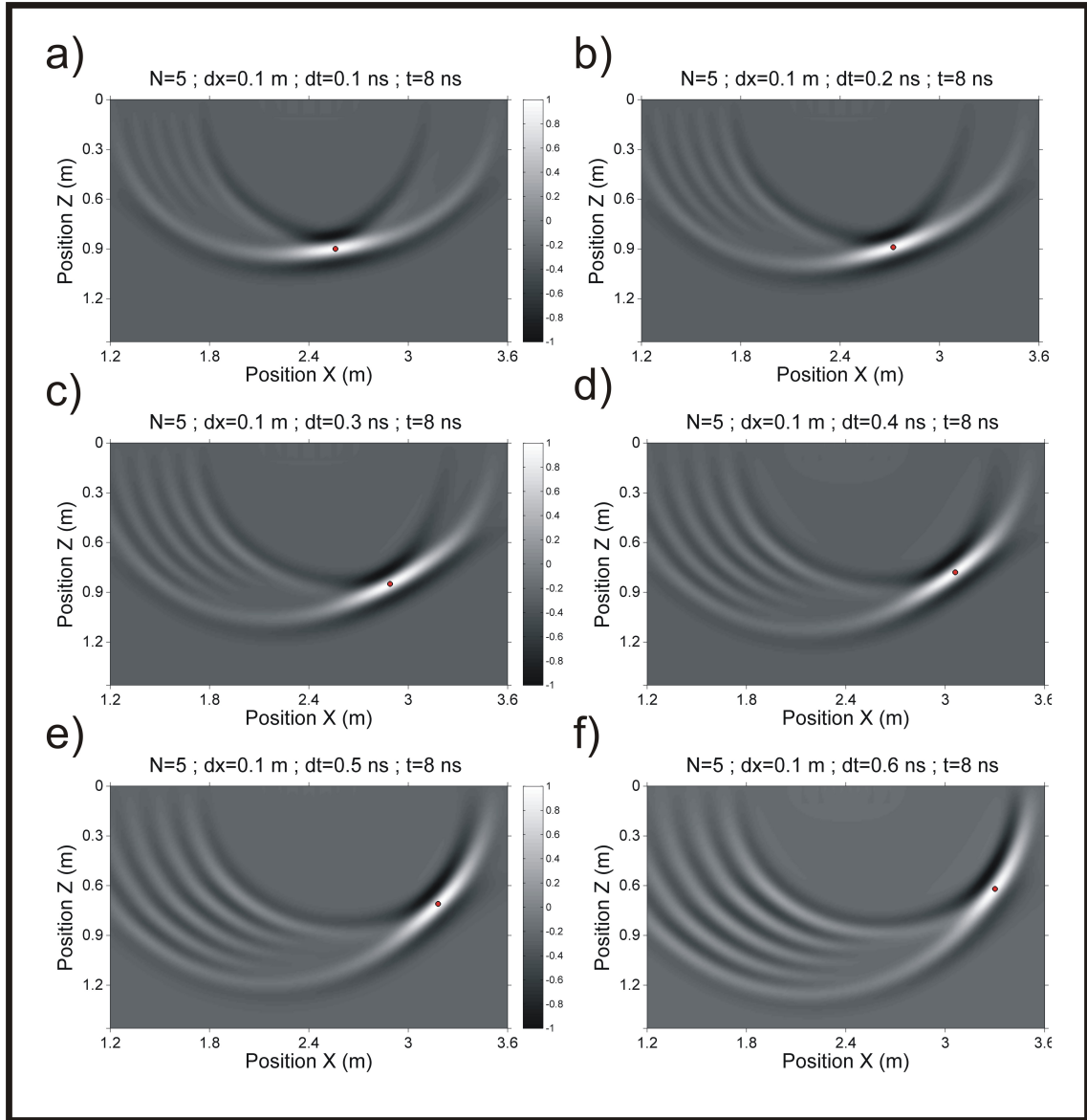


Figura 4.8: Campo eléctrico  $E_y$ , para arreglos SEA orientados en  $\hat{y}$ , con  $N = 5$  m,  $d_x = 0.1$  m y a)  $dt = 0.1$  ns, b)  $dt = 0.2$  ns, c)  $dt = 0.3$  ns, d)  $dt = 0.4$  ns, e)  $dt = 0.5$  ns, f)  $dt = 0.6$  ns. Se muestra el corte longitudinal  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. Los puntos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.



| dt (ns) | Ángulo (°) |
|---------|------------|
| 0.1     | 10.0°      |
| 0.2     | 19.8°      |
| 0.3     | 30.0°      |
| 0.4     | 40.2°      |
| 0.5     | 47.7°      |
| 0.6     | 55.4°      |

Tabla 4.1: Ángulos del frente de ondas transmitido, para distintos retardos  $dt$ , y el arreglo SEA de la Fig. 4.8.

#### 4.1.2. Procesamiento SEA-1D

El método de procesamiento SEA-1D propuesto es explicado a continuación a medida que el mismo es aplicado a un conjunto de datos simulados numéricamente. El modelo de suelo para el cual se generaron los datos se muestra en la Fig. 4.9. Consta de un caño cilíndrico de diámetro  $d_p = 0.1 \text{ m}$ , permitividad dieléctrica relativa  $\epsilon_{rp} = 5$ , permeabilidad magnética relativa  $\mu_{rp} = 1$  y conductividad  $\sigma_p = 2 \text{ mS/m}$ , que se encuentra ubicado horizontalmente a profundidad  $z_p = 0.75 \text{ m}$ . El azimut entre el caño y la línea de prospección (eje  $x$ ) es  $\theta_p = 70^\circ$ . El medio circundante se caracteriza por  $\epsilon_{rm} = 4$ ,  $\mu_{rm} = 1$  y  $\sigma_m = 1 \text{ mS/m}$ , con una velocidad de propagación  $v = 0.15 \text{ m/ns}$ . Pequeñas esferas han sido ubicadas en posiciones azarosas dentro del medio para generar reflexiones que interfieran con la señal principal del caño. El número de esferas por unidad de volumen es  $\eta = 1000 \text{ m}^{-3}$ . Los parámetros de las esferas varían aleatoriamente, así como su radio, en los rangos siguientes: radio  $r_s = [0.020.04] \text{ m}$ , permitividad relativa  $\epsilon_{rs} = [3.2, 4.8]$ , conductividad  $\sigma_s = [0.8, 1.2] \text{ mS/m}$ . La permitividad magnética relativa mantiene un valor constante  $\mu_{rs} = 1$ . Las dimensiones de la grilla utilizada, son  $5.0 \text{ m} \times 3.0 \text{ m} \times 2.2 \text{ m}$  en las direcciones  $x$ - $y$ - $z$ , respectivamente, con elementos de tamaño  $0.01 \text{ m} \times 0.01 \text{ m} \times 0.01 \text{ m}$ . Los pulsos son de tipo *Ricker* (1ra derivada de la función Gaussiana normalizada), con frecuencia central  $f = 500 \text{ MHz}$ . Dado que las dimensiones de las esferas y los elementos de grilla son comparables, las mismas solo son representadas aproximadamente en el modelo. Esto simplemente contribuye al *clutter* general en el resultado. La ventana de tiempo en las simulaciones es de  $40 \text{ ns}$ , con paso temporal de  $0.02 \text{ ns}$ .

La figura 4.10a muestra una sección vertical de datos SO (componente  $y$  del campo) obtenida a partir del modelo de la figura 4.9. El perfil es longitudinal y se ubica en  $y = 0 \text{ m}$ , lo que coincide con el centro del modelo. La coordenada horizontal,  $x_R$ , corresponde a la posición del receptor. Los dipolos transmisores y el receptor son paralelos al eje  $y$  (configuración perpendicular-perpendicular respecto de la línea de

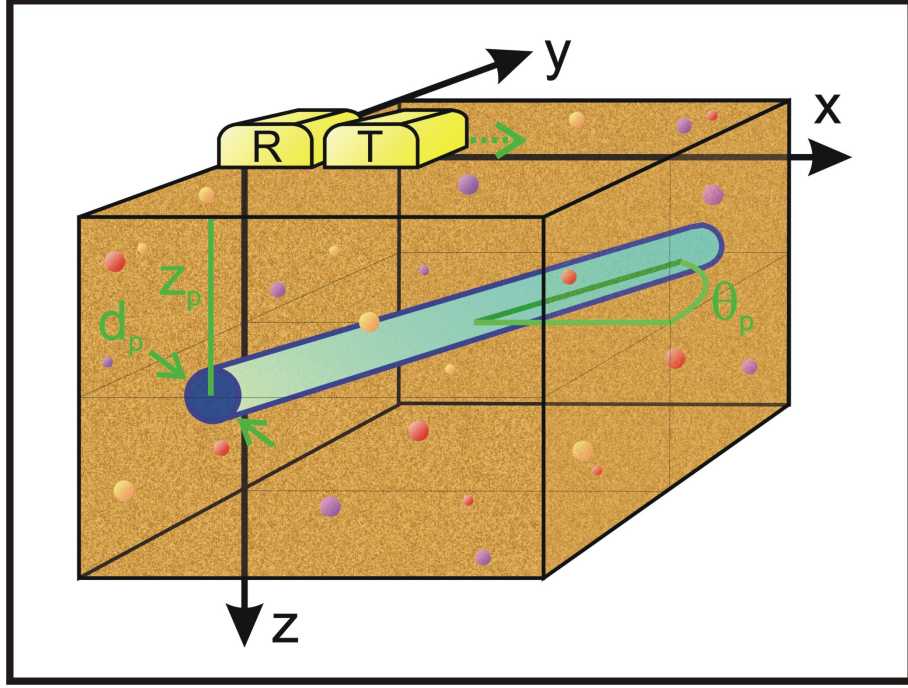


Figura 4.9: Modelo de suelo empleado para las simulaciones numéricas de los set de datos utilizados para explicar el método SEA.

sondeo, configuración  $yy$ , o configuración co-polarizada), con un *offset* entre ellos  $off = |x_T - x_R| = 0.2 \text{ m}$ , del orden del *offset* mínimo en una experiencia real. Por limitaciones numéricas, las trazas cerca de los bordes del modelo son excluidas de la figura y los análisis que siguen, lo que limita la coordenada  $x_R$  al rango  $[0.1, 4.9] \text{ m}$ . El *offset* entre las posiciones del receptor y el emisor reduce aún más el  $x_R$  máximo a  $4.7 \text{ m}$ . La reflexión producida en la tubería se observa claramente en la figura, como una hipérbola con vértice ubicado en  $(x_R, t) = (2.4 \text{ m}, 9.43 \text{ ns})$ , mientras que las reflexiones en las esferas pequeñas aparecen como *clutter*.

Para tener una medida de las fluctuaciones temporales y de amplitud a lo largo de la reflexión primaria, y de la amplitud de esta con respecto a la amplitud del medio circundante, se define un área,  $PRA$ , la que concuerda aproximadamente con el área de la reflexión primaria, y dos áreas,  $SRA1 - SRA2$ , en las zonas de fondo, por encima y por debajo de  $PRA$ , como se muestra en la figura 4.10b. Las posiciones y anchos de  $SRA1$  y  $SRA2$  en la Fig. 4.10 se seleccionan para que las reflexiones en ellas sean representativas del desorden alrededor de la reflexión principal, es decir, no deben ser muy lejanas ni superponerse con la reflexión primaria. A partir de estas ventanas se calculan tres variables o indicadores.

La primer variable cuantifica las fluctuaciones temporales de la reflexión primaria. Para ello se determina, dentro del área  $PRA$ , el tiempo del máximo de amplitud

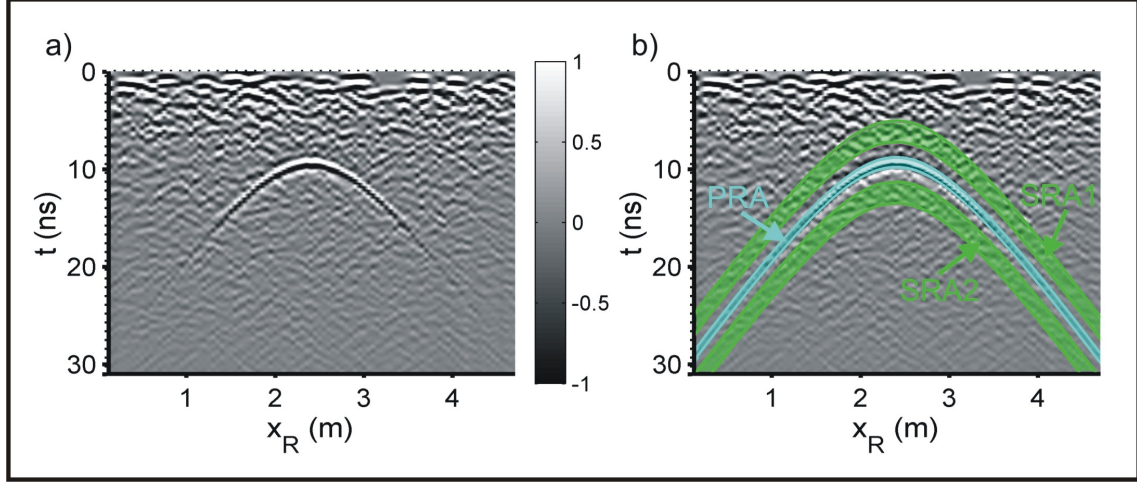


Figura 4.10: a) Sección SO de datos obtenida a partir del modelo de la Fig. 4.9 (componente  $yy$ ). b) Misma sección de datos del panel a, con las áreas de cálculo  $PRA$  y  $SRA1 - SRA2$  indicadas. Estas se ubican en el área de la reflexión primaria y las zonas de fondo, respectivamente.

de esta señal en cada traza ( $t_i$ ), se lo compara con los correspondientes tiempos de las trazas adyacentes ( $t_{i-1}$  y  $t_{i+1}$ ), y se normaliza el resultado. Esta magnitud la denominamos diferencia de tiempo adimensional ( $DTD$ , por *Dimensionless Time Difference*).

$$DTD = \left| \frac{(t_{i-1} + t_{i+1})}{2t_i} - 1 \right| \quad (4.1)$$

Este indicador, óptimamente, tendría valor nulo si no existiesen fluctuaciones temporales.

La segunda variable, denominada correlación (*Correlation*,  $Cor$ ) da cuenta de las fluctuaciones de amplitud a lo largo de las sucesivas trazas de interés. Para ello, se toma cada traza y sus primeras vecinas y se las correlaciona de la siguiente manera:

$$Cor = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sum_{j=-nt}^{nt} a'_{i-1}(t_{i-1} + j\Delta t) a'_i(t_i + j\Delta t)}{\sqrt{\sum_{j=-nt}^{nt} [a'_{i-1}(t_{i-1} + j\Delta t)]^2 \sum_{j=-nt}^{nt} [a'_i(t_i + j\Delta t)]^2}} + \frac{\sum_{j=-nt}^{nt} a'_i(t_i + j\Delta t) a'_{i+1}(t_{i+1} + j\Delta t)}{\sqrt{\sum_{j=-nt}^{nt} [a'_i(t_i + j\Delta t)]^2 \sum_{j=-nt}^{nt} [a'_{i+1}(t_{i+1} + j\Delta t)]^2}} \right\} \quad (4.2)$$

donde  $a'_i(t')$  es la amplitud de la  $i$ -ésima traza a tiempo  $t'$ ,  $\Delta t$  es el intervalo temporal de muestreo y  $2n + 1$  es el número total de muestras en el área  $PRA$ . En la fórmula, las trazas  $i - 1$  e  $i + 1$  son desplazadas temporalmente con respecto a la traza  $i$ ,

utilizando  $t_{i-1} - t_i$  y  $t_{i+1} - t_i$  como incrementos, respectivamente, y luego, las trazas desplazadas son correlacionadas en *PRA* con la traza  $i$ . Este indicador, idealmente, tendrá valor 1 cuando no haya variaciones en la forma de la traza.

El tercer indicador, denominado Relación de intensidad de señal respecto del ruido (*STNIR*, por *Signal to Noise Intensity Ratio*), compara la amplitud de la reflexión primaria con la amplitud de las señales circundantes. Para ello, la amplitud de cada traza es promediada a lo largo de la coordenada temporal, en las regiones *PRA*, *SRA1* y *SRA2*. A continuación, el resultado obtenido en *PRA* se divide por el promedio de los resultados de *SRA1* y *SRA2*. Este indicador, tendría valor  $\infty$  si las señales circundantes tuviesen valor nulo.

Finalmente, se define un cuarto indicador, *Glb*, definido a partir de los indicadores anteriores:

$$Glb = \frac{Cor * STNIR}{DTD} \quad (4.3)$$

Este indicador, en un caso idealmente óptimo de mejora, tendrá valor  $\infty$ . Valores altos y bajos del mismo representarán zonas de la reflexión primaria con mayor y menor calidad de reflexión primaria, respectivamente.

La figura 4.11 muestra los valores de los indicadores (Ec. 4.1 a Ec. 4.3), cuando estos son calculados a partir de los datos del perfil SO de la Fig. 4.10. Los resultados de la figura muestran claramente que la reflexión primaria presenta mayor continuidad y amplitud relativa al entorno, en mayor medida cerca del centro de la hipérbola ( $x_R = 2.4 \text{ m}$ ) que hacia los costados.

Ahora se considera el arreglo SEA que se muestra en la figura 4.12, caracterizado por  $N = 5$  y  $d_x = 0.05 \text{ m}$ . Los dipolos tienen polarización  $y$ . Este arreglo produce un frente de onda esferoidal, angularmente más reducido que el de SO en la región del suelo ocupada por la tubería. Un receptor co-polarizado está ubicado a una distancia  $h = 0.2 \text{ m}$  del emisor más cercano del arreglo.

En la metodología SEA original [41] [50], una vez que se seleccionaba una reflexión de interés en los perfiles SO (en este caso, la reflexión en el caño), se calculaban un conjunto de radargramas SEA para valores de  $dt$  diferentes en cada uno de ellos. Luego, se elegía el valor de  $dt$  que producía la mejor continuidad y amplitud de la reflexión primaria con respecto al ruido y señales secundarias en sucesivos intervalos  $\Delta x_R$ . Este procedimiento se llevaba a cabo a partir de la inspección directa de los radargramas o mediante el cálculo de una variable auxiliar, como *DTD*, *Cor* o *STNIR*, para el conjunto de  $dt$ s. Por lo general, se consideraban relativamente pocos intervalos  $\Delta x_R$  y valores de  $dt$  en el análisis, para hacerlo manejable. En el siguiente paso, se definía una curva que se ajustaba aproximadamente a los pares  $dt - \bar{x}_R$  seleccionados, donde  $\bar{x}_R$  era un valor representativo del intervalo  $\Delta x_R$ . Para cada  $x_R$ , se calculaba un  $dt$  a partir de esta curva y se obtenía la sección final del arreglo SEA. Esta metodología SEA es bastante dependiente de los criterios del intérprete y

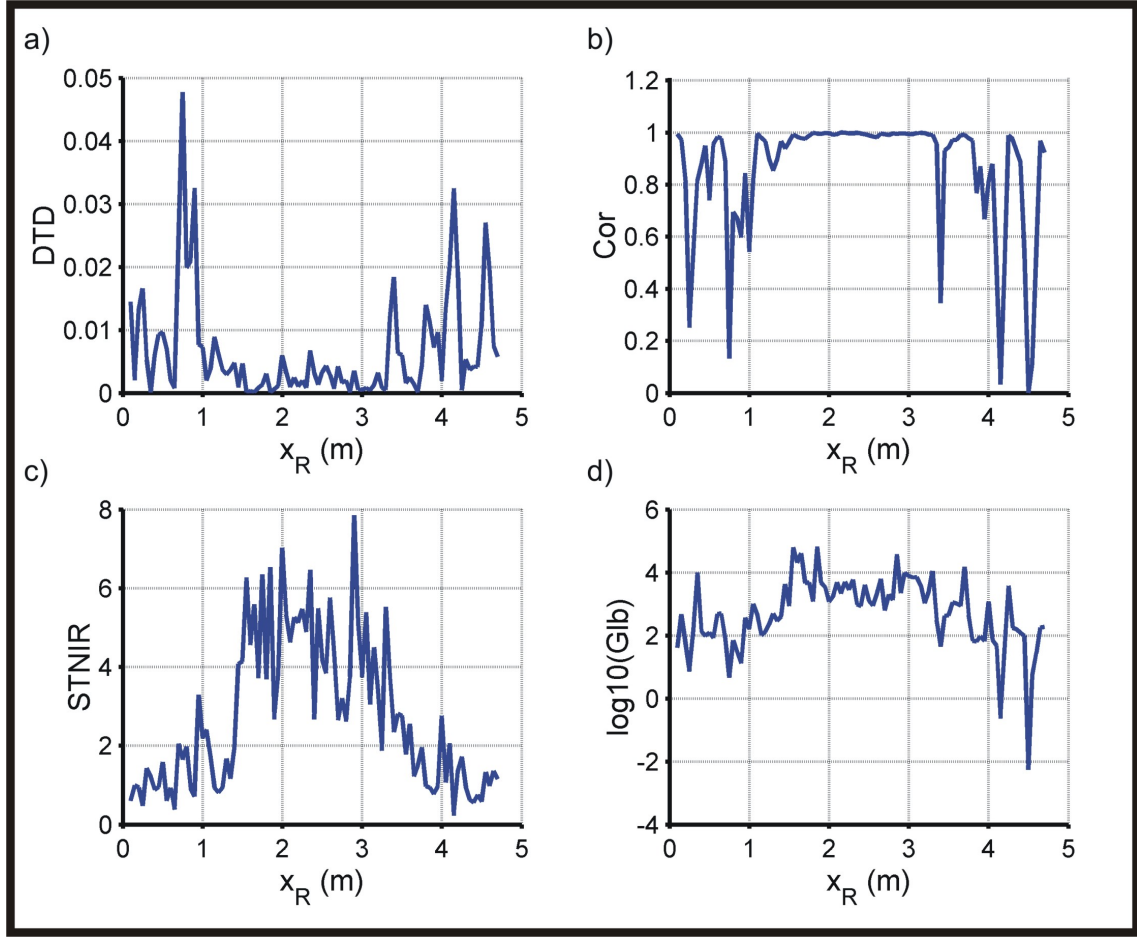


Figura 4.11: Variables a)  $DTD$ , b)  $Cor$ , c)  $STNIR$  y d)  $\log_{10}(Glb)$  vs.  $x_R$ , calculadas a partir de las amplitudes del perfil  $SO$  de la Fig. 4.10.

requiere de mucho tiempo, incluso para un pequeño número de intervalos espaciales y retardos.

Para aplicar la metodología SEA junto con la formulación PRMS, que se presentará en la siguiente sección, es necesario optimizar cuatro componentes del campo. Estas polarizaciones están asociadas a las configuraciones estándar de GPR, y son: configuración  $xx$  (paralelo-paralelo, co-polarizada),  $xy$  (paralelo-perpendicular, polarización cruzada),  $yx$  (perpendicular-paralelo, polarización cruzada),  $yy$  (perpendicular-perpendicular, co-polarizada). Luego, si se utiliza el procedimiento SEA descrito en el párrafo anterior para cada componente, el peso de las dificultades antes mencionadas aumenta considerablemente. Para evitar esto, se reemplazan las partes problemáticas de la metodología SEA anterior con un procedimiento más automático. En este procedimiento, se define una variable global que representa simultáneamente los cuatro componentes de las distintas polarizaciones posibles, luego se la calcula

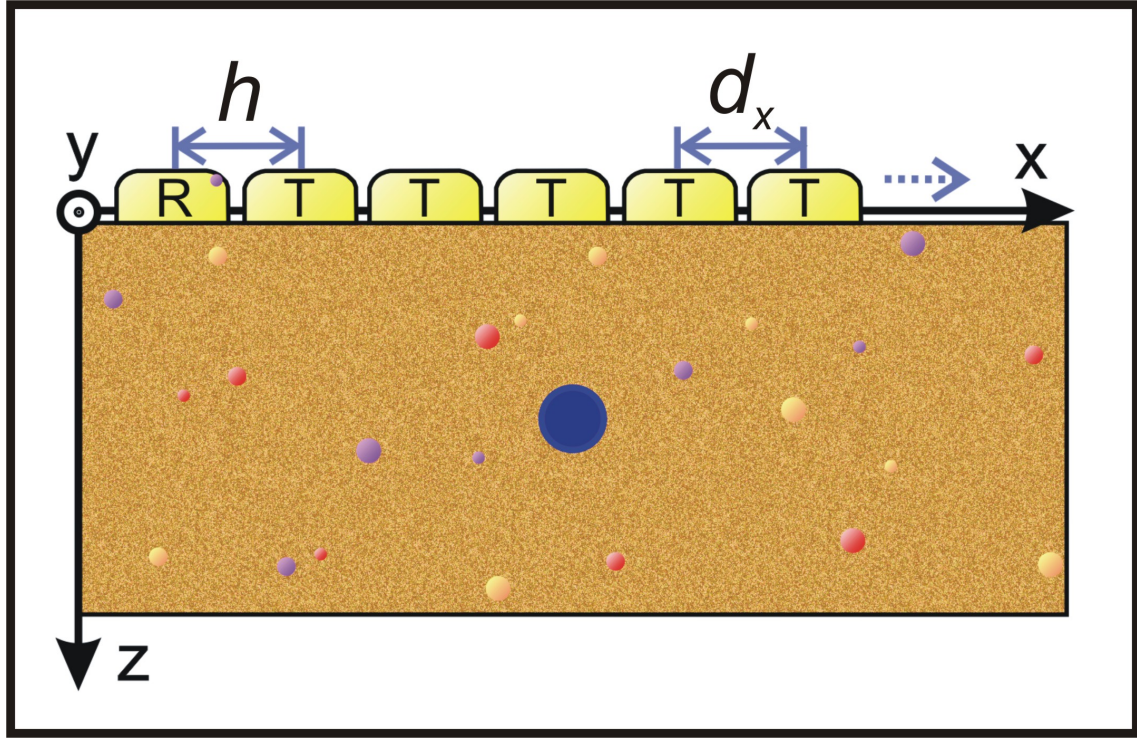


Figura 4.12: SEA considerado para la descripción de la metodología SEA-1D en este trabajo.

como función de  $dt$  y  $x_R$  (utilizando un código de *Matlab*), y finalmente se obtiene una curva  $dt - x_R$  que optimiza dicha variable. Dado que el objetivo es mejorar los resultados de SO, la variable global se define en relación a este último método, de la siguiente manera:

$$GlbN = \frac{(Glb_{xx} * Glb_{xy} * Glb_{yx} * Glb_{yy})_{SEA}}{(Glb_{xx} * Glb_{xy} * Glb_{yx} * Glb_{yy})_{SO}} \quad (4.4)$$

Como consecuencia de su definición, los valores de  $GlbN$  superiores a 1 corresponden a partes de la reflexión primaria que son mejoradas a través de la metodología SEA, respecto a la metodología SO. Por el contrario, los valores de  $GlbN$  por debajo de 1 implican que la metodología SEA ha empeorado los resultados originales SO. Como el objetivo es que la metodología SEA mejore los resultados SO, el ajuste de la curva “óptima” se realiza siguiendo los máximos de  $GlbN$ .

El procedimiento descrito evita las imprecisiones involucradas en el procedimiento previo, como las que derivan de definir las posiciones y tamaños de los intervalos  $\Delta x_R$ , seleccionar pares  $dt - x_R$  que optimicen las respuestas y ajustar aproximadamente una curva  $dt - x_R$  sobre estos pares. Asimismo, permite aumentar significativamente el número de  $x_R$  y  $dt$  en los cálculos, es decir, el número de estadística.

La Fig. 4.13 muestra el logaritmo de  $GlbN$  (Ec. 4.4) en función de  $x_R$  y  $dt$ , para



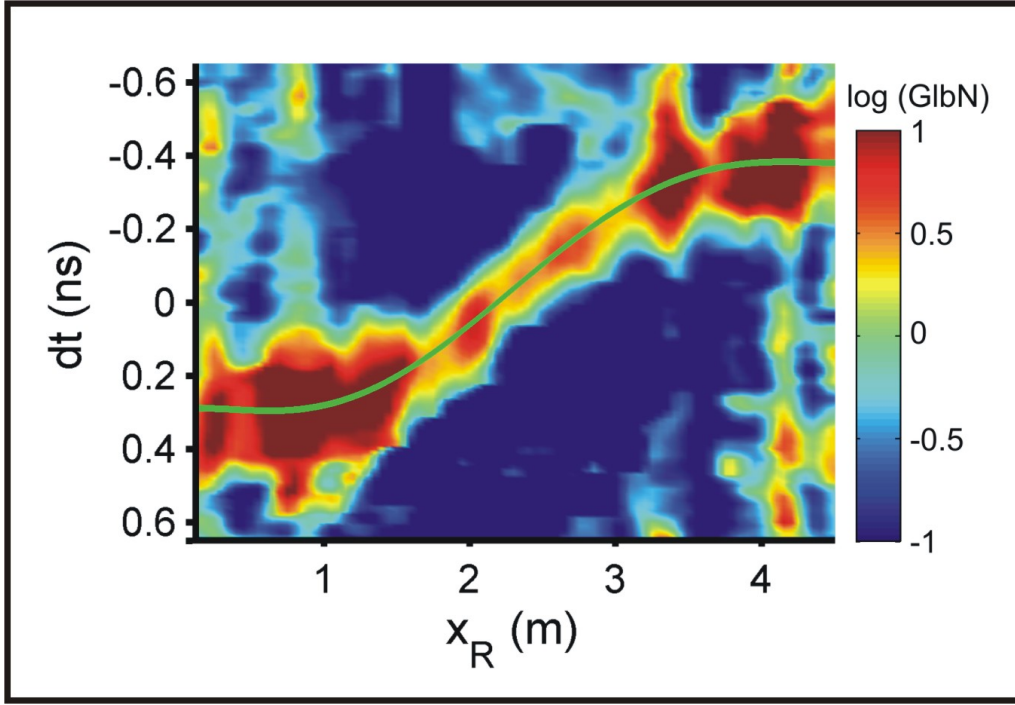


Figura 4.13: Logaritmo del indicador  $GlbN$  como función de  $x_R$  y  $dt$ , para los datos obtenidos a partir del modelo de la Fig. 4.12. Con una línea continua verde se indica la curva representativa del área en la cual los resultados SEA-1Dx son mejores que los resultados SO.

los datos obtenidos a partir del modelo de la Fig. 4.12. Se ha aplicado un promedio de cada valor de  $GlbN$  a 1ros vecinos a lo largo de la coordenada espacial  $x_R$  para reducir la variabilidad de los datos. El rango  $x_R$  de esta figura es más reducido que el rango de las secciones SO anteriores (figuras 4.10 y 4.11) debido al tamaño del arreglo de emisores, que ocupa un rango de 0.20 m a la derecha del receptor. En la figura 4.13 puede distinguirse claramente una zona con forma aproximada de arcotangente, en la cual  $GlbN$  toma valores superiores a 1 ( $\log(GlbN) > 0$ ). En esta área, los resultados de SEA mejoran los resultados de SO. Puede pensarse que para estos pares  $x_R - dt$ , la mayor parte de la energía se dirige a lo largo de los caminos emisores-reflector-receptor que maximizan la amplitud recibida de la reflexión del caño, mientras que los reflectores secundarios, ubicados hacia los bordes del frente de ondas transmitido, se iluminan más débilmente que en el caso SO, por lo que reducen sus efectos de interferencia. La curva  $x_R - dt$  marcada en la figura representa esta área. Dependiendo de si  $dt$  es positivo o negativo, el frente de onda transmitido se dirige hacia la dirección positiva o negativa del eje  $x_R$ , respectivamente.

En la figura 4.14 se muestra la sección de datos SEA que resulta de utilizar la curva de la Fig. 4.13. Para cada  $x_R$ , se ha extraído el correspondiente valor de  $dt$  de dicha curva y se lo ha utilizado como retardo entre los dipolos del arreglo. La figura

4.15 indica las magnitudes de a)  $DTDN$ , b)  $CorN$ , c)  $STNIRN$  y d)  $\log(GlbN)$ , calculadas a partir de la sección de datos de la figura 4.14. Los indicadores  $DTDN$ ,  $CorN$  y  $STNIRN$  se han definido como cocientes entre los valores SEA y SO de las respectivas variables ( $GlbN$  viene dado por la ecuación 4.2). Los valores de  $DTDN$  por debajo de 1 corresponden a partes de la reflexión primaria mejoradas por la metodología SEA con respecto a la metodología SO, mientras que los valores de  $CorN$  y  $STNIRN$  por encima de 1 representan partes mejoradas. Los valores complementarios de estas variables implican que la metodología SEA ha empeorado los resultados de SO. Se puede observar en las figuras 4.14 y 4.15 que la metodología SEA no ha podido mejorar apreciablemente la reflexión del caño en la región central de  $x_R$ . Esto se debe a que la reflexión primaria SO ya tiene características casi óptimas allí (Fig. 4.11), es decir, posee muy buena continuidad y amplitud con respecto al fondo, por lo que no se puede mejorar la señal significativamente. En particular, el resultado  $STNIR - SEA$  empeora en esta región. Esto ocurre porque las reflexiones en las esferas situadas cerca del caño aumentan la amplitud de su señal, en términos relativos al fondo, en forma más significativa que la reflexión primaria, por el mismo motivo anterior. Por el contrario,  $DTDN$  mejora moderadamente en este rango de  $x_R$ , y  $CorN$  muestra un comportamiento neutro. La calidad de la reflexión primaria ha mejorado claramente en las regiones de  $x_R$  sobre los brazos de la hipérbola, donde la reflexión primaria SO muestra más baja continuidad y amplitud relativa al entorno. Ello ocurre para todos los indicadores. Se obtuvieron resultados cualitativamente similares para las otras polarizaciones de las antenas. Las características descritas se han verificado para varios modelos de suelo y arreglos de emisores [41] [50], por lo que son más generales que este ejemplo.

## 4.2. Metodología PRMS

En los sistemas biestáticos usuales de GPR, la antena emisora produce un campo electromagnético polarizado aproximadamente paralelo al eje de la antena en la zona más intensa del frente de ondas transmitido. El patrón de recepción de la otra antena es habitualmente similar. Esta puede ser ubicada de modo tal de detectar las señales reflejadas en el subsuelo en ambas direcciones de polarización paralelas a la interfaz aire-suelo, al ser rotada  $90^\circ$ . La componente perpendicular a la interfaz aire-suelo normalmente no es medida debido a las limitaciones que impone la discontinuidad del campo eléctrico, además de otros inconvenientes prácticos (por ejemplo, blindaje y posicionamiento del receptor). Esta componente es bastante menor que las otras, salvo que exista marcada asimetría entre las direcciones de las antenas y las normales a los frentes de ondas transmitido y reflejado en el objeto.

En la metodología PRMS, se asume una matriz de *scattering*  $S(t)$  que vincula los campos transmitido y reflejado en una dada dirección de propagación [69] [70]



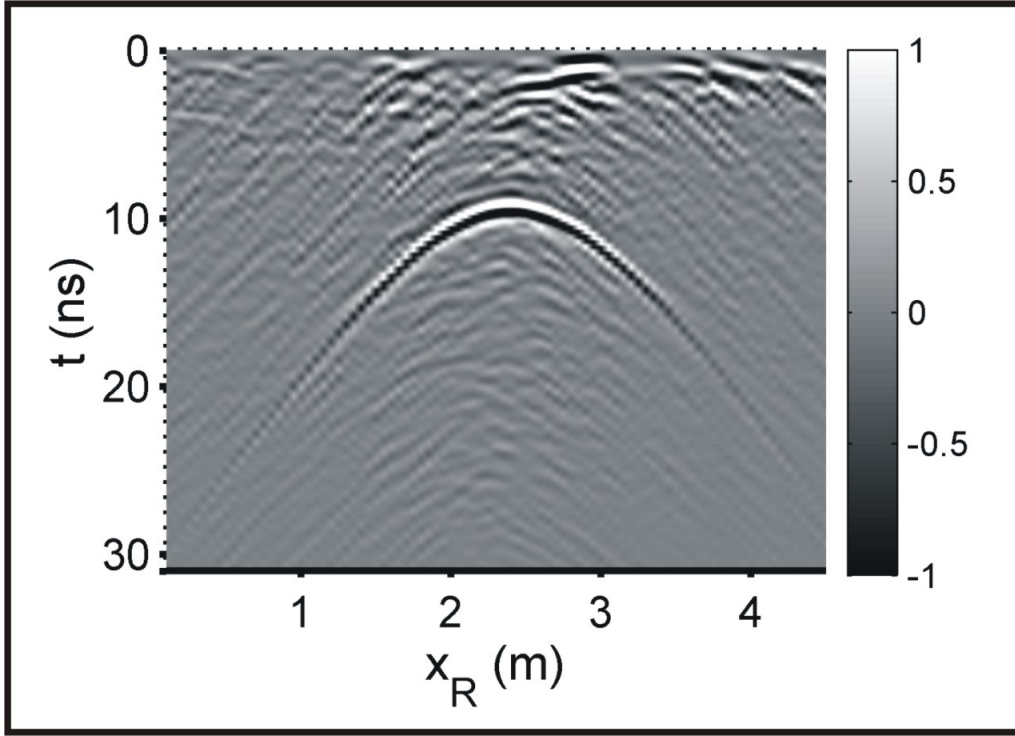


Figura 4.14: Radargrama SEA obtenido para el modelo de la Fig. 4.12, utilizando la curva  $x_R - dt$  de la Fig. 4.13 (polarización  $yy$ ).

[71]:

$$\vec{E}_r = S \vec{E}_t \quad (4.5)$$

$$S(t) = \begin{pmatrix} S_{xx} & S_{xy} \\ S_{yx} & S_{yy} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

donde el primer y segundo subíndices corresponden a las polarizaciones transmitida y reflejada, respectivamente, medidas en un sistema de coordenada tangencial al frente de ondas. Si bien este planteo es válido para condiciones de campo lejano, las cuales no se cumplen frecuentemente en GPR, el mismo es aproximadamente válido para una gran variedad de casos, como se verá más adelante. En prospección con GPR, normalmente se asocia a dichas polarizaciones con las configuraciones estándar paralelo-paralelo, paralelo-perpendicular, perpendicular-paralelo y perpendicular-perpendicular, respecto de la línea de prospección que se utilizan en la adquisición en campo. Esta suele ser una aproximación aceptable si, en la Ec. 4.6, se considera el promedio espacial del campo a lo largo de las antenas. Por otro lado, debido al principio de reciprocidad, las componentes de la matriz que poseen polarización cruzada,  $S_{xy}$  y  $S_{yx}$ , son teóricamente iguales; sin embargo, esta igualdad en

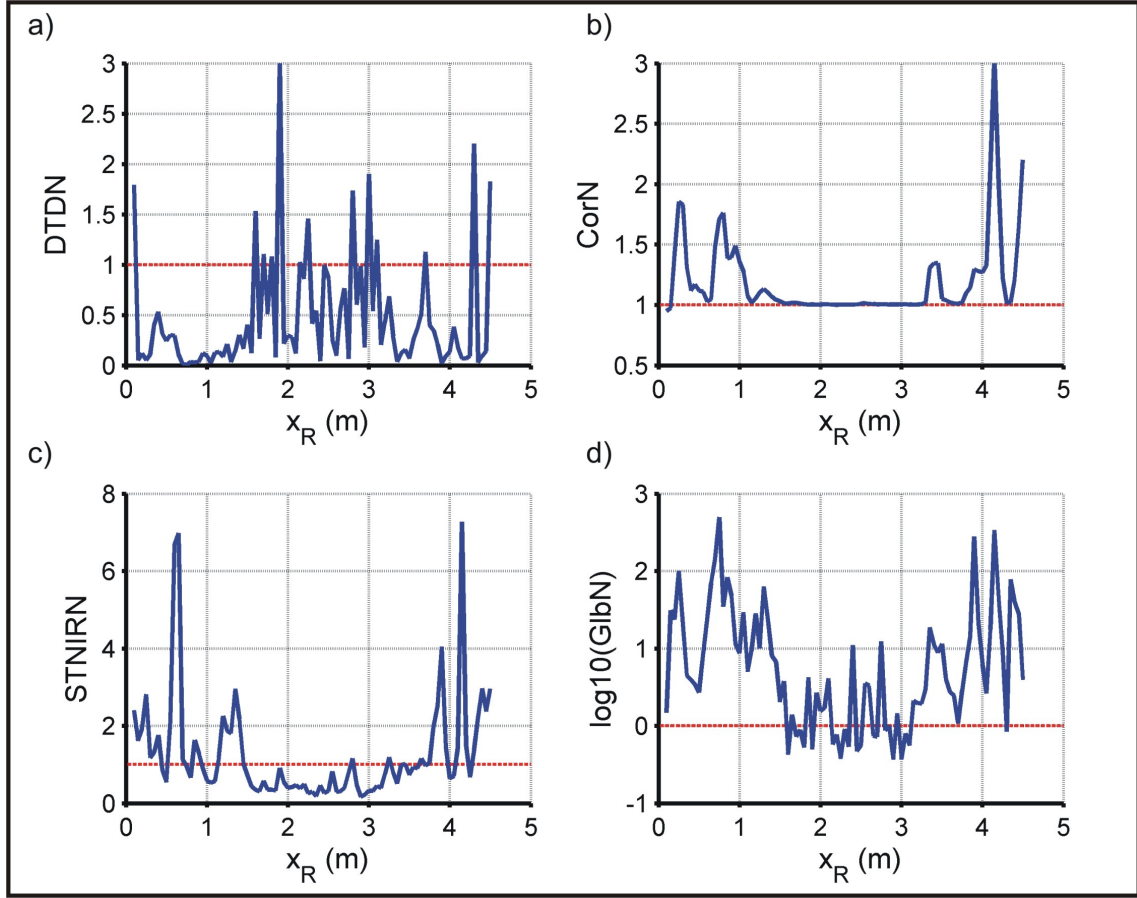


Figura 4.15: Indicadores calculados a partir de los datos del radargrama de la Fig. 4.14 como funciones de  $x_R$ . a)  $DTDN$ , b)  $CorN$ , c)  $STNIRN$  y d)  $\log(GlbN)$ .

la práctica solo es válida aproximadamente, como consecuencia del ruido, imprecisiones en el posicionamiento espacial y temporal, y otras desviaciones respecto de lo ideal, por lo que se mantendrá la distinción entre ambas en las próximas ecuaciones.

Si el sistema de coordenadas  $x - y - z$ , en el que se define la matriz  $S$  rota alrededor del eje  $z$ , se obtiene una nueva matriz de dispersión  $S'$ .  $S$  y  $S'$  están relacionados de la siguiente manera [72]:

$$S' = R^T S R \quad (4.7)$$

donde  $R$  es la matriz de rotación:

$$R = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

donde  $\theta$  es el ángulo de rotación. Más explícitamente, los elementos de la matriz

rotada  $S'$ , en términos de los elementos originales y el ángulo de rotación son:

$$\begin{aligned} S'_{xx} &= S_{xx}\cos^2\theta + S_{yy}\sin^2\theta + (S_{yx} + S_{xy})\sin\theta\cos\theta \\ S'_{xy} &= S_{xy}\cos^2\theta - S_{yx}\sin^2\theta + (S_{yx} - S_{xy})\sin\theta\cos\theta \\ S'_{yx} &= S_{yx}\cos^2\theta - S_{xy}\sin^2\theta + (S_{yx} - S_{xy})\sin\theta\cos\theta \\ S'_{yy} &= S_{yy}\cos^2\theta + S_{xx}\sin^2\theta - (S_{yx} + S_{xy})\sin\theta\cos\theta \end{aligned} \quad (4.9)$$

Algunas propiedades de la matriz  $S$ , que se pueden derivar fácilmente de las ecuaciones anteriores son:

$$\begin{aligned} \text{trace}(S') &= \text{trace}(S) \\ S'_{xx} + S'_{yy} &= S_{xx} + S_{yy} \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} \det(S') &= \det(S) \\ S'_{xx}S'_{yy} - S'_{xy}S'_{yx} &= S_{xx}S_{yy} - S_{xy}S_{yx} \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} \text{norm}(S') &= \text{norm}(S) \\ |S'_{xx}|^2 + |S'_{yy}|^2 + |S'_{xy}|^2 + |S'_{yx}|^2 &= |S_{xx}|^2 + |S_{yy}|^2 + |S_{xy}|^2 + |S_{yx}|^2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Para reflectores homogéneos alargados localizados en medios uniformes, los elementos de  $S'$  son periódicos ante rotaciones de  $180^\circ$  y múltiplos enteros de este valor. Se puede ver que las amplitudes co-polarizadas presentan un desfase de  $90^\circ$   $S'_{xx}(\theta) = S'_{yy}(\theta + 90^\circ)$ , de la misma manera que las que tienen polarización cruzada, por el principio de reciprocidad. Una propiedad importante es que el ángulo que maximiza (minimiza)  $S'_{xx}$ , minimiza (maximiza)  $S'_{yy}$  y vuelve nulas las componentes con polarización cruzada. Para este ángulo, el sistema rotado  $x' - y' - z'$ , es paralelo al eje de simetría del cilindro. Por lo tanto, este ángulo representa al azimut entre el cilindro y el sistema de coordenadas original  $x - y - z$ . El ángulo  $\theta_{||}$  que maximiza las componentes co-polarizadas  $S'_{xx}$  y  $S'_{yy}$  es:

$$\theta_{||} = \frac{1}{2} \text{atan} \left( \frac{S_{xy}S_{yx}}{S_{xx}S_{yy}} \right) \pm n \frac{\pi}{2} \quad (4.13)$$

donde  $n$  es un número entero. Aunque esta ecuación no es estrictamente válida para antenas de tamaño finito, ecuaciones equivalentes a la Ec. 4.13 han sido aplicadas, con muy buenos resultados, usando datos obtenidos con diferentes antenas comerciales y en variedad de situaciones experimentales [52] [71] [72] [73] [74].

La Ec. 4.13 permite calcular un valor del azimut para cada posición de emisor, receptor y tiempo, a partir de las amplitudes de las cuatro componentes de polarización. La figura 4.16a muestra los azimut calculados a partir de la sección SO de la Fig. 4.10, y las secciones equivalentes con polarización  $xx$ ,  $xy$  y  $yx$ . Se puede observar que el azimut es menos fluctuante en el área que corresponde a la reflexión

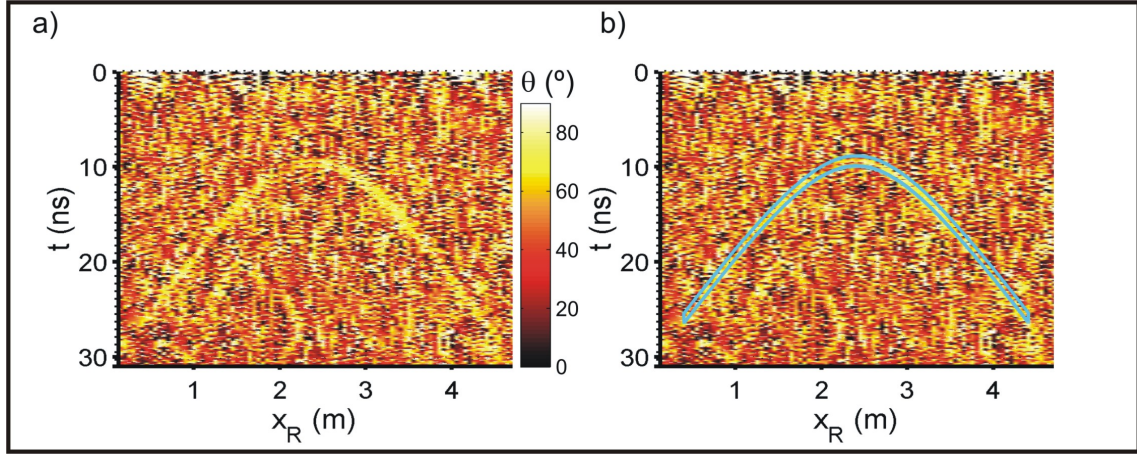


Figura 4.16: a) azimuth como función de  $x_R$  y  $t$ , calculado a partir de las amplitudes de la de sección de datos de la Fig. 4.10, correspondiente a la metodología SO, y las secciones equivalentes  $xx$ ,  $xy$  y  $yx$ . b) Se ha indicado el área correspondiente a la reflexión en el caño.

del caño, que se ha marcado con líneas de color cían en la figura 4.16b. En esta área, el azimuth presenta un valor medio cercano al valor de configuración ( $70^\circ$ ). Por otra parte, el azimuth fluctúa significativamente fuera de esta área, de forma aleatoria. La figura 4.17 muestra la distribución estadística de los datos ubicados dentro del área de la reflexión en el caño. Se observa una distribución en forma de pico aproximadamente centrada en el valor medio de  $69.37^\circ$  (línea discontinua roja), es decir,  $0.63^\circ$  por debajo del valor de azimuth teórico. La desviación estándar del conjunto de datos es  $16.98^\circ$  y el número total de datos es 4331. En la distribución se ven varios pequeños picos y valles, para diferentes valores del azimuth, debidos a la presencia de reflectores secundarios.

Si en la figura 4.16b, el área de selección se reduce, la altura del pico disminuye y los picos y valles secundarios se vuelven más importantes en comparación con este. Para áreas de selección lo suficientemente pequeñas, el pico se desdibuja (Fig. 4.18a). Por otro lado, si se aumenta el área de selección, ya sea extendiendo su tamaño a lo largo del tiempo o de la coordenada espacial, el pico de la distribución se vuelve menos pronunciado respecto del fondo, por el crecimiento de este último, y así, menos notorio (Fig. 4.18b). A pesar de estas características, la selección de los límites del área no es demasiado crítica en la práctica, ya que variaciones incluso moderadas en los límites con respecto al área de la reflexión principal no producen cambios importantes en los resultados. No se han observado mejoras claras en la posición, el ancho y las fluctuaciones de la distribución cuando se usan valores de corte en el azimuth, o subintervalos de  $x_R$  ó  $t$  durante la selección de los datos. Aunque en principio es posible descartar los azimuths en las regiones  $x_R - t$  afectadas por reflexiones secundarias, es muy difícil definir criterios eficientes en la práctica

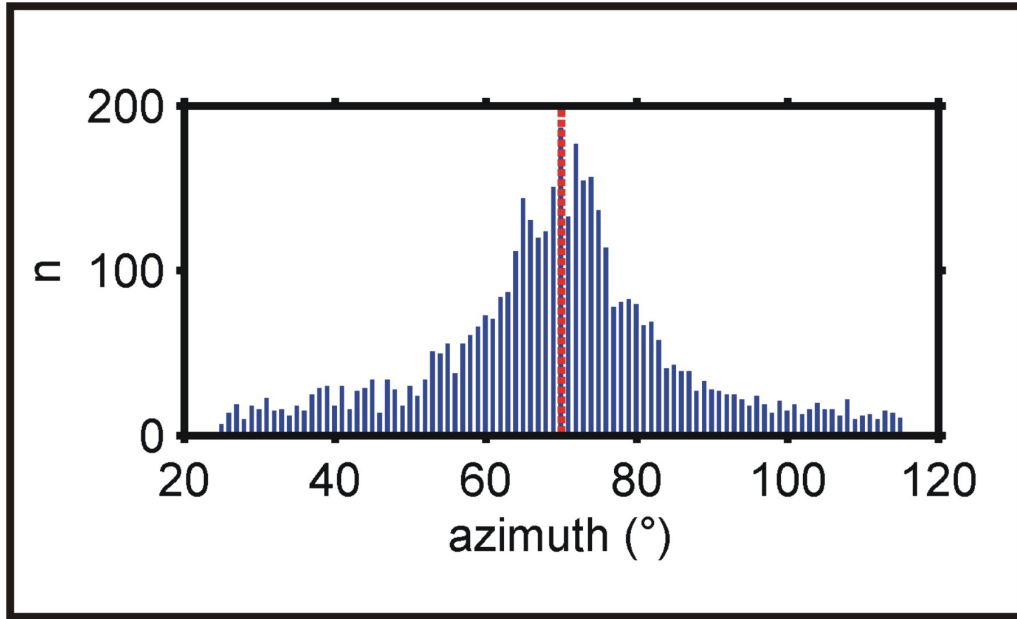


Figura 4.17: Distribución del azimut obtenida a partir de los datos del área marcada en la figura 4.16b. La línea roja discontinua indica el valor medio del azimut.

porque la interferencia produce amplitud, fase y ángulo aparente muy variables. Si se aplica un criterio de filtrado fuerte, la cantidad de estadísticas tiende a disminuir de manera significativa, por lo que aumenta la incerteza y el cálculo se vuelve inestable. En consecuencia, parece preferible hacer coincidir el área de selección con el área de reflexión de la tubería, y mantener todos los datos en ella para los cálculos.

Idealmente, sería deseable un pico infinitesimalmente estrecho ubicado en  $70^\circ$  en la Fig. 4.17 como resultado de la prueba anterior, ya que la precisión y exactitud del cálculo en ese caso serían perfectas. Las diferencias respecto del caso ideal se deben principalmente a la presencia de reflexiones secundarias en las secciones de datos, incluyendo múltiples y, en segundo lugar, a factores como el ruido numérico y los errores de posicionamiento (ya que se usan algoritmos con grilla desplazada en el cálculo de los campos electromagnéticos).

### 4.3. Metodología conjunta SEA-1Dx-PRMS

A partir de las consideraciones anteriores, es posible derivar la siguiente metodología conjunta SEA-1Dx-PRMS para determinar el azimut de estructuras lineales a partir de una sola línea de sondeo:

- 1) Se miden (o simulan numéricamente) cuatro conjuntos de datos en configura-

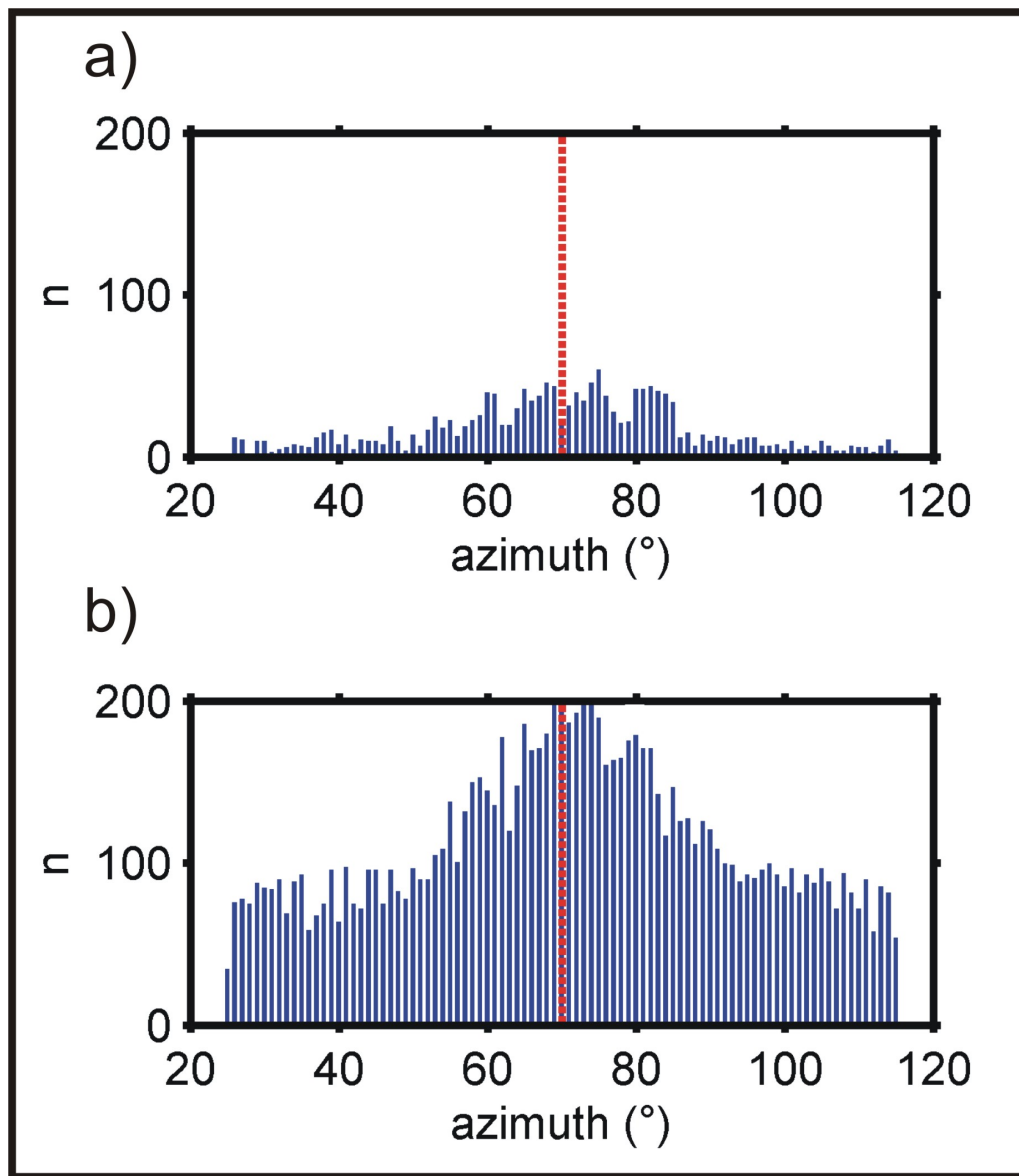


Figura 4.18: Distribución del azimut obtenida al variar el tamaño del área de selección respecto de la figura 4.16b. La línea roja discontinua indica el valor medio del azimut. a) Área de selección menor. b) Área de selección mayor.

ción de receptor común, cada uno de ellos para una de las cuatro configuraciones de polarización básicas ( $xx$ ,  $xy$ ,  $yx$ ,  $yy$ ).

2) Se extraen secciones de datos SO, para *offset* mínimo, y se definen las áreas de cálculo  $PRA$  y  $SRA1 - SRA2$ , correspondientes a la reflexión primaria y las señales circundantes, respectivamente.

3) Se aplica la metodología SEA. El indicador  $GlbN$ , dado por la Ec. 4.4, es calculado como función de  $x_R$  y  $dt$ , utilizando los cuatro conjuntos de datos mencionados en el paso 1 y las áreas definidas en el paso 2. Se determina una curva  $x_R - dt$  sobre los máximos de  $GlbN$ .

4) Las secciones SEA definitivas se calculan utilizando los valores de  $dt$  de esta curva como entrada.

5) Se calcula un gráfico *azimut vs.  $x_R$  y  $t$*  a partir de las secciones de datos definitivos y la Ec. 4.13.

6) Se construye un histograma para los datos dentro del área de la reflexión en la estructura lineal. Se calculan el azimut promedio y otras medidas de la distribución del azimut.

En la siguiente sección, se evalúa la metodología conjunta SEA-1Dx-PRMS, aplicándola a modelos donde la estructura lineal considerada es un caño, para distintas orientaciones del mismo y diferentes configuraciones de reflectores secundarios y ruido. Los resultados de la misma se comparan con los de una implementación CMP-PRMS similar a la descrita y con los resultados SO-PRMS. En estos dos casos se reemplazan los pasos 3 y 4 de la lista anterior por los correspondientes pasos de los métodos SO/CMP. En el procedimiento CMP [75] [76] [77], las secciones de datos definitivas (paso 5) se obtienen utilizando una velocidad de apilamiento igual a la velocidad de propagación del modelo usado en la simulación o la velocidad promedio medida, según el tipo de experiencia.

## 4.4. Resultados

Para evaluar la metodología SEA-PRMS, se consideran los siguientes ejemplos: a) datos simulados numéricamente, para distintos valores del número de reflectores secundarios y reflectividad de los mismos, b) datos simulados numéricamente para orientaciones múltiples del caño, c) datos experimentales con diferentes valores del número de reflectores secundarios y reflectividad y d) datos experimentales, con ruido aleatorio agregado.

#### 4.4.1. Datos simulados

La figura 4.19 muestra una serie de radargramas obtenidos para diferentes modelos de suelo y aplicando las metodologías SO, SEA y CMP, respectivamente. Estos modelos de suelo se basan en el esquema de la Fig. 4.9, utilizando diferentes configuraciones de los reflectores secundarios. En la figura 4.19a, no se han incluido reflectores secundarios. En la figura 4.19b, los parámetros de los reflectores secundarios son los mismos que en el ejemplo de la sección anterior. En la figura 4.19c, el número de reflectores secundarios se ha duplicado con respecto al caso b. En la figura 4.19d, la reflectividad de muchos de los reflectores secundarios se ha incrementado con respecto al caso b, duplicando el tamaño de los intervalos en los que fluctúan sus parámetros electromagnéticos. Todas las secciones de datos que se muestran en la Fig. 4.19 corresponden a la configuración de polarización  $yy$ . Las escalas de amplitud de los radargramas han sido ligeramente saturadas para visualizar mejor las partes de baja amplitud del ruido sin aplicar ganancia. Los mismos parámetros de saturación han sido utilizados en todas las figuras, por lo que estas son comparables entre sí. Como es de esperar, la Fig. 4.19a no muestra ninguna característica notable más allá de la señal primaria, la Fig. 4.19b presenta señales secundarias con amplitudes moderadas, mientras que las Fig. 4.19c y d muestran que las señales secundarias han ganado amplitud. Al comparar las columnas entre sí, se observa que la metodología SEA ha mejorado apreciablemente la continuidad y la  $SNR$  de la reflexión en el caño con respecto al caso SO, especialmente hacia las asíntotas de la hipérbola, mientras que la metodología CMP no muestra diferencias claras con respecto a SO. Este es un resultado esperado para CMP, ya que este método está diseñado para mejorar la señal de reflectores extensos aproximadamente horizontales. Se obtuvieron resultados similares para los otras configuraciones de polarización.



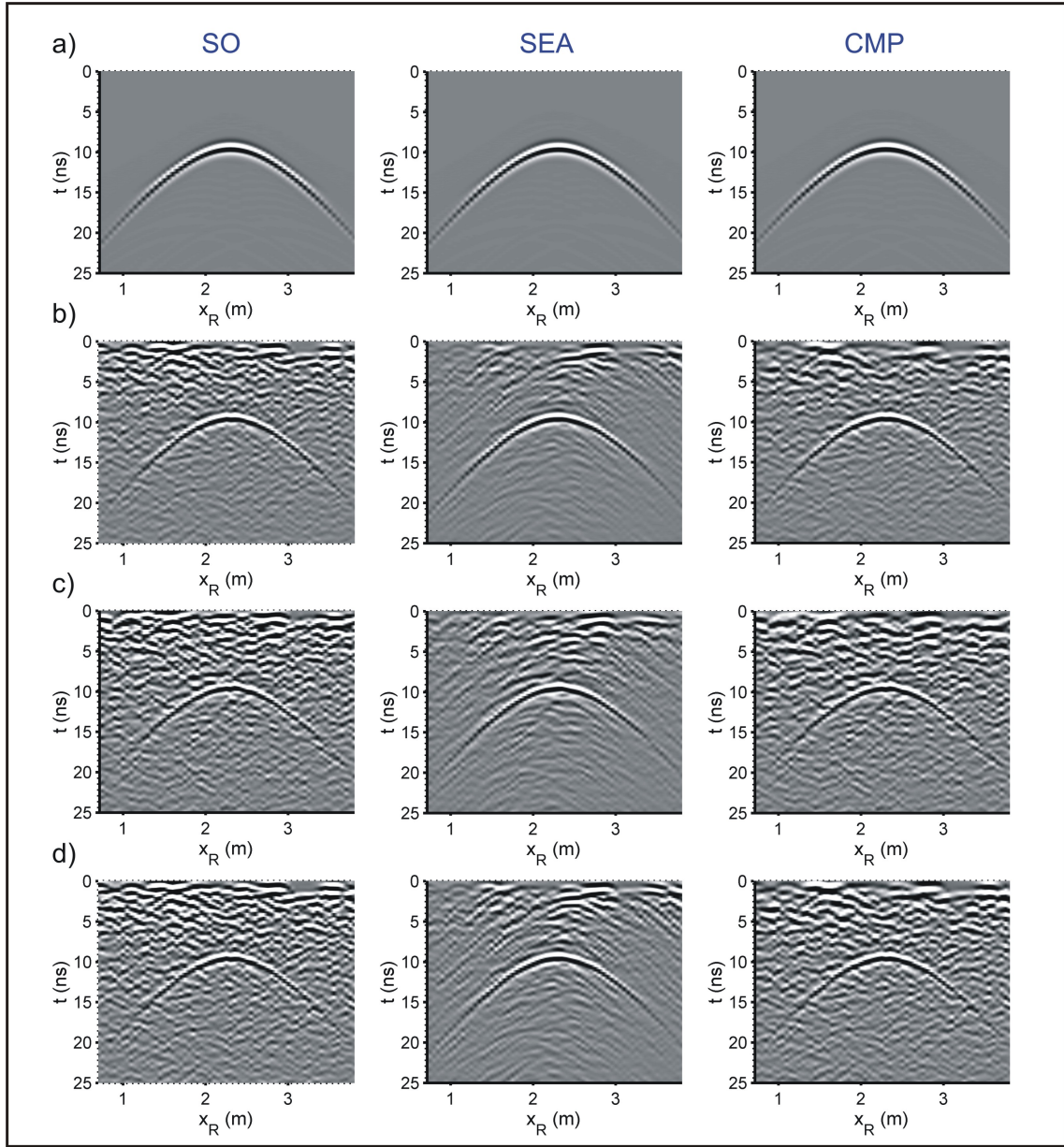


Figura 4.19: Radargramas obtenidos para distintos modelos de suelo y aplicando las metodologías SO, SEA y CMP, respectivamente (polarización  $yy$ ). Los modelos están basados en la Fig. 4.9, utilizando diferentes configuraciones de reflectores secundarios. a) Sin reflectores secundarios. b) Misma cantidad y parámetros electromagnéticos que en las Figs. 4.10 y 4.14. c) Duplicando la cantidad de reflectores secundarios del caso b. d) Incrementando la reflectividad de los reflectores secundarios del caso b.

La figura 4.20 muestra las distribuciones de azimuth obtenidas a partir de los radargramas de la figura 4.19, las configuraciones equivalentes  $xx$ ,  $xy$  y  $yx$ , y la Ec. 4.13. Se muestran ajustes de curvas Lorentzianas realizados sobre estas distribuciones

de datos (líneas azules), las cuales ajustaron mejor que otros tipos de curvas. Las distribuciones de la figura 4.20a son significativamente más altas y estrechas que las otras distribuciones debido a la ausencia de reflexiones secundarias en los radar-gramas correspondientes. Sin embargo, estos picos no son infinitamente estrechos, como ocurriría en un caso ideal, debido a la presencia de múltiples, ruido numérico y errores de posicionamiento, como se mencionó en la sección anterior. La figura 4.20b muestra picos más nítidos que los de la figura 4.20c y d, debido a la menor amplitud de las reflexiones secundarias en las secciones de datos correspondientes. Se puede verificar, en casi todos los casos, que la metodología SEA ha producido picos más estrechos, altos y menos fluctuantes que la metodología SO. Por otro lado, los resultados de CMP presentan anchos, alturas y fluctuaciones similares a los de SO en la mayoría de los casos.

Las primeras cuatro filas de la Tabla 4.2 resumen las principales características de los resultados de la Fig. 4.20. La primera columna de la tabla,  $N^\circ$ , define el número del conjunto de datos. La segunda columna, *Fig.*, relaciona el conjunto de datos con el histograma correspondiente en las figuras.  $\theta_{esperado}$  es el azimut del caño en el modelo de suelo, es decir, el valor esperado.  $NL$  se refiere a los límites de la distribución de ruido añadida a los datos, con respecto a las amplitudes sin ruido. Las columnas *Mean*, *Std* y  $A_0/w$  de la tabla se refieren al valor medio de la distribución para el azimut, su desviación estándar y el cociente entre la altura,  $A_0$  y el ancho,  $w$ , del ajuste de la curva realizado sobre la distribución, respectivamente. En la mayoría de los ejemplos de la Fig. 4.20, el azimut resultante está más cerca del valor teórico en la metodología SEA que en las SO y CMP, aunque el método CMP también ha mejorado los resultados. La metodología SEA ha producido picos más estrechos y nítidos que las metodologías CMP y SO, como lo muestran las variables *Std* y  $A_0/w$ , respectivamente, excepto en el caso sin reflectores secundarios en el suelo (4.20a), para el cual el método CMP ha producido los mejores resultados.

Las filas quinta a novena de la Tabla 4.2 muestran los resultados obtenidos a partir de los modelos de suelo con diferentes orientaciones del caño. Los otros parámetros de estos modelos son los mismos que en las citas  $N^\circ$  1 – 4. Los resultados obtenidos en estos ejemplos son similares a los de los ejemplos anteriores. Exceptuando el caso  $\theta_{esperado} = 10^\circ$ , la metodología SEA ha producido azimuts más cercanos a los valores esperados que las metodologías CMP y SO, así como picos más estrechos y nítidos.

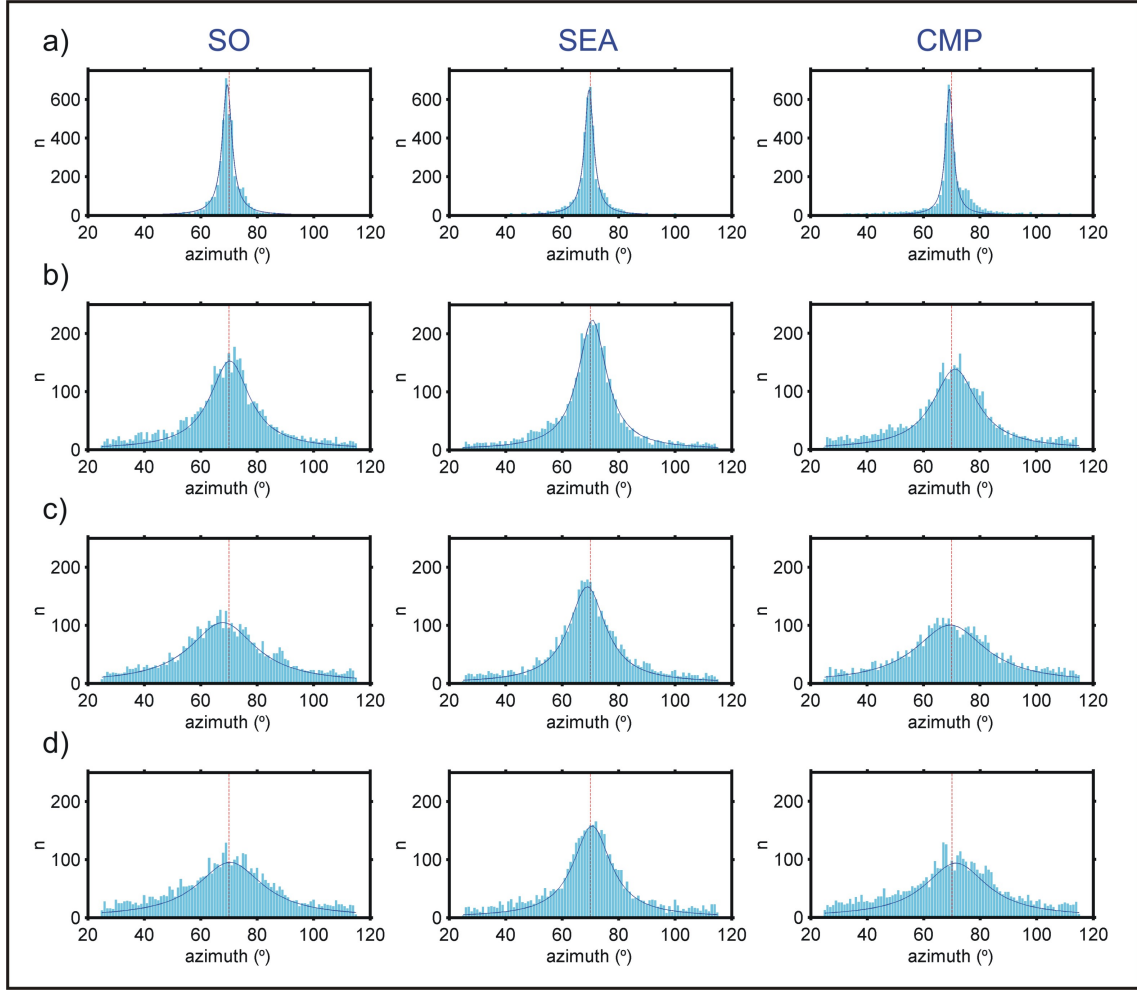


Figura 4.20: Azimuts del caño obtenidos a partir de los radargramas de la Fig. 4.19, las configuraciones equivalentes  $xx$ ,  $xy$  y  $yx$ , y la Ec. 4.13. Las curvas azules continuas corresponden a ajustes de curvas Lorentzianas.

#### 4.4.2. Datos experimentales

Los datos experimentales fueron adquiridos en el laboratorio del GAIA. Se utilizó un recipiente de  $1.5\text{ m}$  de largo,  $0.8\text{ m}$  de ancho y  $0.6\text{ m}$  de altura. Este fue llenado con una mezcla de arena hasta una altura de  $0.5\text{ m}$ . La velocidad de propagación en este medio fue determinada en  $v = 0.172\text{ m/ns}$  a partir del tiempo de tránsito del pulso electromagnético hasta el fondo del recipiente y su posterior regreso a la interfaz aire-suelo. Un caño metálico con un diámetro de  $2.4\text{ cm}$  se colocó horizontalmente dentro del recipiente, a profundidad  $0.2\text{ m}$  de la interfaz aire-suelo. El caño formó un ángulo  $\theta = 59.8^\circ$  con respecto a la dirección del lado más largo del recipiente, definido como eje  $\hat{x}$ . La línea de prospección se orientó a

|    |         | Setup                 |           | SO   |      |         | SEA  |      |         | CMP  |      |         |
|----|---------|-----------------------|-----------|------|------|---------|------|------|---------|------|------|---------|
| N° | Fig.    | $\theta_{esp}$<br>(°) | NL<br>(%) | Mean | Std  | $A_0/w$ | Mean | Std  | $A_0/w$ | Mean | Std  | $A_0/w$ |
| 1  | 4.20a   | 70                    | —         | 69.5 | 7.6  | 124.1   | 69.6 | 9.3  | 127.6   | 69.8 | 11.7 | 152.6   |
| 2  | 4.20b   | 70                    | —         | 69.4 | 17.0 | 7.0     | 69.8 | 14.5 | 13.8    | 69.7 | 17.7 | 5.6     |
| 3  | 4.20c   | 70                    | —         | 69.0 | 18.9 | 2.8     | 69.8 | 16.4 | 6.9     | 70.3 | 19.3 | 2.5     |
| 4  | 4.20d   | 70                    | —         | 69.3 | 19.7 | 2.6     | 70.0 | 17.1 | 7.2     | 69.8 | 19.9 | 2.7     |
| 5  | —       | 10                    | —         | 8.9  | 20.1 | 2.5     | 8.1  | 14.6 | 12.6    | 8.6  | 20.4 | 1.8     |
| 6  | —       | 30                    | —         | 30.4 | 19.0 | 4.4     | 29.8 | 17.1 | 6.3     | 29.2 | 20.9 | 1.8     |
| 7  | —       | 50                    | —         | 48.7 | 17.7 | 5.2     | 49.0 | 15.4 | 9.4     | 48.6 | 18.7 | 2.8     |
| 8  | —       | 70                    | —         | 69.0 | 18.9 | 2.8     | 69.8 | 16.4 | 6.9     | 70.3 | 19.3 | 2.5     |
| 9  | —       | 90                    | —         | 91.1 | 19.4 | 4.0     | 90.8 | 14.3 | 9.5     | 91.0 | 18.5 | 4.5     |
| 10 | 4.22a   | 59.8                  | —         | 58.4 | 15.9 | 5.0     | 59.2 | 14.3 | 6.1     | 59.0 | 15.5 | 5.6     |
| 11 | 4.22b   | 59.8                  | —         | 57.9 | 17.0 | 3.0     | 59.0 | 13.6 | 5.7     | 58.8 | 15.3 | 3.8     |
| 12 | 4.22c   | 59.8                  | —         | 58.3 | 18.8 | 1.6     | 58.3 | 15.8 | 2.2     | 57.9 | 17.7 | 1.6     |
| 13 | 4.22d   | 59.8                  | —         | 59.1 | 21.1 | 1.3     | 58.8 | 19.4 | 1.3     | 60.0 | 20.4 | 0.8     |
| 14 | 4.22e   | 59.8                  | —         | 55.5 | 21.6 | 0.6     | 57.0 | 21.1 | 0.8     | 54.5 | 19.1 | 0.6     |
| 15 | (4.21b) | 59.8                  | $\pm 30$  | 58.2 | 17.3 | 2.0     | 59.1 | 13.7 | 5.2     | 59.0 | 15.3 | 3.3     |
| 16 | (4.21c) | 59.8                  | $\pm 30$  | 58.1 | 19.2 | 1.1     | 58.4 | 16.0 | 2.1     | 57.8 | 17.7 | 1.5     |
| 17 | (4.21d) | 59.8                  | $\pm 30$  | 58.9 | 21.2 | 0.8     | 59.0 | 19.6 | 1.2     | 60.2 | 20.4 | 0.8     |

Tabla 4.2: Principales resultados de las metodologías SO-PRMS, SEA-PRMS y CMP-PRMS, para los distintos experimentos realizados. Las líneas horizontales separan los 4 tipos de experiencias descritas en este capítulo.

lo largo de este eje, y se la ubicó en el centro del contenedor ( $y = 0 \text{ m}$ ). Cinco configuraciones de reflectores secundarios se utilizaron en los ejemplos. En todas estas configuraciones se varió, ya sea la reflectividad o el número de los reflectores secundarios.

Se utilizó un sistema Pulse EKKO Pro (Sensors and Software Inc.), y antenas blindadas con frecuencia nominal de  $1000 \text{ MHz}$ , para obtener los datos. Se adquirieron los datos en modalidad de receptor común utilizando incrementos espaciales del transmisor y receptor de  $0.01 \text{ m}$  a lo largo de la línea de prospección. Una vez que se adquirieron los datos, se corrigieron los tiempos cero de las trazas, se aplicó *dewow* y finalmente se eliminaron las ondas directas. Se utilizó un arreglo de emisores sintético con  $N = 5$  y  $d_x = 0.02 \text{ m}$ . La distancia entre el receptor y la posición más cercana del emisor fue  $h = 0.16 \text{ m}$ , para la cual las cajas del emisor y receptor estaban en contacto.

La figura 4.21 muestra los radargramas (polarización  $yy$ ) obtenidos para diferentes configuraciones de reflectores secundarios en el suelo. Los reflectores secundarios consistieron en objetos metálicos de  $2$  a  $5 \text{ cm}$  de tamaño máximo, tales como clavos,

remaches y tornillos, los que produjeron señales secundarias en los radargramas. En la figura 4.21a, no se han incluido reflectores secundarios. En la figura 4.21b, fueron incluidos un pequeño número ( $n = 9$ ) de ellos, con reflectividad intermedia. En la figura 4.21c, estos reflectores fueron reemplazados por otros con mayor reflectividad. Finalmente, en las figuras 4.21d y e, el número de reflectores secundarios fue incrementado en un 33 % y 66 % con respecto al caso 4.21c, respectivamente. Todos los radargramas han sido saturados ligeramente para mostrar zonas de baja amplitud de las reflexiones secundarias.

Aunque el modelo de suelo 4.21a no incluía reflectores secundarios en los radargramas correspondientes, se pueden ver diferentes tipos de ondas, además de la reflexión en el caño. Estas ondas son las siguientes: 1) una parte residual de las ondas directas, que es visible a  $t \approx 2 \text{ ns}$ , 2) difracciones producidas en los bordes del contenedor, como aquellas que aparecen en  $t \approx 2.2 \text{ ns}$  y se extienden en forma aproximadamente oblicua hacia tiempos mayores, y 3) reflexiones débiles y con baja inclinación, como aquellas ubicadas en  $t \approx 5.5 \text{ ns}$ ,  $x_R \approx [0.5 \text{ } 0.8] \text{ m}$  y en  $t \approx 5.5 \text{ ns}$ ,  $x_R \approx [0.9 \text{ } 1.4] \text{ m}$ , que probablemente se producen por heterogeneidades en la compactación de la mezcla arenosa. La Fig. 4.21b muestra los efectos de interferencia debidos a los difractores secundarios añadidos al suelo, mientras que las Figs. 4.21c y d muestran la interferencia creciente debido a la mayor reflectividad y número de difractores secundarios. La mayoría de las ondas descritas para el caso de la Fig. 4.21a no son visibles en estas figuras debido a la intensidad relativamente grande de las difracciones en los objetos agregados. En la Fig. 4.21e, la continuidad de la reflexión del caño ha disminuido considerablemente por este motivo. En todos estos casos, está claro que la metodología SEA ha mejorado la continuidad y la amplitud relativa de la reflexión del caño con respecto al caso SO, mientras que la metodología CMP no ha producido resultados claros.

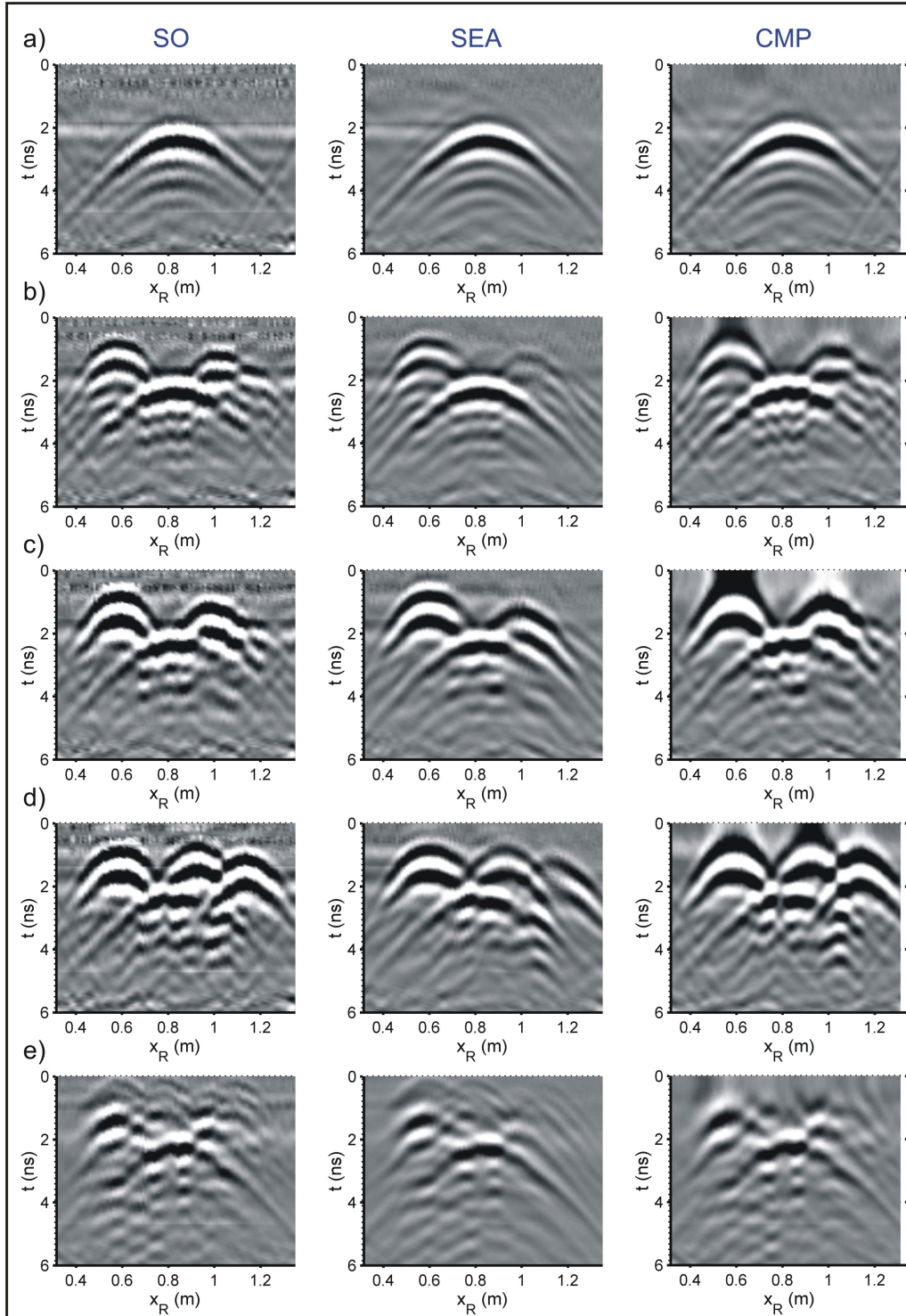


Figura 4.21: Radargramas de datos experimentales (polarización  $yy$ ), obtenidos para diferentes configuraciones de suelo y aplicando las metodologías SO, SEA y CMP, respectivamente. a) Sin difractores secundarios. b) Con un pequeño número de difractores con reflectividad intermedia. c) Reemplazando los difractores del caso b por otros de mayor reflectividad. d) La cantidad de reflectores secundarios ha sido incrementada en un 33% respecto al caso b. e) La cantidad de reflectores secundarios ha sido incrementada en un 66% respecto al caso b.

La figura 4.22 muestra los histogramas para el azimut, obtenidos a partir de los radargramas de la figura 4.21 y los radargramas de las polarizaciones complementarias. La mayoría de los histogramas muestran características muy similares a las de los datos simulados numéricamente (figura 4.20). En la figura 4.22a, se producen diferencias importantes con respecto al caso ideal, a pesar de que no se ha agregado ningún objeto difractor en el suelo. Esto es, principalmente, una consecuencia de las señales observadas en la figura 4.21a, que actúan como señales secundarios y ruido de fondo en los cálculos. Si se analiza la secuencia de figuras 4.22a-e, es claro que las distribuciones tienden a achatarse cuando aumenta el número de difractores en el suelo y su reflectividad. Aumentar estas variables más allá de ciertos límites disminuye considerablemente la calidad de los histogramas, como ocurre en la figura 4.22e. En todos estos casos, la metodología SEA ha producido picos más estrechos y altos que la metodología SO. Por otro lado, la metodología CMP no muestra resultados beneficiosos tan claros, ya que parece haber mejorado algunas distribuciones de azimut, como en los casos 4.22a y 4.22b, y empeorado otras, como en los casos de la Fig. 4.22c y 4.22d. Las filas 10-14 de la Tabla 4.2 resumen los resultados principales de la Fig. 4.22. Las filas 15, 16 y 17 muestran los efectos de agregar ruido aleatorio uniforme a los datos de la Fig. 4.21b, c y d (y, equivalentemente, a las secciones  $xx$ ,  $xy$  y  $yx$ ), respectivamente. En estos casos, la nomenclatura de la segunda columna de la tabla se refiere a los radargramas originales. Los límites de las distribuciones de ruido son  $\pm 30\%$  de las amplitudes sin ruido. Como ocurrió con los ejemplos de datos simulados, la metodología SEA ha conducido a azimuts más cercanos a los valores esperados, así como a picos más estrechos y nítidos que las metodologías SO y CMP, para la mayoría de las configuraciones analizadas.



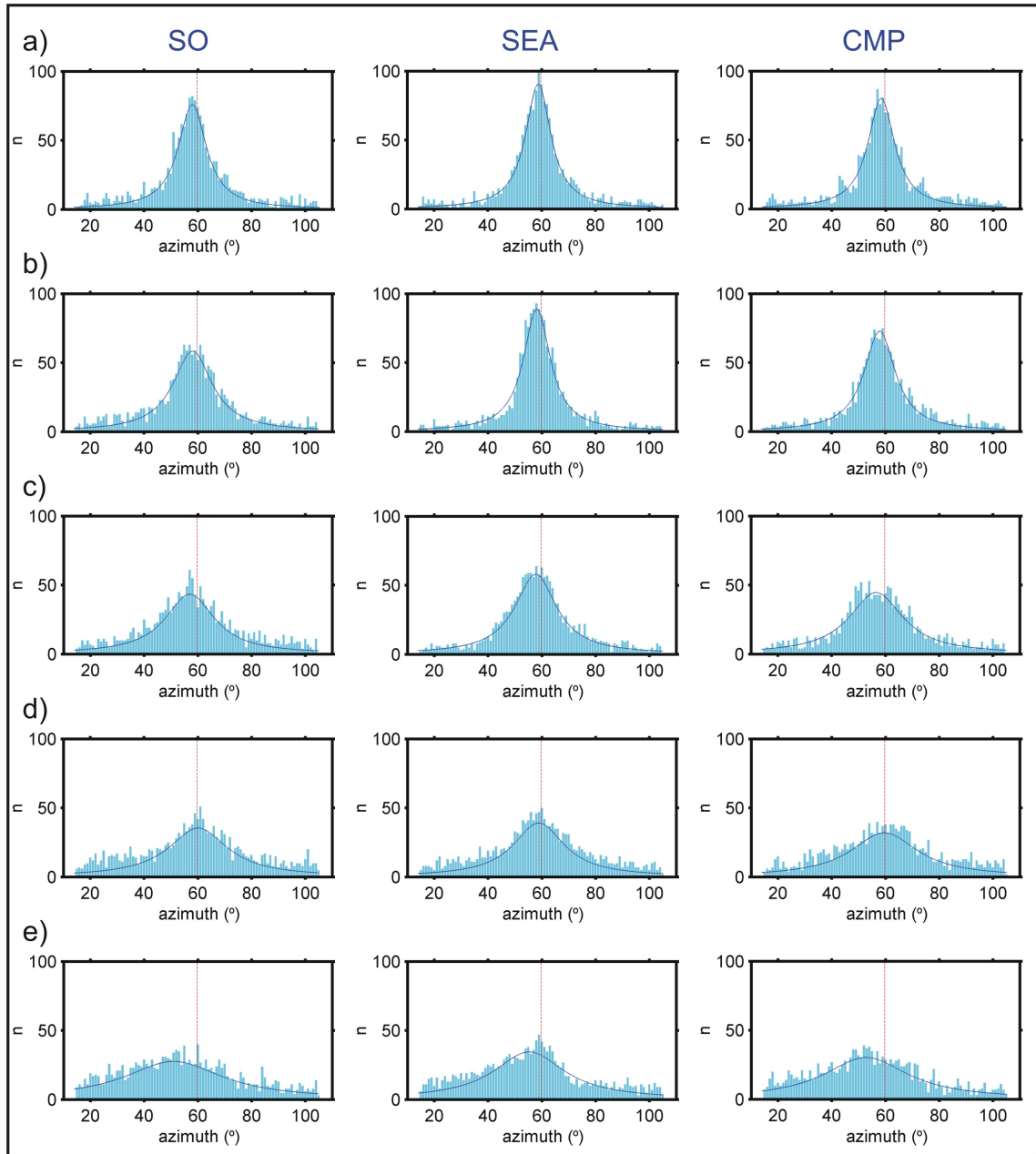


Figura 4.22: Histogramas para el azimuth del caño obtenidos a partir de los radargramas de la Fig. 4.21, y los radargramas de las polarizaciones complementarias. Las líneas azules continuas indican ajustes Lorentzianos sobre las distribuciones de datos.



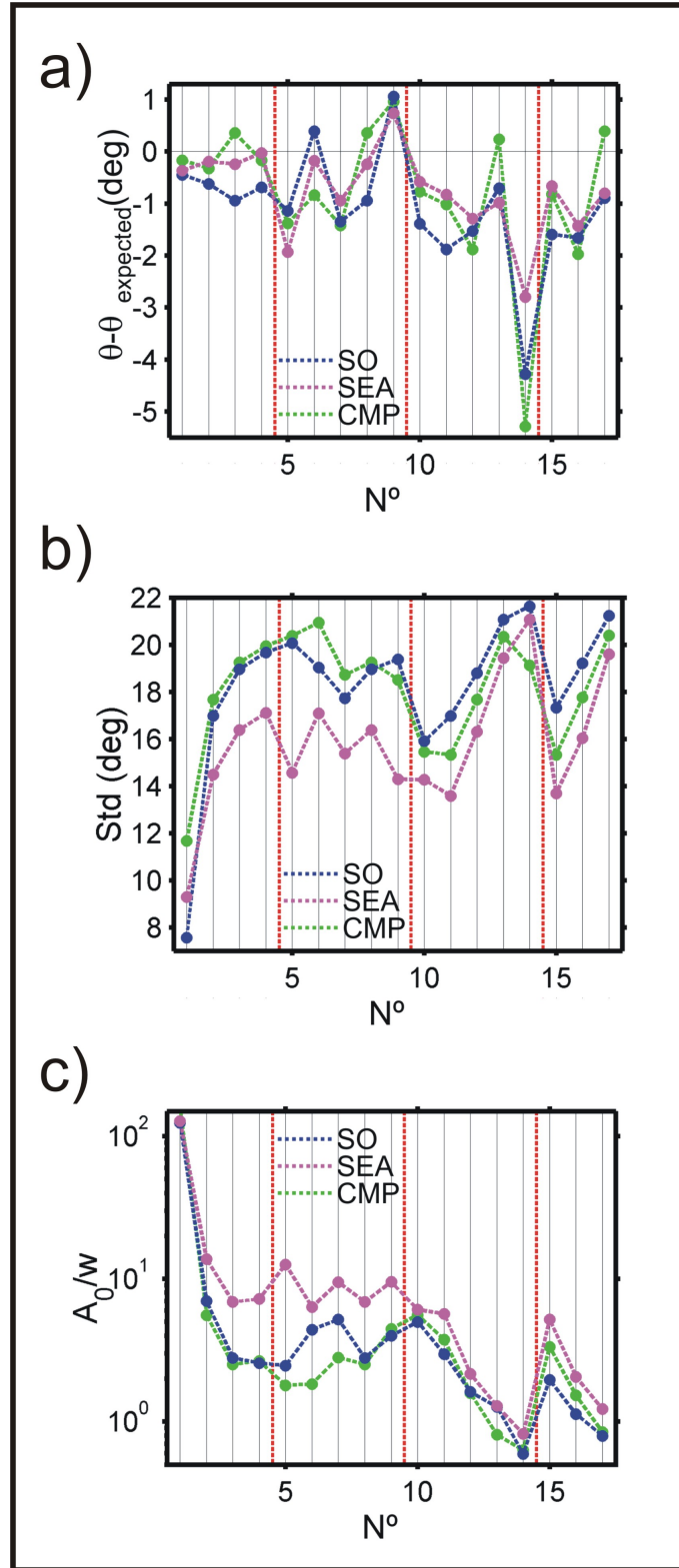


Figura 4.23: Principales resultados obtenidos en la estimación del azimut del caño. a)  $\theta - \theta_{\text{esperado}}$ . b)  $\text{Std}$ . c)  $A_0/w$  vs  $N^\circ$ . Las líneas verticales rojas separan los 4 tipos de experiencias realizadas.

La figura 4.23 resume los resultados obtenidos para las diferentes configuraciones consideradas, de manera más evidente que la Tabla 4.2. Las líneas rojas en las figuras separan los 4 clases de experimentos que hemos descrito. La Fig. 4.23a muestra que la diferencia entre los azimuts calculados y esperados,  $\theta - \theta_{esperado}$ , es en promedio menor para los resultados SEA que para los resultados CMP y SO (diferencia de azimut promedio igual a  $-0.76^\circ$ ,  $-0.81^\circ$  y  $-1.10^\circ$ , respectivamente) y que esta diferencia también es menos fluctuante para los resultados SEA que para los demás (desviación estándar igual a 0.82, 1.43 y 1.11, respectivamente). Las metodologías SEA y CMP han conducido a mejores resultados  $\theta - \theta_{esperado}$  que la metodología SO en 82 % y 65 % de los ejemplos, respectivamente, con mejoras promedio de 34 % y 22 %, mientras que la metodología SEA presentó mejores resultados que la metodología CMP en un 76 % de los ejemplos. La mayor diferencia de azimut se produce para la configuración  $N^\circ = 14$ , que mostró efectos muy importantes de interferencia sobre la reflexión del caño y una consecuente distribución de azimut muy irregular (Figuras 4.21e y 4.22e, respectivamente). En general, las curvas de la figura 4.23a no muestran relaciones claras entre  $\theta - \theta_{esperado}$  y el número de reflectores secundarios, su reflectividad, la orientación del caño y la amplitud del ruido.

La figura 4.23b muestra que la desviación estándar de las distribuciones de azimut resultantes es menor para los resultados SEA que para los resultados CMP y SO, en la mayoría de los ejemplos considerados ( $Std$  promedio =  $15.8^\circ$ ,  $18.1^\circ$  y  $18.3^\circ$ , respectivamente). La metodología SEA produjo mejores resultados de  $Std$  que las metodologías SO y CMP en el 94 % de los ejemplos analizados, con mejoras promedio con respecto a SO del 12 %. El método CMP muestra resultados por debajo del método SEA, ya que mejoró los valores de  $Std$  con respecto a SO en el 53 % de los casos, con un resultado promedio negativo del -1 %. Relaciones crecientes entre  $Std$  y el número de reflectores secundarios, su reflectividad y el nivel de ruido se verifican a partir de la figura. Por otro lado, no se observa una relación clara entre la variable  $Std$  y el azimut del caño.

La figura 4.23c muestra que los valores de  $A_0/w$  son más altos para los resultados SEA que para los CMP y SO, en la mayoría de los ejemplos. La metodología SEA ha producido mejores  $A_0/w$  que las metodologías SO y CMP en el 94 % y 100 % de los ejemplos, respectivamente, con una mejora promedio del 102 %, con respecto a SO. Por otro lado, el método CMP ha mejorado los resultados de SO en el 41 % de los ejemplos, con una mejora promedio del 9 %. Relaciones crecientes entre el  $A_0/w$  y el número de reflectores, su reflectividad y el nivel de ruido se pueden verificar a partir de la figura. No se observa una relación clara entre  $A_0/w$  y el azimut del caño.

## 4.5. Resumen del capítulo

En este capítulo se ha estudiado la aplicación simultánea de las metodologías SEA-1D y PRMS para calcular el azimut de estructuras lineales enterradas a partir de datos adquiridos a lo largo de una única línea de sondeo. El objetivo principal ha sido analizar si la combinación de estas metodologías permite mejorar los resultados obtenidos a partir del procedimiento SO-PRMS habitual.

En la primeras dos secciones del capítulo, se ha descrito la metodología SEA-1D propuesta. Se analizaron los frentes de ondas SEA como funciones de los parámetros del arreglo, con el objetivo de determinar las condiciones que favorecen una disminución en las fluctuaciones de la reflexión primaria. Esto permite acotar los intervalos de dichos parámetros en el diseño de las mediciones, lo que es importante para una adquisición eficiente. Se discutió el uso de indicadores de las mejoras. Se describió un procedimiento para obtener una curva  $x_R - dt$  que optimiza los resultados SEA de las cuatro componentes de polarización que se utilizan en el cálculo de PRMS a partir del cálculo de un indicador global. Este procedimiento mejora y amplía la metodología SEA previa que optimizaba individualmente las componentes, y que resultaba bastante dependiente de los criterios del intérprete y reduce el tiempo de procesado. Las secciones de datos finales se obtuvieron usando los retardos dados por la curva  $x_R - dt$  para cada posición  $x_R$ . Las secciones resultantes mostraron una continuidad y una amplitud relativa de las reflexiones de interés respecto del *clutter* y el ruido circundante significativamente mayores que SO.

Se calculó un valor de azimut para cada  $x_R$  y  $t$ , a partir de las amplitudes de las cuatro componentes de polarización que resultaron de las metodologías SEA, SO y CMP, respectivamente, y el uso de la fórmula PRMS. Los valores de azimut en el área  $x_R - t$  de la reflexión del caño se representaron en un histograma. En general, estos histogramas mostraron distribuciones en forma de pico, a partir de las cuales se calcularon los azimuts promedio finales. Estos azimuts resultaron estables frente a variaciones en los límites espaciales y temporales del área de selección, siempre que esta área no fuera muy diferente del área ocupada por la reflexión del caño. Aunque la metodología PRMS permite el cálculo estadístico del azimut a partir de la adquisición de datos en una, o pocas posiciones sobre el terreno, el procedimiento descrito indica la conveniencia de maximizar el número de puntos de adquisición a lo largo de la línea de prospección.

Los azimuts que resultan de las metodologías SEA-PRMS, SO-PRMS y CMP-PRMS fueron analizados a partir de distintos tipos de experimentos. Se consideraron: a) datos simulados numéricamente, para distinto número de reflectores secundarios y reflectividad de los mismos, b) datos simulados numéricamente, para múltiples orientaciones del caño, c) datos experimentales, para diferente número de reflectores secundarios y reflectividad de los mismos, y d) datos experimentales con ruido añadido. Los histogramas de azimut mostraron picos de ancho finito, que se centraron

cerca de los valores esperados. La altura de los picos disminuyó cuando aumentó el número de reflectores secundarios, su reflectividad y la amplitud del ruido, mientras que el ancho de los picos mostró el comportamiento opuesto frente a esos mismos cambios en las variables.

Las diferencias entre los valores calculados y los reales ( $\theta - \theta_{esperado}$ ) estuvieron por debajo del 2 % cuando se usó la metodología SO-PRMS habitual. La desviación estándar ( $Std$ ) fue de  $16^\circ - 22^\circ$  en este caso, y el cociente entre la altura y el ancho de la distribución ( $A_0/w$ ) fue de  $0.6 - 7.0$ . En general, la variable  $Std$  aumentó cuando aumentaba el número de reflectores secundarios, su reflectividad o el ruido añadido.  $A_0/w$  tuvo un comportamiento inverso con esas variaciones en los modelos, mientras que  $\theta - \theta_{esperado}$  no mostró una tendencia clara. No se observaron relaciones claras entre  $\theta - \theta_{esperado}$ ,  $Std$  y  $A_0/w$  y la orientación del caño.

En la mayoría de los ejemplos examinados (82 %-100 % de ellos), las variables  $\theta - \theta_{esperado}$ ,  $Std$  y  $A_0/w$  mejoraron cuando se aplicó la metodología SEA-PRMS. En los otros ejemplos, los efectos de la metodología SEA fueron ligeramente perjudiciales. La variable  $\theta - \theta_{esperado}$  mostró una disminución promedio de 34 % con respecto a SO, la variable de  $Std$  una disminución de 12 % y la variable  $A_0/w$  un incremento de 102 %. Por otro lado, la metodología CMP-PRMS solo mostró una mejora significativa para las variables  $\theta - \theta_{esperado}$  y  $A_0/w$ , en aproximadamente 60 % de los ejemplos. Las mejoras promedio de CMP fueron del 22 %, -1 % y 9 % para  $\theta - \theta_{esperado}$ ,  $Std$  y  $A_0/w$ , respectivamente. Las magnitudes de los resultados fueron similares en los 4 tipos de ejemplos considerados, ya sea para datos numéricos o experimentales.

Como consecuencia de los resultados descriptos, es claro que la metodología SEA-PRMS tiende a producir cálculos de azimuth mejores que la metodología CMP-PRMS, con la desventaja principal de requerir pasos de procesamiento un poco más laboriosos. La conveniencia de aplicar la metodología SEA en lugar de SO también es evidente a partir de los resultados de este estudio, a pesar de los mayores tiempos de adquisición y procesamiento necesarios. El incremento en el tiempo de adquisición se debe principalmente a la mayor cantidad de trazas requeridas por el método SEA, que es  $N$  veces el número de trazas requerido por SO, donde  $N$  es el número de emisores utilizados en el arreglo. Por otro lado, el incremento en el tiempo de procesamiento es moderado, y se debe principalmente a los pasos de procesamiento adicionales que son necesarios en el método SEA con respecto a SO y, en menor medida, al mayor volumen de datos involucrados en los cálculos.

## Capítulo 5

# Metodología SEA-2D para la mejora de reflexiones de GPR

En los capítulos anteriores, se ha visto que los Arreglos Sintéticos de Emisores 1D pueden ser utilizados para mejorar las reflexiones primarias de los perfiles SO que muestran baja continuidad y amplitud debido a la interferencia de señales secundarias y ruido. En esta metodología, para cada posición a lo largo de la línea de prospección, se realiza una serie de mediciones utilizando un emisor y un receptor, siendo el emisor colocado en las sucesivas posiciones del arreglo. Estas posiciones se ubican a lo largo de la línea de sondeo (SEA-1Dx) o transversalmente a la misma (SEA-1Dy). Luego, durante la etapa de procesado, se establecen los retardos entre las trazas componentes para cada posición del conjunto arreglo-receptor. La finalidad de estos retardos es superponer constructivamente las reflexiones primarias al mismo tiempo de reducir la intensidad de las señales secundarias y el ruido por interferencia destructiva. Esto equivale a estrechar y direccionar el frente de onda resultante en la dirección del objetivo, lo que reduce la interferencia producida por reflectores ubicados en regiones anteriormente bien iluminadas y dirigir una mayor proporción del campo a lo largo del camino emisores-reflector-receptor. Las mejoras que produce el método en el radargrama resultante son evaluadas a través de indicadores de las mismas y optimizadas como función de los parámetros del arreglo.

En este capítulo, el método SEA-1D es extendido a arreglos 2D (SEA-2D). Estos se caracterizan por ocupar una superficie 2D sobre la interfaz aire-suelo. Los frentes de onda SEA-1Dx y la metodología asociada han sido discutidas con bastante detalle en el capítulo anterior. En la próxima sección se analizan los frentes de onda SEA-1Dy para ilustrar sus principales características, como funciones de los parámetros del arreglo. Luego, la metodología 1D es extendida a arreglos 2D. Se espera que este tipo de distribución aproveche las características beneficiosas de los arreglos SEA-1Dx y SEA-1Dy. A continuación se discuten las características de los frentes de onda SEA-2D y un procedimiento de optimización de las mejoras producidas por dicho

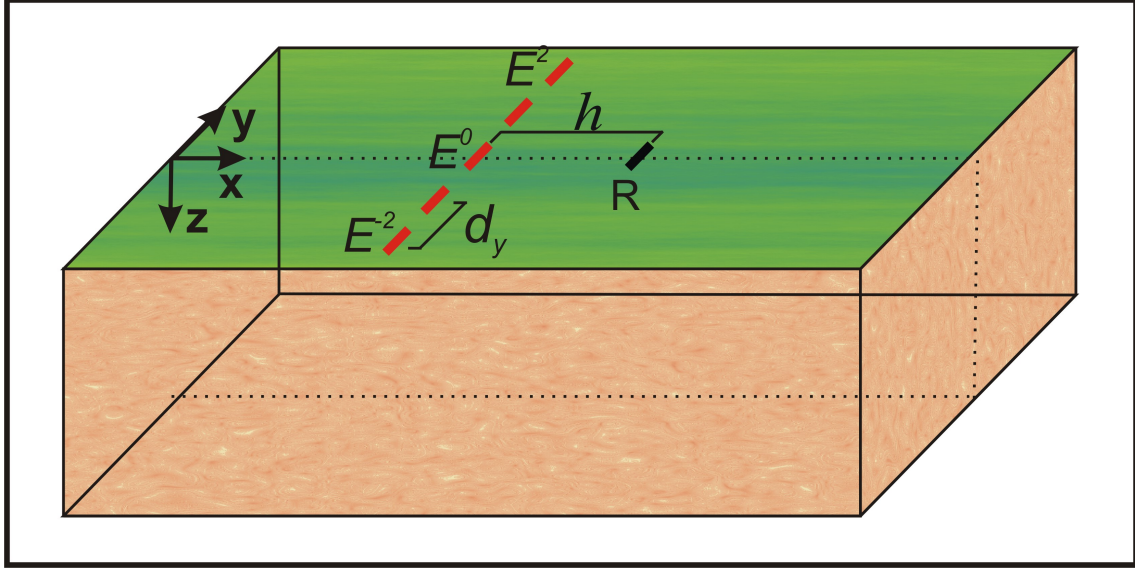


Figura 5.1: Arreglo SEA distribuido a lo largo del eje  $y$  (SEA-1Dy). Este ejemplo considera  $N = 5$  emisores.

método. Se comparan los resultados del mismo con los de los métodos 1Dx, 1Dy, CMP y SO. Para ello, se consideran dos tipos básicos de reflexiones: difracciones producidas por objetos pequeños y reflexiones en interfaces extensas. Se muestran resultados de experiencias simuladas numéricamente y de laboratorio. Parte de estos contenidos se corresponden con los publicados en *Journal of Applied Geophysics*, en el trabajo titulado *2D Synthetic Emitter Array methodology for improving de GPR reflections* [78].

## 5.1. Frentes de onda SEA-1Dy

El método SEA-1Dx ya ha sido discutido en el capítulo anterior. En esta sección se consideran arreglos de emisores distribuidos a lo largo de la coordenada transversal a la línea de proyección (SEA-1Dy). Para dar cuenta de los efectos sobre los frentes de onda resultantes al variar los parámetros del arreglo, se usan datos simulados numéricamente. En la figura 5.1 se muestra un arreglo SEA-1Dy con  $N = 5$  emisores. Los otros parámetros del arreglo son, la distancia  $d_y$  entre emisores y el retardo de emisión entre ellos  $dt$ . El parámetro  $h$  determina la distancia entre el receptor y el dipolo de referencia ( $E^0$ ). Los desplazamientos temporales de cada emisor respecto al dipolo de referencia  $\Delta t_j$ , se definen de manera lineal y simétrica respecto de la línea de sondeo (eje  $\hat{x}$ ), siendo  $\Delta t_j = |j|dt$  con  $-(N + 1)/2 \leq j \leq (N + 1)/2$ . Con esta definición, los dipolos simétricamente ubicados respecto a esa línea, emiten simultáneamente. El modelo de suelo consiste en dos semiespacios, uno de aire, para

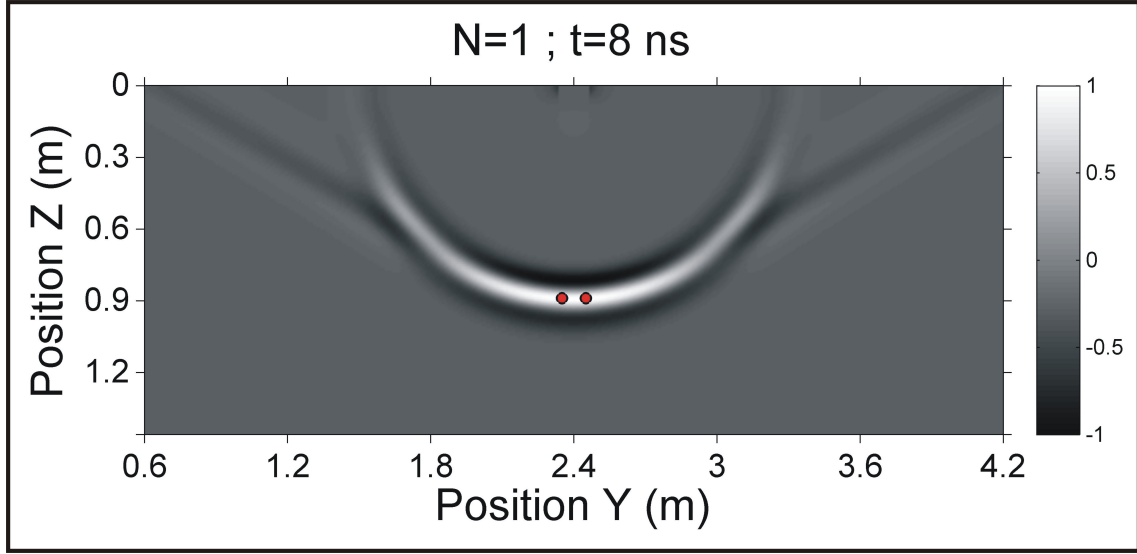


Figura 5.2: Campo eléctrico (componente  $E_y$ ) para un dipolo orientado en  $\hat{y}$ . Se muestra el corte paralelo al arreglo  $x = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ . Los círculos indican las ubicaciones de los máximos de amplitud. La frecuencia central del pulso es  $f = 500 \text{ MHz}$ .

$z < 0$ , caracterizado por  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu = 1$ ,  $\sigma = 0 \text{ mS/m}$ , y el medio de interés, para  $z \geq 0$ , caracterizado por  $\epsilon_r = 4$ ,  $\mu = 1$ ,  $\sigma = 1 \text{ mS/m}$ . Este modelo es análogo al utilizado en el capítulo anterior.

A modo de referencia, la figura 5.2 muestra el campo eléctrico (componente  $E_y$ ) que produce un dipolo puntual con polarización  $y$  (configuración  $yy$ ). El dipolo está ubicado en  $(x_d, y_d, z_d) = (2.4, 2.4, 0) \text{ m}$  y su frecuencia central es  $f = 500 \text{ MHz}$ . El corte corresponde al plano paralelo al arreglo  $x = 2.4 \text{ m}$ . Se puede ver que la onda transmitida presenta una mayor intensidad en la parte central del frente de ondas, en el intervalo que va desde aproximadamente  $x = 1.8 \text{ m}$  hasta  $x = 3.0 \text{ m}$ , con 2 máximos ubicados a  $\pm 3.22^\circ$  respecto a la vertical. En la figura 5.3 se repite el corte correspondiente al plano perpendicular al arreglo  $y = 2.4 \text{ m}$  (Fig. 4.2 del capítulo anterior). En ella se observa la presencia de los dos máximos ya mencionados ubicados cerca de  $40^\circ$  con respecto a la vertical, y que la amplitud de la onda transmitida es aproximadamente constante a lo largo de todo el rango angular.

A continuación se analizan las modificaciones que presenta el frente de onda SEA-1Dy al considerar distintos valores de los parámetros de arreglo. Se comienza variando  $N$ , y manteniendo fijos  $d_y = 0.05 \text{ m}$  y  $dt = 0 \text{ ns}$ . En la figura 5.4 se pueden observar los casos  $N = 3$ ,  $N = 5$  y  $N = 7$  (paneles a, b y c respectivamente). El corte corresponde al plano paralelo al arreglo  $x = 2.4 \text{ m}$ , mientras que  $t = 8 \text{ ns}$ . Se puede notar que, a medida que aumenta  $N$ , el campo resultante está más concentrado en su parte central, describiendo un frente más estrecho. Los 2 máximos que se

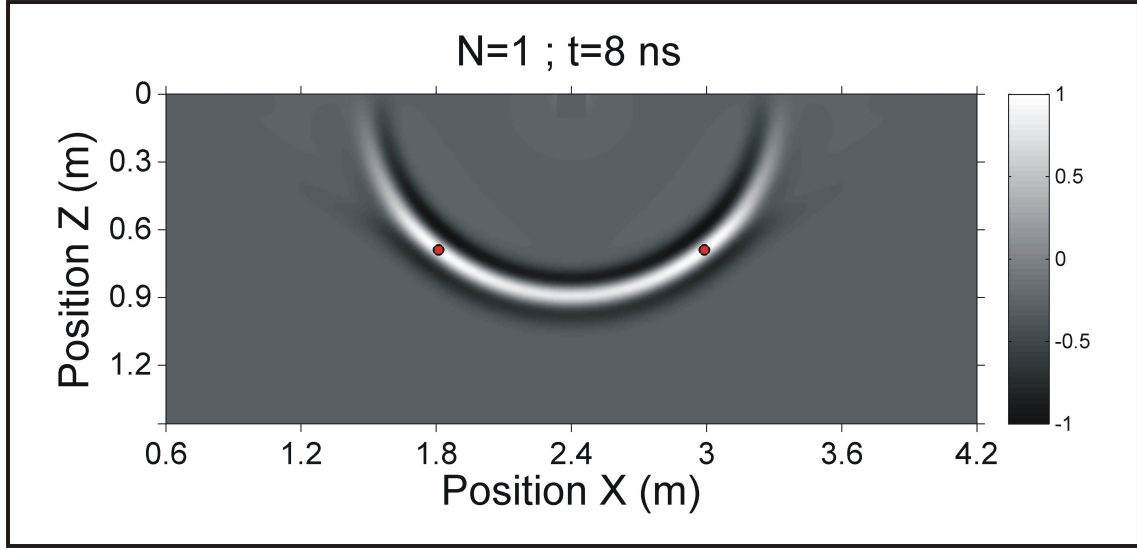


Figura 5.3: Campo eléctrico (componente  $E_y$ ) para un dipolo orientado en  $\hat{y}$ . Se muestra el corte perpendicular al arreglo  $y = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ . Los círculos indican las ubicaciones de los máximos de amplitud.

observaban en el caso de un dipolo (Fig. 5.2) pasan a ser solo uno, el cual se ubica sobre la vertical. Por el contrario, las zonas laterales del campo resultante muestran más dispersión a medida que aumenta  $N$ . El efecto es similar al que se observó en el caso 1Dx al evaluar también en un plano paralelo al arreglo (Fig. 4.4). En la figura 5.5 se presenta el corte correspondiente al plano  $y = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ , perpendicular al anterior. No se aprecian diferencias notorias entre los resultados para arreglos con distinto  $N$  y para un dipolo, tal como ocurría cuando se analizaron los arreglos SEA-1Dx y se consideró el plano perpendicular al arreglo (figura 4.5).

Al incrementar  $d_y$  (figura 5.6, correspondiente al plano  $x = 2.4 \text{ m}$ ,  $t = 8 \text{ ns}$ ), se observa que, el frente de ondas se concentra. Al pasar de  $0.10 \text{ m}$  a  $0.15 \text{ m}$ , comienza a observarse algo de distorsión en la zona central (también en su periferia), lo que demuestra que, si se quiere que los métodos SEA y SO sean comparables, no es posible aumentar  $d_y$  más allá de un cierto valor. En el plano perpendicular al arreglo  $y = 2.4 \text{ m}$  (Fig. 5.7) se vuelven a tener resultados similares al caso 1Dx, es decir, un campo similar al de un solo dipolo.

En la figura 5.8 se muestra el efecto de variar  $dt$  en un plano paralelo al arreglo. Dada la simetría del retardo respecto de la línea de sondeo, en este caso no hay direccionamiento del frente resultante fuera de la vertical. Se aprecia un mayor estrechamiento y concentración del haz a medida que aumenta  $dt$  desde  $dt = 0 \text{ ns}$  a  $dt = 0.2 \text{ ns}$  (paneles a, b y c, respectivamente). Si se sigue aumentando  $dt$  (paneles d, e y f), el frente de ondas comienza a deformarse y a perder el efecto de concentración. En un plano perpendicular al arreglo, figura 5.9, tampoco se tiene



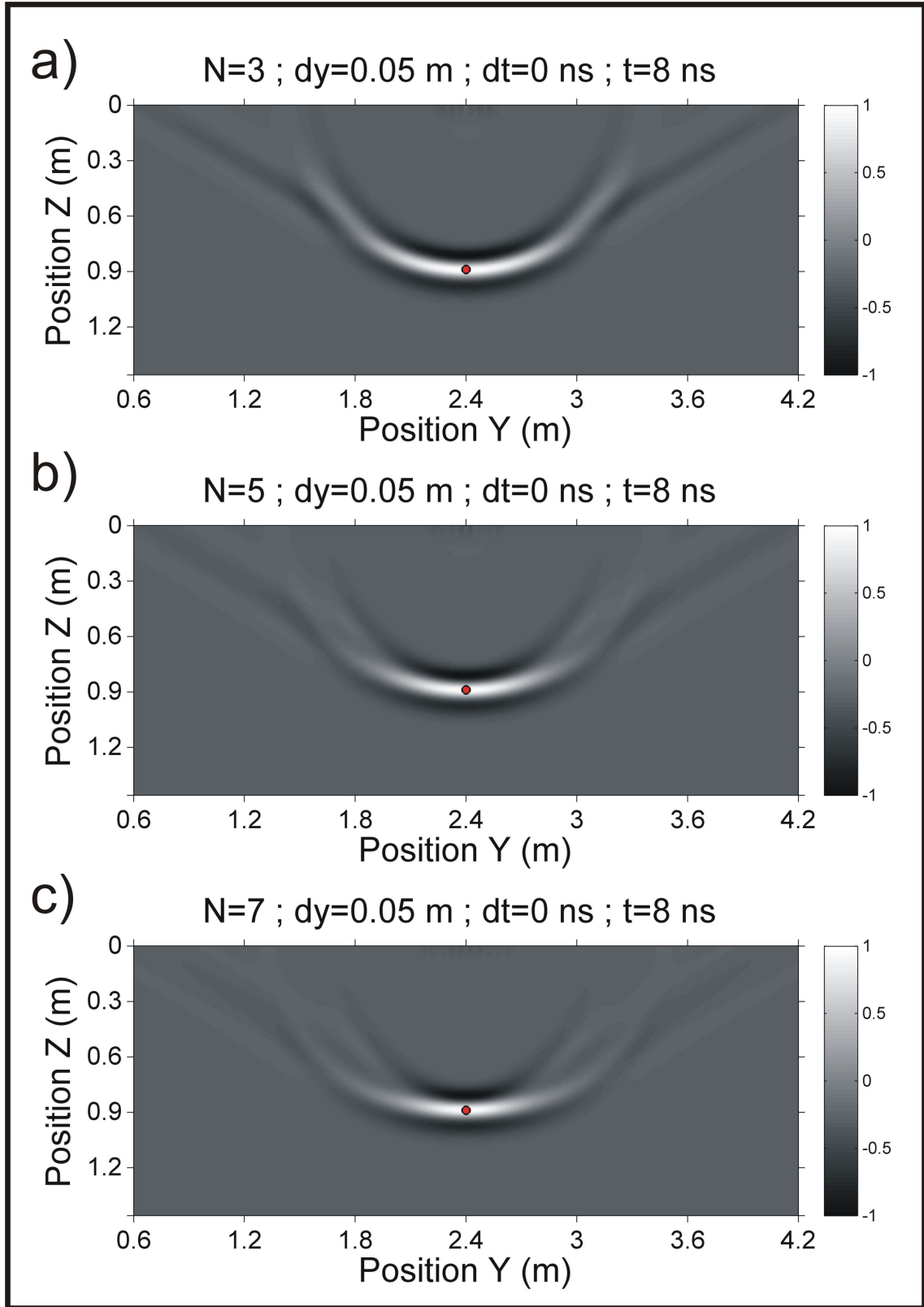


Figura 5.4: Campo eléctrico  $E_y$  para arreglos SEA-1Dy con  $d_y = 0.05$  m,  $dt = 0$  ns orientados en  $\hat{y}$ . Se muestra el corte paralelo al arreglo  $x = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $N = 3$ . b)  $N = 5$ . c)  $N = 7$ . Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

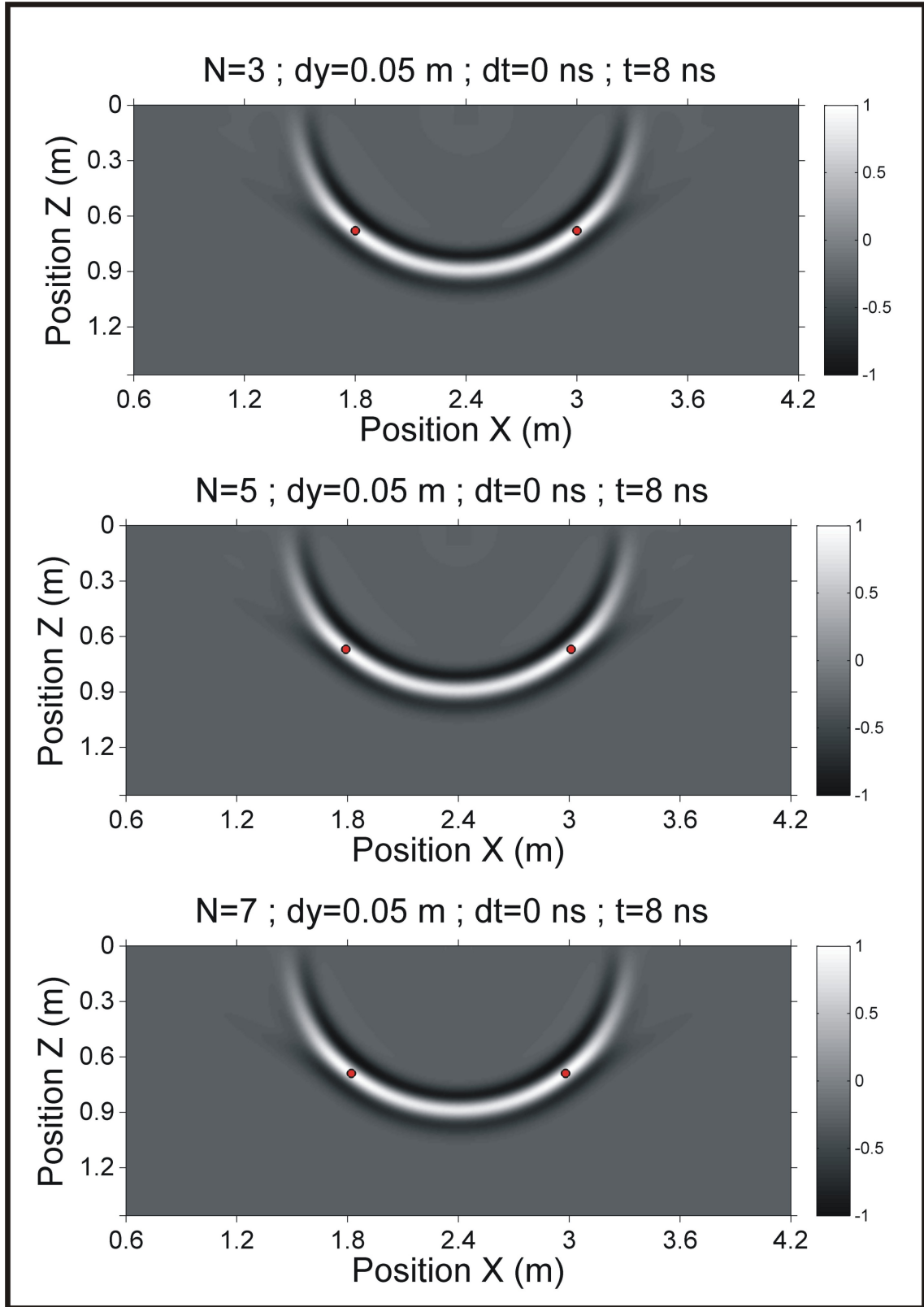


Figura 5.5: Campo eléctrico  $E_y$  para arreglos SEA-1Dy con  $d_y = 0.05$  m,  $dt = 0$  ns orientados en  $\hat{y}$ . Se muestra el corte perpendicular al arreglo  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $N = 3$ . b)  $N = 5$ . c)  $N = 7$ . Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

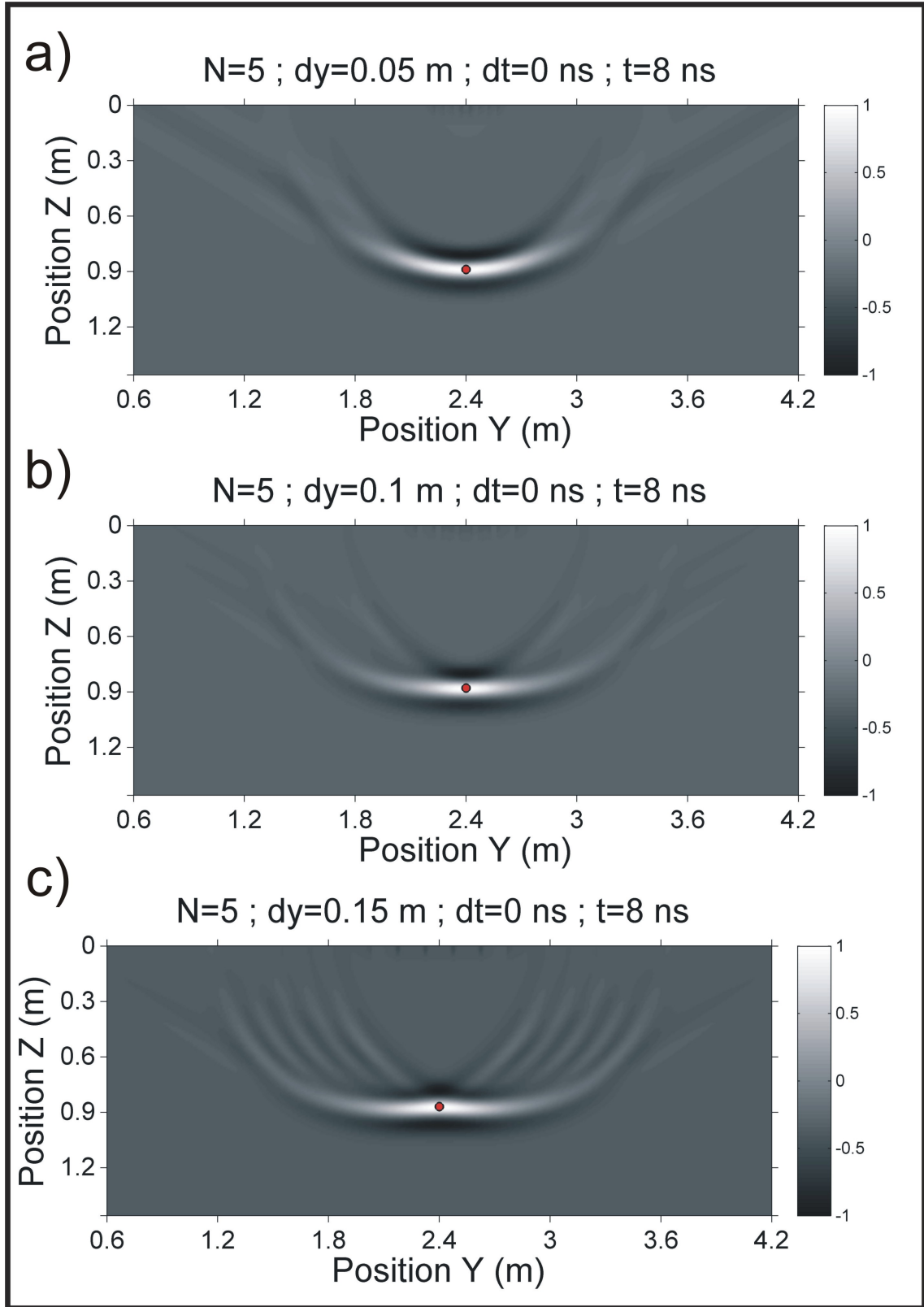


Figura 5.6: Campo eléctrico  $E_y$  para un arreglo SEA-1Dy con  $N = 5$ ,  $dt = 0$  ns. Se muestra el corte paralelo al arreglo  $x = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $d_y = 0.05$  m. b)  $d_y = 0.10$  m. c)  $d_y = 0.15$  m. Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

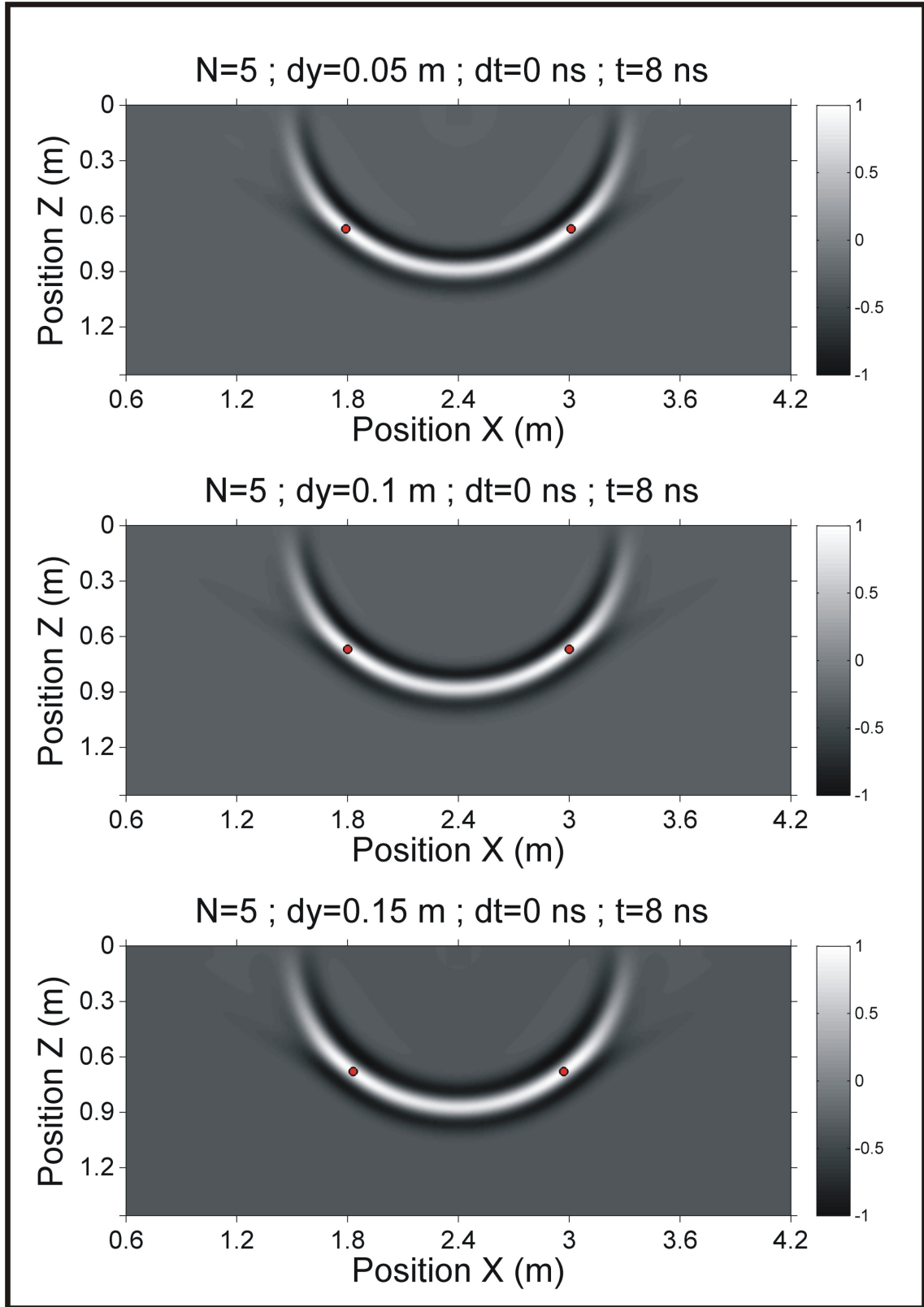


Figura 5.7: Campo eléctrico  $E_y$  para un arreglo SEA-1Dy con  $N = 5$ ,  $dt = 0$  ns. Se muestra el corte perpendicular al arreglo  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $d_y = 0.05$  ms. b)  $d_y = 0.10$  m. c)  $d_y = 0.15$  m. Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

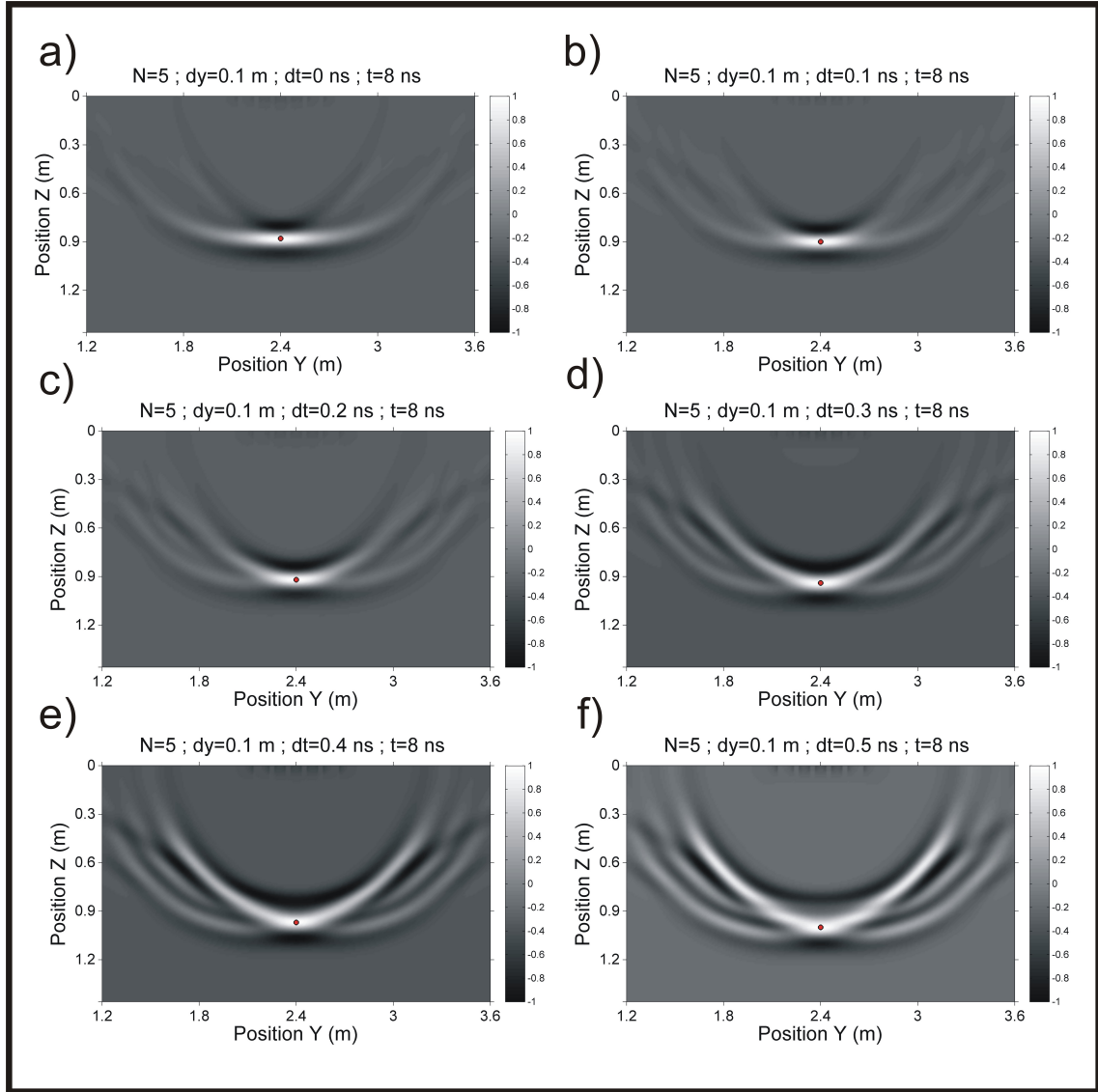


Figura 5.8: Campo eléctrico  $E_y$  para arreglos SEA-1Dy con  $N = 5$ ,  $d_y = 0.10$  m. Se muestra el corte paralelo al arreglo  $x = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $dt = 0.0$  ns. b)  $dt = 0.1$  ns. c)  $dt = 0.2$  ns. d)  $dt = 0.3$  ns. e)  $dt = 0.4$  ns. f)  $dt = 0.5$  ns. Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

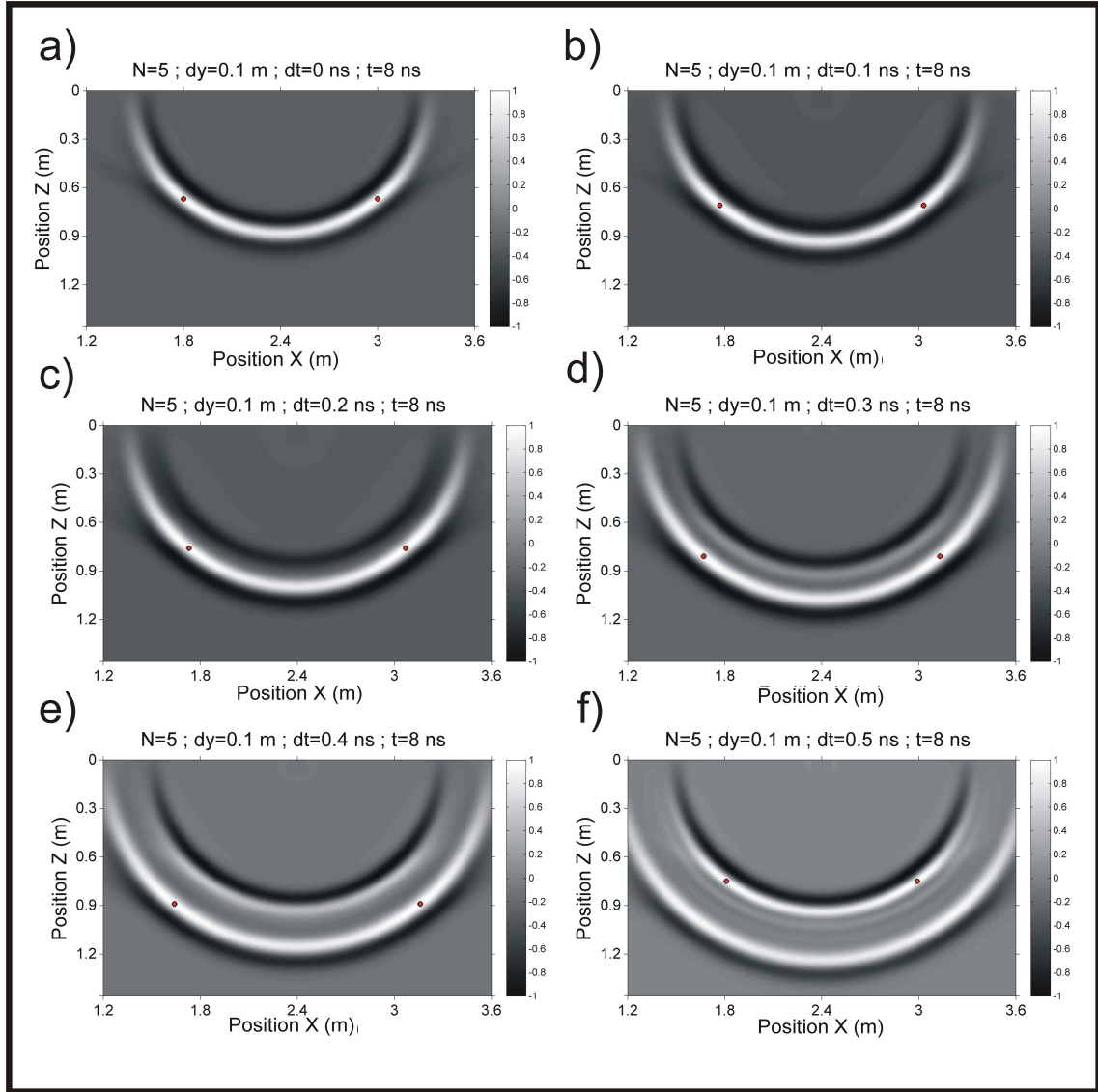


Figura 5.9: Campo eléctrico  $E_y$  para arreglos SEA-1Dy con  $N = 5$ ,  $d_y = 0.10$  m. Se muestra el corte perpendicular al arreglo  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $dt = 0.0$  ns. b)  $dt = 0.1$  ns. c)  $dt = 0.2$  ns. d)  $dt = 0.3$  ns. e)  $dt = 0.4$  ns. f)  $dt = 0.5$  ns. Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

direccionamiento ni estrechamiento o concentración del haz.

Resultados similares a los anteriores son obtenidos para las otras configuraciones de polarización. Estos resultados indican que es de esperar que las mejoras producidas por el método SEA-1Dy se incrementen con  $N_y$ ,  $d_y$  y  $dt$  pero que estos parámetros no deben ser demasiado altos, para que las secciones SEA y SO sigan siendo comparables.

## 5.2. Frentes de onda y metodología SEA-2D

En esta sección se extiende la metodología SEA-1D a arreglos 2D. Se explica la misma aplicándola a una situación simulada numéricamente.

Los arreglos rectangulares son la generalización más directa de los arreglos 1Dx y 1Dy. La figura 5.10 muestra un arreglo de este tipo.  $N_x$  y  $N_y$  representan, respectivamente, la cantidad de emisores en dirección  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ . Por lo tanto, el número total de emisores es  $N_x \times N_y$ .  $E_i^j$  identifica a cada dipolo del arreglo, con  $0 \leq i \leq N_x - 1$ ,  $-(N_y - 1)/2 \leq j \leq (N_y - 1)/2$ . Las distancias entre un emisor y sus vecinos más cercanos a lo largo de  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  son  $d_x$  y  $d_y$ , respectivamente. El dipolo receptor,  $R$ , está colocado a distancia  $h$  del dipolo emisor de referencia ( $E_0^0$ ). En el ejemplo considerado,  $h = 0.20 \text{ m}$  y los dipolos están orientados a lo largo del eje  $\hat{y}$  (configuración  $yy$ ).

El modelo de suelo incluye un pequeño reflector esférico de radio  $r_s = 0.03 \text{ m}$ , caracterizado por  $\epsilon_{rp} = 1$ ,  $\mu_{rp} = 1$  y  $\sigma_p = 0 \text{ mS/m}$  y localizado en la posición  $(2.40, 0, 0.75) \text{ m}$ . Los parámetros electromagnéticos del medio circundante son  $\epsilon_{rm} = 4$ ,  $\mu_{rm} = 1$  y  $\sigma_m = 0.1 \text{ mS/m}$ . El tamaño total de modelo es  $4.8 \text{ m} \times 1.6 \text{ m} \times 1.7 \text{ m}$  con un grillado de  $0.01 \text{ m} \times 0.01 \text{ m} \times 0.01 \text{ m}$ . El pulso seleccionado para los dipolos emisores es de tipo *Ricker* con frecuencia central  $f_0 = 500 \text{ MHz}$  (velocidad de propagación  $v = 0.15 \text{ m/ns}$ ). El paso entre posiciones consecutivas del arreglo es  $\Delta x = 0.05 \text{ m}$ . El modelo también incluye otros reflectores de menor tamaño, para introducir reflexiones secundarias en las secciones de datos resultantes. Sus parámetros electromagnéticos varían en los intervalos  $\epsilon_{rs} = [3.4, 4.6]$  y  $\sigma_p = [0.9, 1.1] \text{ mS/m}$ , mientras que  $\mu_{rp} = 1$ .

Establecida la geometría, existen diversas formas de definir el retardo entre los emisores. La forma probablemente más sencilla consiste en usar dos parámetros,  $dt_x$  y  $dt_y$ , para los retardos en dirección  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  respectivamente, y un retardo total,  $\Delta t_{i,j}$ , de cada emisor con respecto al emisor de referencia dado por la siguiente ecuación:

$$\Delta t_{i,j} = -idt_x - |j|dt_y \quad (5.1)$$

La Ec. 5.1 es la suma directa de los retardos considerados en las secciones anteriores para los arreglos 1Dx y 1Dy. Una vez que las trazas originales han sido desplazadas en el tiempo, en  $\Delta t_j$ , las trazas resultantes pueden ser promediadas utilizando factores

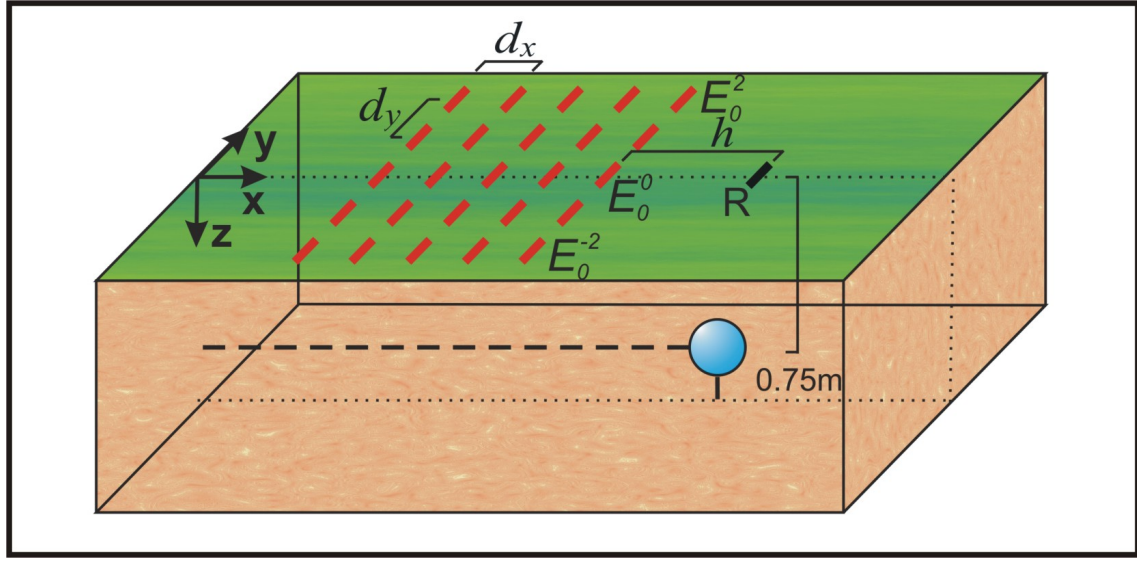


Figura 5.10: Geometría de arreglo 2D y modelo de reflector puntual.

de amplitud relativa constante  $A_{i,j} = 1$ , es decir, darles el mismo peso a todas las trazas componentes.

Como consecuencia de los criterios elegidos, los frentes de ondas SEA-2D presentan una combinación de las características descritas para los frentes de ondas 1Dx y 1Dy. Por ejemplo, las figuras 5.11 y 5.12 muestran los frentes de onda que resultan de un arreglo SEA con  $N = 5$ ,  $d_x = d_y = 0.1 \text{ m}$ , los cortes son  $y = 2.4 \text{ m}$  y  $x = 2.4 \text{ m}$ , respectivamente, mientras que  $t = 8 \text{ ns}$ . Los paneles corresponden a diferentes valores de  $dt_x$  y  $dt_y$ . Se puede constatar que estas secciones presentan características muy similares a las de las secciones paralelas a los arreglos 1Dx y 1Dy, figuras 4.8 y 5.8, respectivamente.

Una vez elegidos  $N_x$ ,  $N_y$ ,  $d_x$  y  $d_y$ , la dirección del lóbulo principal del campo resultante en el plano  $x - z$  es controlada por el parámetro  $dt_x$ , y el ancho en el plano  $y - z$  es controlado por  $dt_y$ . De esta forma, dos de las características más relevantes del campo sintetizado dependen de parámetros que pueden tomar valores continuos, y que no requieren redimensionalizar el arreglo al variarlos durante la optimización. Por su lado, el ancho del frente de ondas en el plano  $x - z$  queda determinado por  $d_x$  y  $N_x$ . A diferencia de los anteriores parámetros, estos toman valores discretos, debido a la limitación práctica para variar continuamente  $d_x$  en una experiencia (real o simulada), y a la naturaleza de  $N_x$ . Para la adquisición de datos, los mismos deben ser limitados a los rangos en los cuales se espera que produzcan una menor divergencia del frente de ondas sin que se deforme su parte central, tal como se ha explicado en secciones anteriores. Como consecuencia de estas elecciones, no solo se simplifica notablemente la adquisición y simulación de datos, sino también



el procedimiento de optimización y la interpretación de resultados.

Para determinar los valores  $dt_x$  y  $dt_y$  que optimizan la reflexión primaria a lo largo de la línea de prospección, valores que denominamos  $dt_x^*$  y  $dt_y^*$ , respectivamente, se vuelve a considerar el indicador global de la Ec. 4.4. Como la configuración emisor-receptor es en este caso  $yy$ , el indicador se reduce a:

$$GlbN = \frac{(Glb_{yy})_{SEA}}{(Glb_{yy})_{SO}} \quad (5.2)$$

La figura 5.13 muestra  $GlbN$  como función de  $dt_x$ ,  $dt_y$ , y la posición del arreglo  $x_a$ , representada por el punto medio entre el receptor  $R$  y el dipolo de referencia del arreglo  $E_0^0$ . Los rangos de  $dt_x$  y  $dt_y$  han sido determinados a partir del análisis de los frentes de ondas sintéticos. En la Fig. 5.13a, se ha utilizado un valor de corte  $GlbN = 3$  para visualizar el subconjunto de datos que produce los valores más altos del indicador. El volumen de datos resultante es más estrecho a lo largo de la coordenada  $dt_x$  que a lo largo de la coordenada  $dt_y$ . Esto implica que el método es más sensible a variaciones de  $dt_x$  y que elegir valores óptimos de esta variable requiere más atención que elegir valores óptimos de  $dt_y$ . Sin embargo, seleccionar estos valores con alta precisión no es crucial, ya que el volumen de datos presenta anchos no despreciables en ambas direcciones, lo cual es una característica positiva del método.

Las figuras 5.13b y 5.13c muestran cortes de  $GlbN$  a lo largo de dos superficies generadas por vectores en las direcciones  $\hat{y}$  y  $\hat{x}$ , respectivamente, y que incluyen a la curva de valores óptimos. Las superficies están definidas por  $dt_y = dt_y^*(x_a)$  y  $dt_x = dt_x^*(x_a)$ , respectivamente. La intersección de estas superficies coincide con la curva óptima, que se indica con una línea continua en las figuras. Esta se ha obtenido ajustando una curva suave a los datos dentro del volumen de la figura 5.13a. La posición central del volumen cambia notoriamente en la coordenada  $dt_x$  a medida que el conjunto arreglo-receptor se traslada a lo largo de la coordenada  $x_a$ . Esta característica manifiesta la importancia de seleccionar diferentes valores de  $dt_x$  a lo largo de la línea de sondeo para dirigir adecuadamente el frente de onda hacia el objetivo. Por el contrario, el volumen presenta un ancho considerable y aparentemente constante en la coordenada  $dt_y$ . Esta menor sensibilidad se puede mejorar un poco aumentando  $N_y$  o  $d_y$  en los parámetros del arreglo, aunque no demasiado.

La figura 5.14 muestra los perfiles SO (panel a) y SEA-2D óptimo (panel b), obtenidos para el ejemplo simulado de esta sección. Las distancias entre elementos y entre posiciones consecutivas del arreglo son idénticas y valen  $\Delta x = 0.05 \text{ m}$ ; mientras que la distancia  $h$  es  $0.20 \text{ m}$ . Comparando los resultados de ambos métodos, las mejoras en la continuidad de la reflexión primaria y la relación de amplitud respecto del ruido y señales circundantes son claras. En promedio, los valores de los indicadores normalizados son,  $\langle CorN \rangle = 1.7$ ,  $\langle DTDN \rangle = 3.4$ ,  $\langle STNIRN \rangle = 2.6$ ,

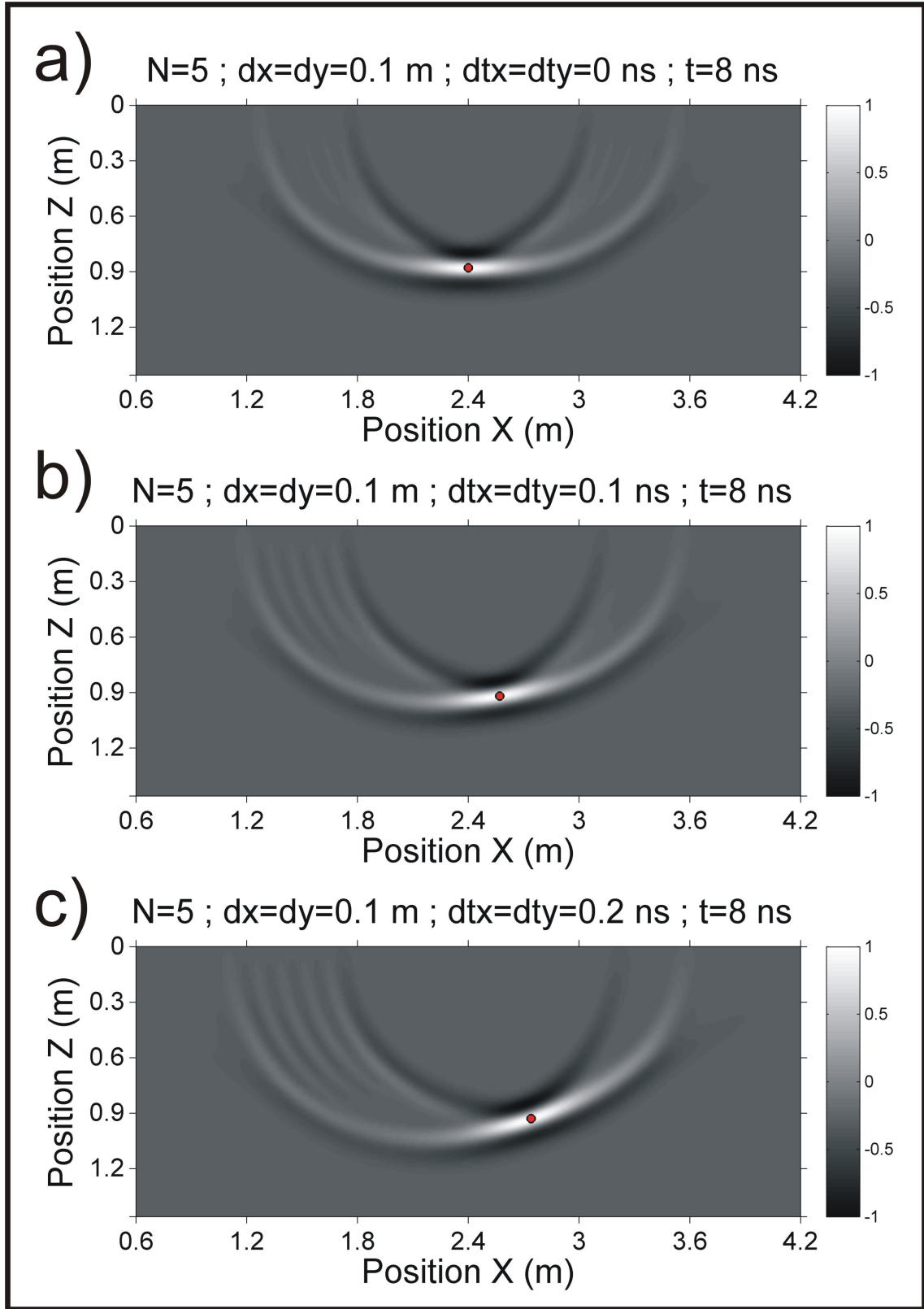


Figura 5.11: Campo eléctrico  $E_y$  para arreglos SEA-2D con  $N = 5$ ,  $d_x = d_y = 0.10$  m. Se muestra el corte  $y = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $dt_x = dt_y = 0.0$  ns. b)  $dt_x = dt_y = 0.1$  ns. c)  $dt_x = dt_y = 0.2$  ns. Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

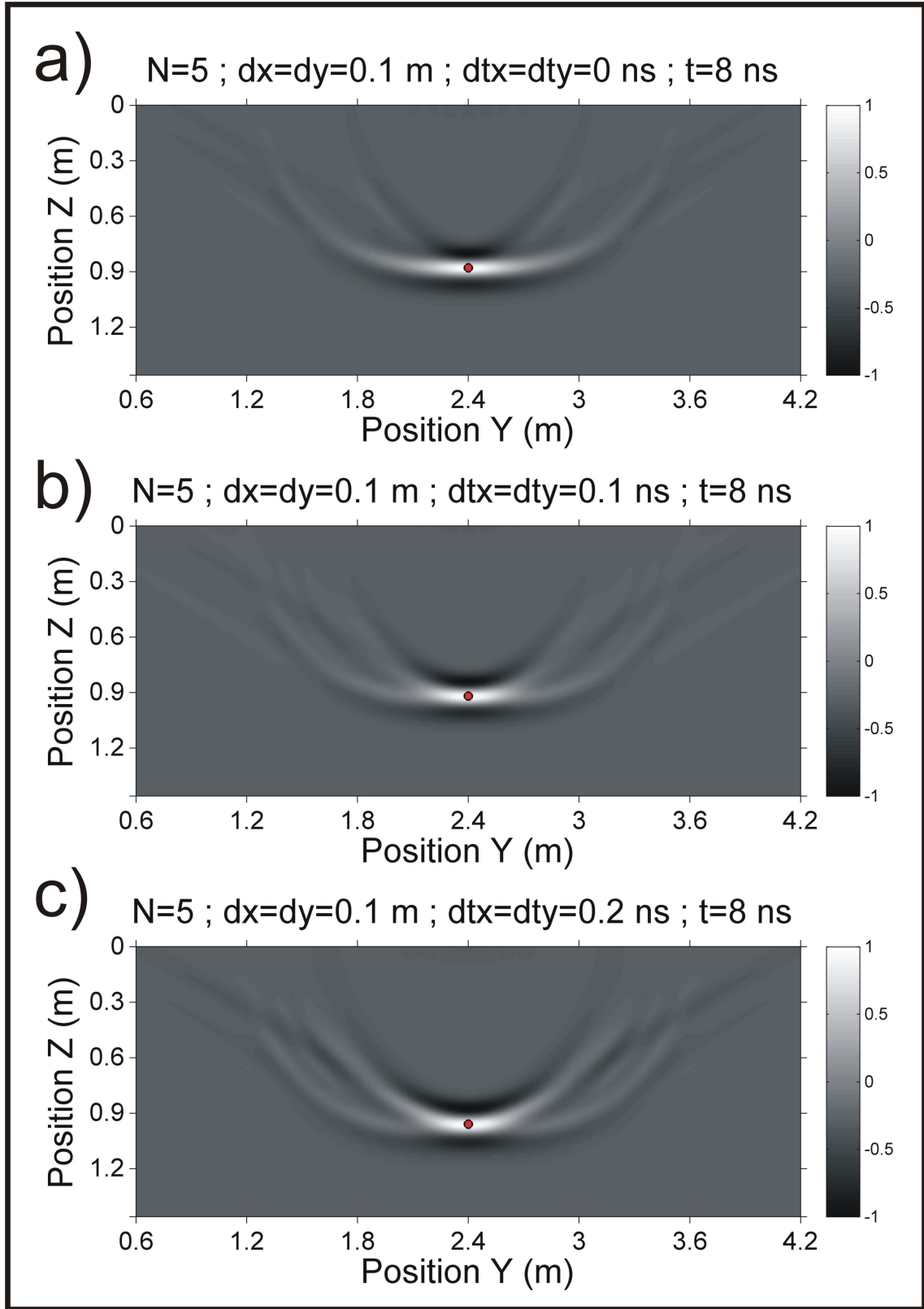


Figura 5.12: Campo eléctrico  $E_y$  para arreglos SEA-2D con  $N = 5$ ,  $d_x = d_y = 0.10$  m. Se muestra el corte  $x = 2.4$  m,  $t = 8$  ns. a)  $dt_x = dt_y = 0.0$  ns. b)  $dt_x = dt_y = 0.1$  ns. c)  $dt_x = dt_y = 0.2$  ns. Los círculos indican máximos de amplitud del frente de onda resultante.

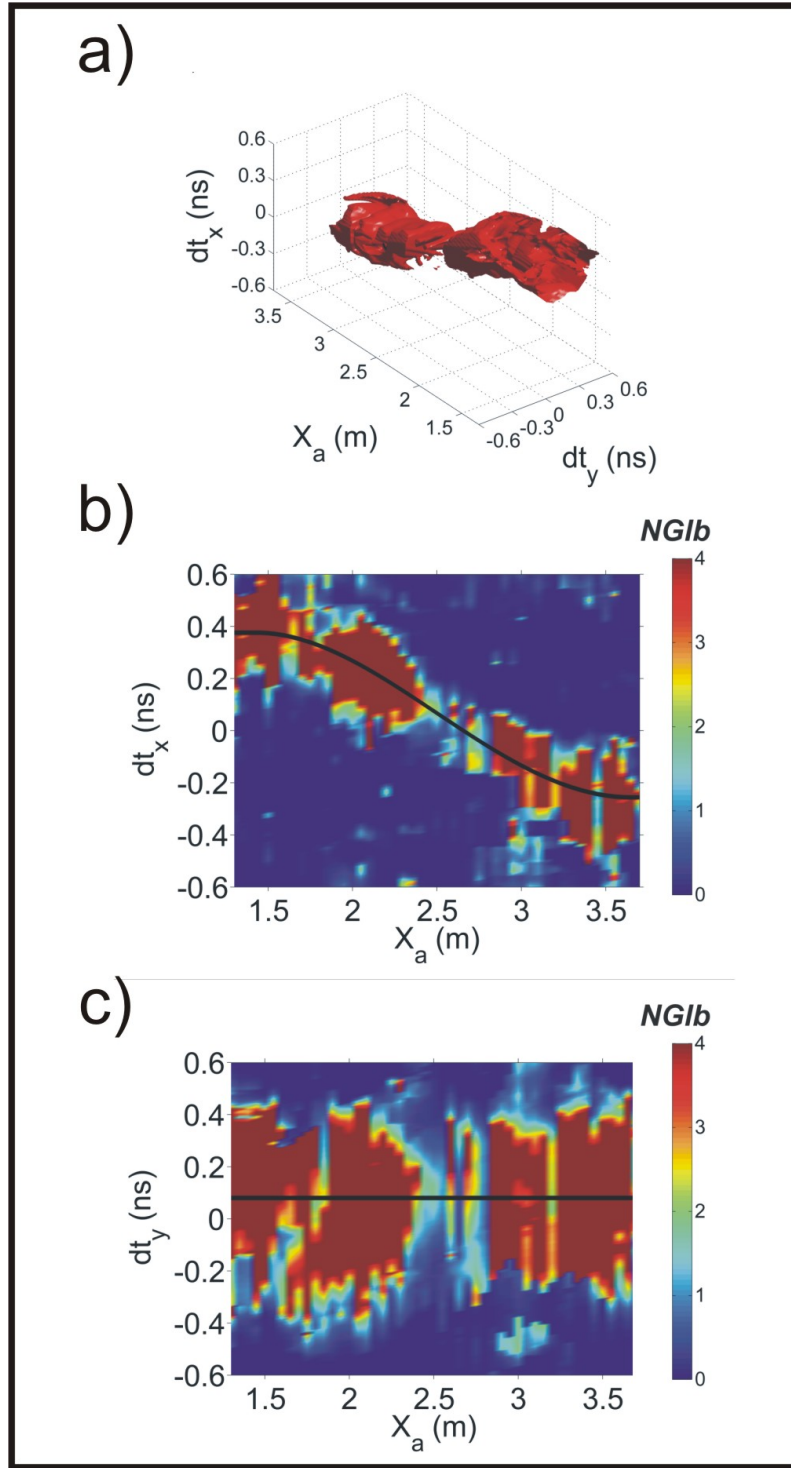


Figura 5.13:  $Gln$  como función de  $dt_x$ ,  $dt_y$  y  $x_a$ , para el modelo de la figura 5.10. a) Datos que cumplen  $Gln > 3$ . b) y c), cortes de  $Gln$  a lo largo de la curva óptima, para  $dt_y = dt_y^*(x_a)$  y  $dt_x = dt_x^*(x_a)$ , respectivamente. La curva óptima está indicada con una línea negra continua.

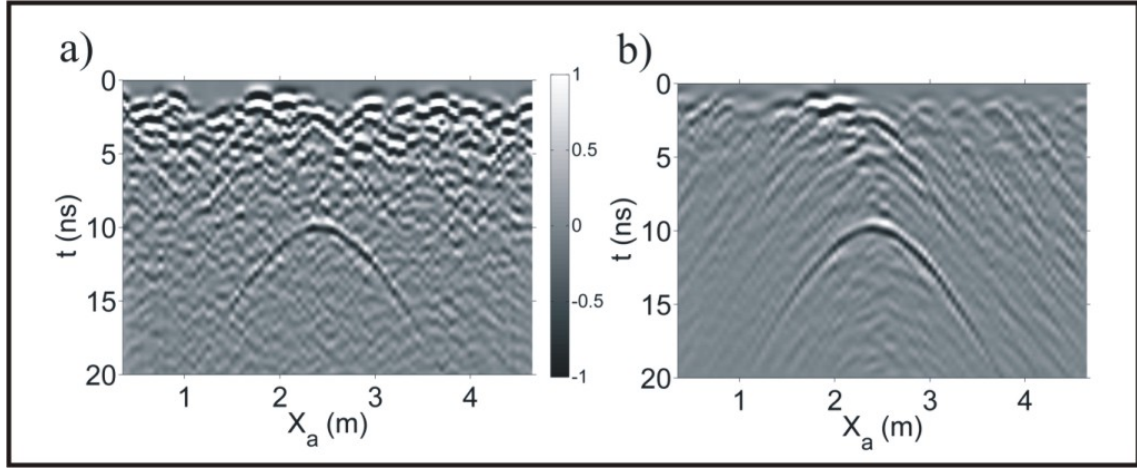


Figura 5.14: Perfiles a) SO y b) SEA-2D óptimo obtenidos a partir del ejemplo de la figura 5.10.

$\langle GlbN \rangle = 8.1$ , los que confirman esta observación.

Antes de finalizar esta sección, es importante mencionar que las características principales de los resultados SEA-2D descritas han sido verificados para diferentes parámetros del arreglo, tipos de difractores y suelos. El último ejemplo de esta sección, antes de pasar a los ejemplos experimentales, es el de la figura 5.15. El modelo de suelo contiene un reflector extenso que consta de cinco secciones planas, tres de las cuales son horizontales mientras que las dos restantes presentan inclinación. Las figuras 5.16a y 5.16b muestran los cortes de  $GlbN$  a lo largo de las superficies que contienen a la curva de valores óptimos, tal como se realizó en el ejemplo anterior. En la figura 5.17 se pueden observar los perfiles  $SO$  y  $SEA$  ideal (paneles a y b, respectivamente). El perfil  $SEA$  ha sido obtenido con la metodología descrita en los párrafos anteriores. Aquí, al igual que en el caso del difractor puntual, se puede apreciar una mejora notable de la calidad de la señal de interés, respecto de  $SO$ , aumentando su continuidad y amplitud respecto de las señales circundantes.

En general, optimizar los resultados de una superposición de trazas en función de los parámetros del arreglo en una situación real puede ser una tarea compleja debido a que las características del reflector y suelo muchas veces son significativamente variables e insuficientemente conocidas. Por ejemplo, los reflectores primarios pueden ocupar regiones de campo cercano a lejano, y el campo de velocidades y topografía tener fluctuaciones importantes y ser conocidas no muy densamente. Distintas aproximaciones teóricas y enfoques empíricos podrían ser útiles en situaciones particulares suficientemente conocidas, pero no son generales. Entonces, es notable que la metodología simple descrita en esta sección y, en general, las metodologías SEA, resulten útiles independientemente de estos factores.

A modo de resumen, el método SEA-2D propuesto en esta sección consta de los siguientes pasos:

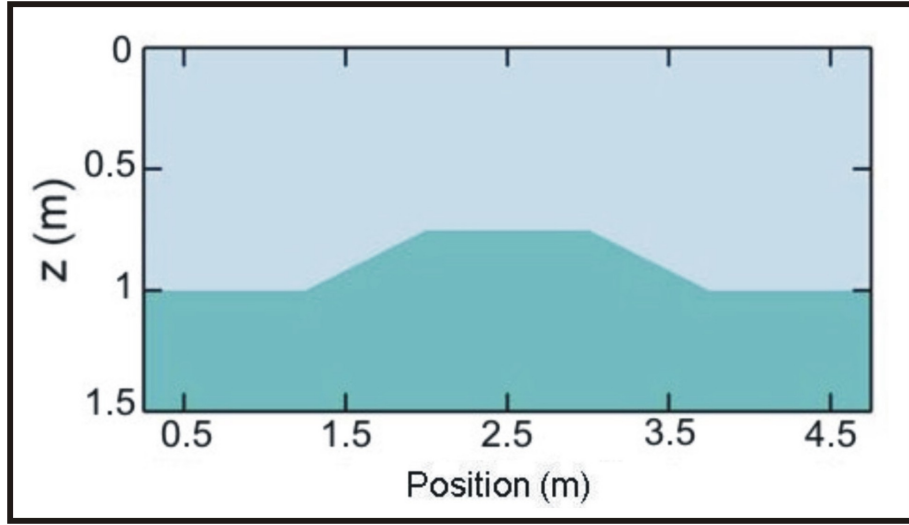


Figura 5.15: Modelo de reflector extenso compuesto de cinco secciones planas, tres de ellas horizontales y las restantes con inclinación.

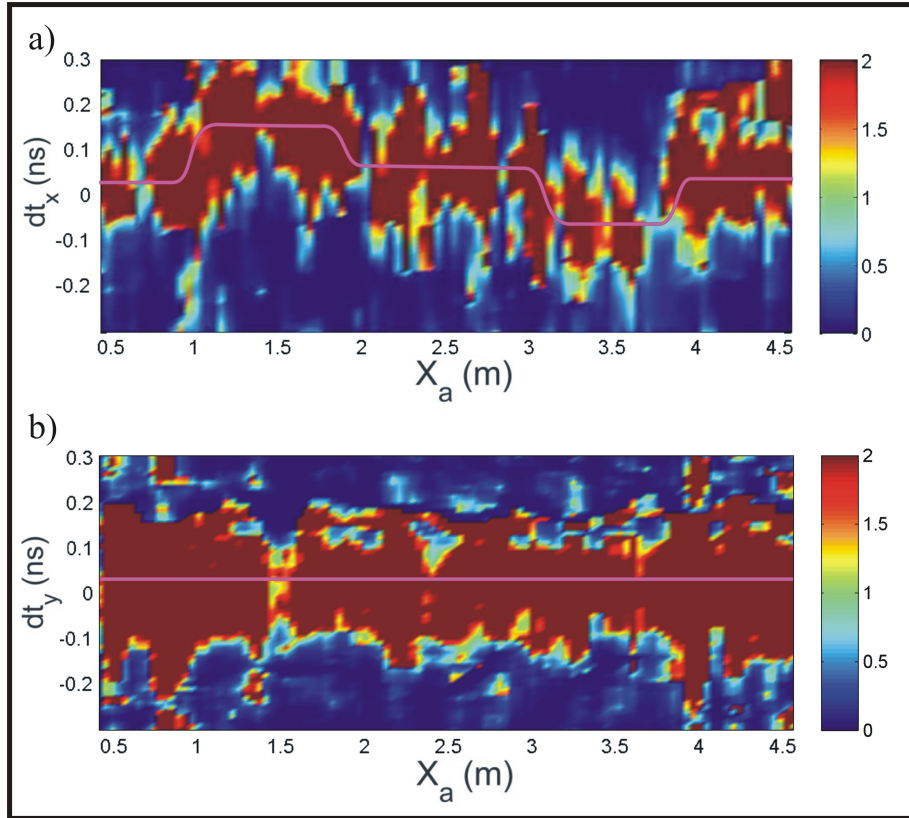


Figura 5.16:  $Gln$  como función de  $dt_x$ ,  $dt_y$  y  $x_a$ , para el modelo de la figura 5.10. a) y b) Cortes de  $Gln$  a lo largo de la curva óptima, para  $dt_y = dt_y^*(x_a)$  y  $dt_x = dt_x^*(x_a)$ , respectivamente. La curva óptima está indicada con una línea magenta continua.

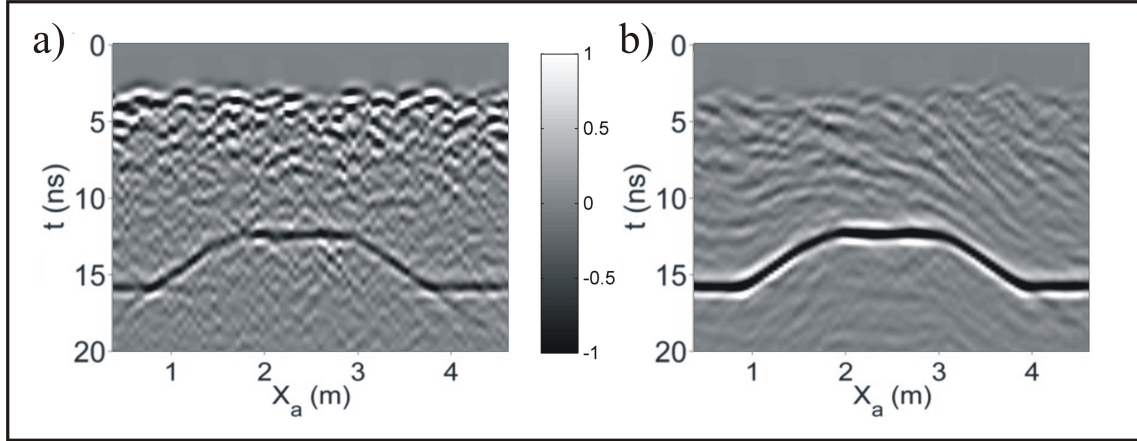


Figura 5.17: Perfiles a) SO y b) SEA-2D óptimo obtenidos a partir del modelo de la figura 5.15.

- 1- A partir del análisis de los frentes de onda SEA, definir los parámetros  $N_x$ ,  $N_y$ ,  $d_x$  y  $d_y$  a utilizar durante la adquisición, así como una estimación de los rangos de  $dt_x$  y  $dt_y$  a usar en el procesamiento.
- 2- Adquirir los datos, típicamente en configuración de receptor común.
- 3- A partir de la sección SO con *offset* mínimo, definir los intervalos de señal primaria y fondo, para el cálculo del indicador  $GlbN$ .
- 4- Calcular los radargramas SEA y el indicador  $GlbN$  como función de  $dt_x$  y  $dt_y$  y la posición  $x_a$ .
- 5- Obtener una curva suave de valores óptimos mediante el ajuste sobre los máximos del indicador  $GlbN$ .
- 6- Calcular el radargrama SEA óptimo utilizando, para cada  $x_a$ , los valores  $dt_x^*(x_a)$  y  $dt_y^*(x_a)$  dados por la curva de valores óptimos.

### 5.3. Resultados experimentales

En esta sección se aplica el método SEA-2D a datos adquiridos en el laboratorio del GAIA. Se consideran dos casos fundamentales para evaluar el método: reflector pequeño y reflector extenso. Ambos casos son evaluados con distintos tipos de reflectores secundarios y ruido, para generar más o menos interferencia en la señal principal. Los resultados de los mismos son analizados y comparados con los resultados obtenidos con otras metodologías: SEA-1Dx, SEA-1Dy, CMP y SO.



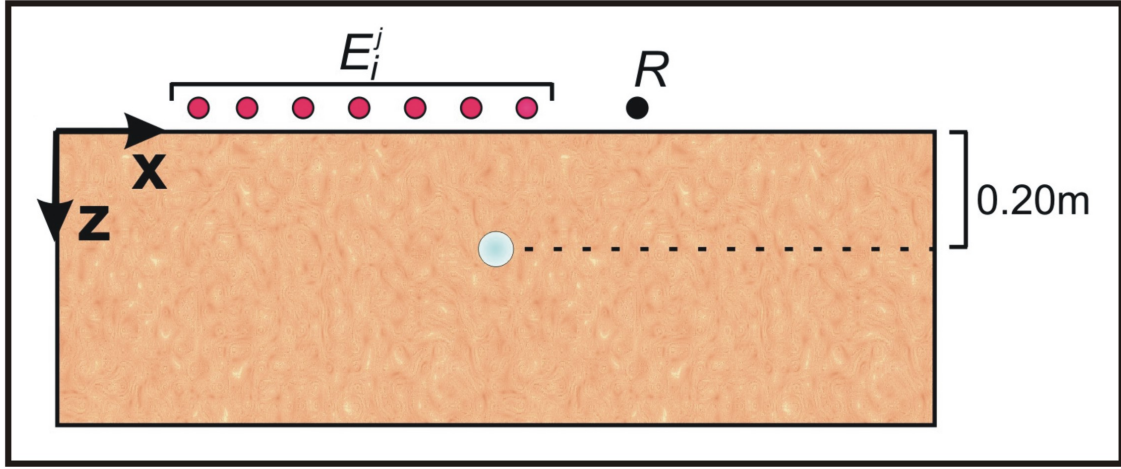


Figura 5.18: Esquema del modelo de suelo con un reflector pequeño, utilizado en una de las experiencias de laboratorio.

### 5.3.1. Difracción producida por un reflector pequeño

En la primera experiencia, se utilizó una configuración similar a la de la Fig. 5.10. Se revistió una esfera de poliestireno de radio  $r_s = 0.03 \text{ m}$  con una lámina de aluminio de  $0.2 \text{ mm}$  de espesor y se la colocó en un contenedor de  $1.5 \text{ m} \times 0.8 \text{ m} \times 0.6 \text{ m}$ , lleno de arena hasta una altura de  $0.5 \text{ m}$  (figura 5.18). La posición de la esfera, en el sistema de coordenadas de la figura, era  $r_s = (0.75, 0.00, 0.20) \text{ m}$ . Un total de 10 clavos metálicos, tornillos y remaches se dispersaron en el volumen de arena con el fin de generar señales secundarias que interfirieran con la reflexión principal. La velocidad de propagación en este medio era  $v = 0.17 \pm 0.01 \text{ m/ns}$ .

Para adquirir los datos se utilizó una geometría cuadrada, con  $N = N_x = N_y = 7$ . Esto hacía posible construir tres matrices sintéticas, también cuadradas, diferentes ( $N = 3, 5, 7$ ), seleccionando subconjuntos de las trazas adquiridas. La distancia entre emisores del arreglo  $d = d_x = d_y$  fue variada en el intervalo de  $0.01 - 0.05 \text{ m}$ , según la experiencia, con incrementos  $\Delta d = 0.01 \text{ m}$ . Por lo tanto, 5 conjuntos de datos en modalidad de receptor común, cada uno para un valor diferente de  $d$ , fueron adquiridos a lo largo de la línea de prospección, que coincidía con el eje  $\hat{x}$ . El desplazamiento espacial entre posiciones consecutivas del arreglo fue  $\Delta x = 0.01 \text{ m}$ . Con esta configuración, es posible construir hasta un total de 15 matrices SEA, determinadas por las diferentes combinaciones de  $d$  y  $N$ . La distancia entre el dipolo de referencia  $E_0^0$  y  $R$  fue  $h = 0.14 \text{ m}$ , el valor mínimo dado por los tamaños de las antenas. Los dipolos de las antenas se alinearon con el eje  $\hat{y}$  (configuración  $yy$ ). Se utilizó una unidad pulse EKKO PRO (Sensors and Software Inc.), y la frecuencia central nominal de las antenas fue  $f_0 = 1 \text{ GHz}$ .

Los datos fueron preprocesados usando *dewow*, corrección de tiempo cero y elimi-



nación de las ondas directas. La metodología SEA-2D descrita en la sección anterior fue aplicada a los datos. Los perfiles SO y SEA-2D óptimo, para  $N = 7$  y  $d = 0.03$  m, se muestran en las figuras 5.19a y 5.19b, respectivamente. Las Figs. 5.19c, 5.19d y 5.19e muestran los resultados de los métodos SEA-1Dx, SEA-1Dy y CMP, respectivamente. Las geometrías de los arreglos SEA-1Dx y SEA-1Dy se definieron a partir de la geometría 2D original, como la fila central (dirección  $x$ ) y la columna más cercana a  $R$  (dirección  $y$ ) de este arreglo, respectivamente, por lo que el elemento  $E_0^0$  formaba parte de ambos arreglos 1D. En la metodología CMP, las antenas se colocaron a lo largo del eje  $\hat{x}$ , con sus dipolos paralelos al eje  $\hat{y}$ . Para *offset* mínimo, las posiciones del emisor y el receptor coincidieron con las posiciones de  $E_0^0$  y  $R$  en los conjuntos SEA. Como para *offset* mayores, las posiciones CMP y SEA solo coincidían parcialmente, los datos CMP debieron ser adquiridos por separado. Este procedimiento es menos laborioso y complicado que aumentar el tamaño y la densidad de la matriz SEA y extraer las trazas utilizadas por CMP. Después de los pasos de pre-procesado mencionados anteriormente, los datos CMP se corrigieron por *normal move out* y apilaron, y finalmente se representaron en una sección de datos, como se muestra en la figura 5.19e. En este procedimiento, la velocidad de apilamiento se aproximó por la velocidad de propagación, ya que esta era aproximadamente constante en el contenedor. El rango de *offset* utilizado en la Fig. 5.19e fue  $off = [0.14, 0.44]$  m, con un incremento  $\Delta off = 0.06$  m ( $N = 7$ ,  $\Delta off = 2 * d$ ). La coordenada horizontal,  $x_{mp}$ , corresponde a la posición del punto medio. El CMP tiene un rango espacial más reducido que el resto de las metodologías, ya que el receptor llegaba antes al final del contenedor, debido al mayor tamaño de apertura máxima.

En la figura se observa que el método CMP ha reducido el efecto de parte de las señales secundarias y el ruido presentes en el perfil SO original (figura 5.19a). La relación señal-ruido es más alta para  $x_{mp}$  en posiciones cercanas al vértice de la hipérbola de la señal principal,  $x_{mp} \approx 0.75$  m,  $t \approx 2.5$  ns, que hacia los bordes. Esto ocurre porque el método CMP está originalmente diseñado para mejorar señales de reflectores aproximadamente horizontales ubicados debajo del punto medio entre las antenas, y no señales de pequeños reflectores que están lateralmente desplazados con respecto a este. También por esta razón, la continuidad de la reflexión se deteriora cada vez más a medida que  $x_{mp}$  se aleja de la posición del vértice de la hipérbola. La figura 5.19d muestra que el método 1Dy también ha eliminado parte de las señales secundarias y el ruido de la sección SO. Esto es una consecuencia de la disminución del tamaño del frente de onda resultante a lo largo de la coordenada  $y$ . De esta forma, puede pensarse que los difractores secundarios ubicados en la parte periférica del lóbulo se iluminan menos y disminuyen sus efectos de interferencia. En contraste con el método CMP, el resultado SEA-1Dy muestra mejoras en la continuidad y relación señal-ruido a lo largo de todo el rango  $x_a$ , lo que es una característica positiva de la metodología. Con respecto al resultado de SEA-1Dx (figura 5.19b),

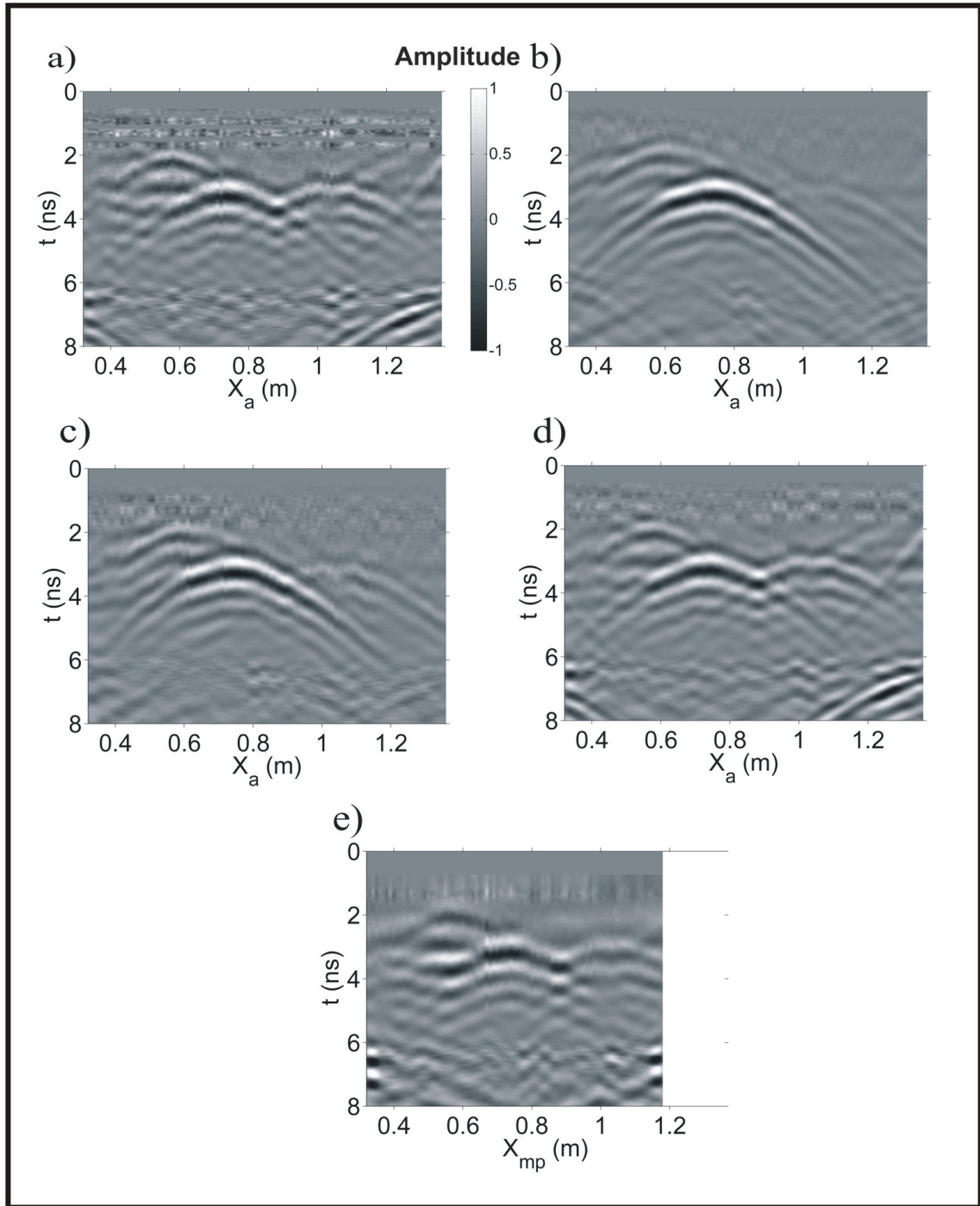


Figura 5.19: Resultados de aplicar las distintas metodologías investigadas a la difracción producida por un objeto pequeño. Radargramas a) SO, b) SEA-2D, c) SEA-1Dx, d) SEA-1Dy y e) CMP.

está claro que la continuidad de la reflexión principal y relación señal-ruido han mejorado significativamente con respecto a los casos anteriores, como consecuencia del direccionamiento del frente de onda resultante hacia el difractor principal, así como la reducción de la divergencia del frente de ondas a lo largo de la coordenada  $x$ . En este caso, la mejora es importante hacia las asíntotas de la hipérbola; en particular, la difracción con vértice en  $x_a \approx 1.03 \text{ m}$ ,  $t \approx 2.6 \text{ ns}$  y las difracciones originadas en los bordes del contenedor (vértices a  $t \approx 2 \text{ ns}$  y  $t \geq 6 \text{ ns}$ ) y fuera del contenedor (vértices en  $t \approx 1.2 \text{ ns}$ ) se han atenuado apreciablemente. Por el contrario, la reflexión con vértice en  $x_a \approx 0.62 \text{ m}$ ,  $t \approx 1.5 \text{ ns}$  casi no se ha visto afectada por el procedimiento 1Dx, debido a la proximidad del reflector correspondiente y el difractor principal. Finalmente, está claro que el método SEA-2D, Fig. 5.19b, ha producido el mejor resultado entre los métodos evaluados. Las principales razones de esto son que la metodología 2D aprovecha todos los mecanismos mencionados anteriormente y, además, aumenta significativamente el número de términos promediados. En particular, las fluctuaciones a lo largo de la señal principal, y el efecto de interferencia de la difracción con vértice en  $x_a \approx 1.03 \text{ m}$ ,  $t \approx 2.6 \text{ ns}$  casi desaparecieron. Como consecuencia de las mejoras 2D, la reflexión de interés es visible para un rango mayor de la coordenada  $x_a$ .

En la figura 5.20, se muestran algunos ejemplos en los cuales los parámetros  $N$  y  $d$  del arreglo 2D han sido modificados con respecto a la figura 5.19b. En la figura 5.20a, se tiene  $N = 3$ , es decir, un número de dipolos menor que el caso anterior. La distancia entre dipolos es  $d = 0.03 \text{ m}$ . Está claro que la calidad de la reflexión principal se deteriora con esta modificación, como consecuencia de aumentar el ancho del frente de onda y disminuir el número de secciones promediadas. En las Figs. 5.20b y c, la distancia entre los dipolos es  $d = 0.01 \text{ m}$  y  $d = 0.05 \text{ m}$ , valores por debajo y por encima del valor utilizado en la figura 5.19b, respectivamente. El número de dipolos es  $N = 7$ . La comparación de las tres figuras muestra que el resultado SEA-2D empeora para  $d = 0.01 \text{ m}$ , ya que el arreglo de emisores tiende a parecerse a una sola fuente y el tamaño del frente de ondas aumenta. Para  $d = 0.05 \text{ m}$ , el resultado es bastante similar al obtenido para  $d = 0.03 \text{ m}$ , lo que parece indicar que la mejora de la señal es óptima alrededor de estos valores de  $d$ .

La figura 5.21a muestra el valor promedio de  $GlbN^*$ ,  $\langle GlbN^* \rangle$ , calculado a lo largo de todo el intervalo  $x_a$ , como función de  $d$ . Aquí, el asterisco indica que  $GlbN$  se evalúa en los valores óptimos de desplazamiento temporal ( $dt_x^*, dt_y^*$ ). Las curvas corresponden a las 3 metodologías SEA y los 3 valores del parámetro  $N$  considerados en esta sección. Para reducir las fluctuaciones en las curvas, el 10 % más alto de los valores de  $GlbN^*$  han sido excluidos del promedio. Todas las curvas en la figura muestran una mejora con respecto al resultado SO ( $\langle GlbN^* \rangle > 1$ ). Para un valor fijo de  $N$ , las curvas 2D exceden claramente las curvas 1Dx, las que a su vez exceden las de 1Dy. Los cocientes de los valores  $\langle GlbN^* \rangle$  obtenidos de los diferentes métodos, promediados a lo largo de las curvas, son 1.7 y 2.1, para 2D/1Dx y 1Dx/1Dy,

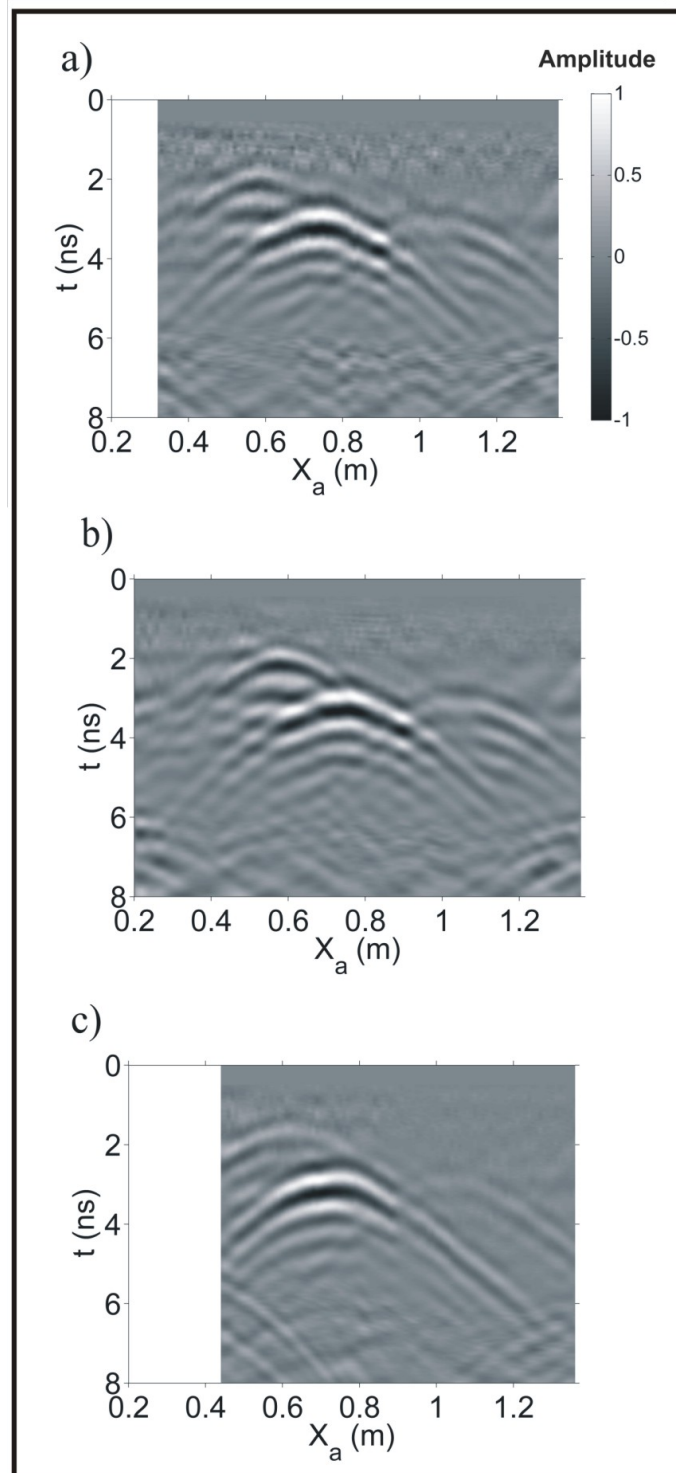


Figura 5.20: Radargramas SEA-2D, correspondientes al modelo de reflector pequeño, para, a)  $N = 3$ ,  $d = 0.03$  m, b)  $N = 7$ ,  $d = 0.01$  m y c)  $N = 7$ ,  $d = 0.05$  m.

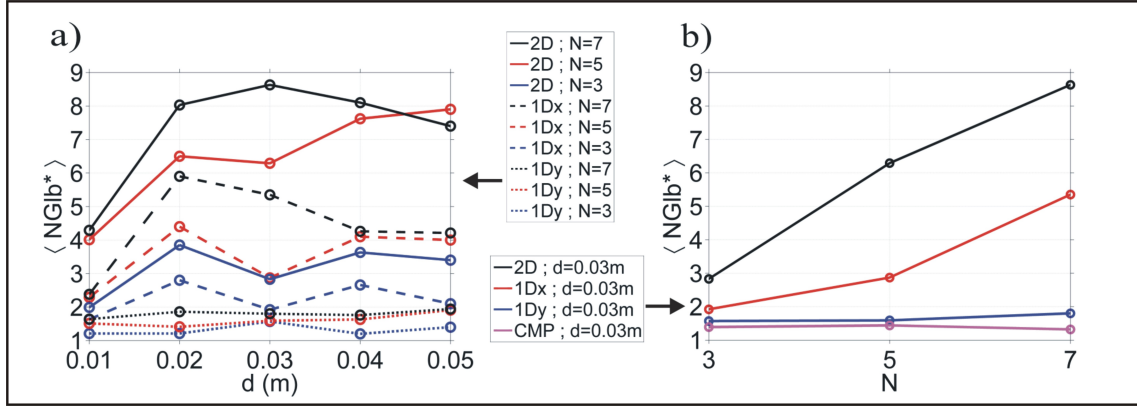


Figura 5.21:  $\langle G_{lb}N^* \rangle$  como función de a)  $d$ , b)  $N$ , para  $d = 0.03$  m. Las curvas corresponden a la experiencia con un reflector pequeño.

respectivamente. Para un valor fijo de  $d$ ,  $\langle G_{lb}N^* \rangle$  aumenta con  $N$ . Como ejemplo de este comportamiento, la Fig. 5.21b muestra  $\langle G_{lb}N^* \rangle$  como función de  $N$ , para  $d = 0.03$  m. Los resultados de CMP también se han incluido en esta figura para poder comparar. Entre todos los métodos, CMP ha producido la mejora menor, la cual es ligeramente inferior a la producida por el método SEA-1Dy. Los valores de  $\langle G_{lb}N^* \rangle$  mayores que 1 obtenidos para el método CMP parecen contradecir lo expresado a partir de la inspección directa de los radargramas (figuras 5.19a y 5.19e), es decir, que la mayor parte de la reflexión de interés en la metodología CMP se había deteriorado con respecto al caso SO. Sin embargo, este resultado se explica por los valores relativamente grandes de la relación señal-ruido obtenidos alrededor del vértice de la hipérbola, que compensa los valores bajos de  $\langle G_{lb}N^* \rangle$  obtenidos para las otras partes de la misma y que produce un resultado global ligeramente mayor que 1. La Fig. 5.21b también ilustra que las curvas SEA-1Dx y SEA-2D aumentan monótonamente con  $N$ , que los resultados SEA-1Dx son bastante mejores que los resultados de los métodos CMP y SEA-1Dy, y que el método SEA-2D produce los mejores resultados entre todos los métodos.

### 5.3.2. Reflexión producida por un reflector extenso horizontal

El segundo ejemplo analizado en esta sección corresponde a la reflexión en una capa horizontal (figura 5.22). La capa consistía en una lámina de material de yeso y tenía un grosor de  $\Delta z_s = 0.01$  m. La misma fue enterrada en la caja con arena a una profundidad  $z_s = 0.27$  m y ocupó toda el área  $x - y$  de la caja (mismo sistema de coordenadas que en los ejemplos anteriores). Se colocaron 10 clavos y remaches metálicos, dispersos en todo el volumen de arena. El sistema GPR y los parámetros

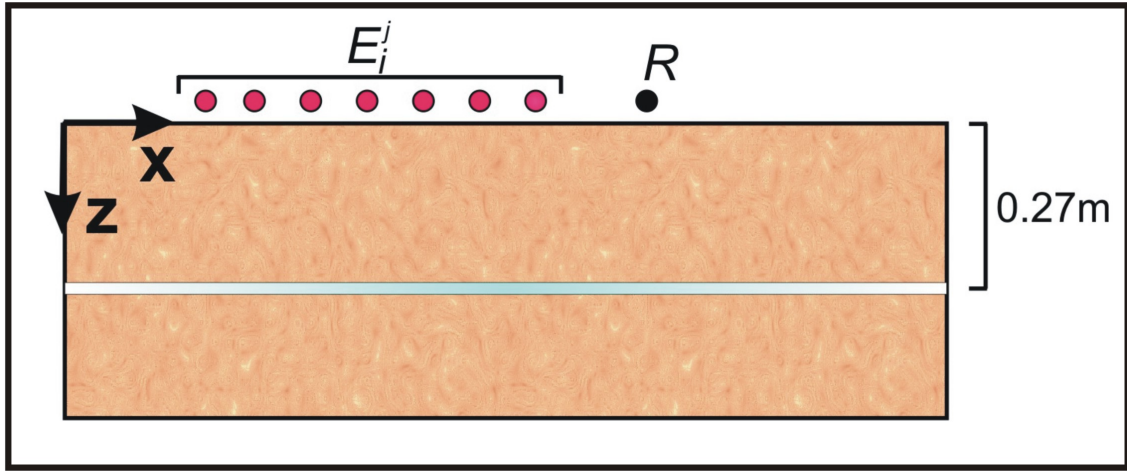


Figura 5.22: Esquema del modelo de suelo con un reflector extenso, utilizado en la segunda experiencia de laboratorio.

del arreglo utilizados en este ejemplo fueron similares a los de la experiencia anterior.

La figura 5.23 muestra las secciones de datos obtenidas aplicando las distintas metodologías: a) SO, b) SEA-2D, c) SEA-1Dx, d) SEA-1Dy y e) CMP. Como en la experiencia previa, el análisis comienza con la última figura (Fig. 5.23e). Esta figura muestra que el método CMP ha atenuado los efectos de interferencia de las reflexiones secundarias más intensas, es decir, las difracciones con vértices en  $x_{mp} \approx 0.38 \text{ m}$ ,  $t \approx 1.8 \text{ ns}$  y  $x_{mp} \approx 1.30 \text{ m}$ ,  $t \approx 1.9 \text{ ns}$ . Sin embargo, algunas discontinuidades siguen siendo visibles a lo largo de la reflexión primaria, por ejemplo, a  $x_{mp} \approx 0.56 \text{ m}$ ,  $0.68 \text{ m}$ ,  $0.86 \text{ m}$  y  $1.05 \text{ m}$ . La metodología CMP también ha mejorado la amplitud de la reflexión principal con respecto a otras señales aproximadamente horizontales a su alrededor, como algunos remanentes de las ondas directas, que ocurren para  $1.8 < t < 3.2 \text{ ns}$ , y oscilaciones posteriores a la reflexión primaria, que son visibles para  $4.6 < t < 5.5 \text{ ns}$ , aproximadamente. Las ondas directas son atenuadas por el método ya que sus señales se superponen destructivamente durante el apilamiento de trazas, ya que se propagan con una velocidad mayor que la velocidad de apilamiento. Las oscilaciones posteriores tienden a eliminarse ya que sus amplitudes son muy pequeñas o despreciables para los *offset* mayores, por lo que sus amplitudes promedio disminuyen al incluirse estos términos en la suma. El resultado SEA-1Dy (Fig. 5.23d) muestra alguna mejora con respecto a SO, en particular, en la continuidad de la parte central de la reflexión principal. El origen de esta mejora es la disminución en el tamaño del frente de ondas en la dirección  $\hat{y}$ . Las señales de difracción que interfieren con la señal de interés y las señales horizontales circundantes no son tan atenuadas en este caso como en el caso de CMP, por lo que el método SEA-1Dy presenta un resultado global inferior. El método SEA-1Dx (Fig. 5.23c) ha logrado una sección de datos con características similares a las del método

CMP, aunque con una mayor continuidad y relación señal-ruido. El mejor resultado obtenido corresponde al método SEA-2D (figura 5.23b), el que ha reducido aún más la intensidad de las difracciones que interfieren con la reflexión primaria y eliminado casi por completo las discontinuidades.

La figura 5.24 muestra los resultados SEA-2D obtenidos usando los siguientes parámetros: a)  $N = 3$ ,  $d = 0.03$  m; b)  $N = 7$ ,  $d = 0.01$  m; c)  $N = 7$ ,  $d = 0.05$  m. Los parámetros restantes son los mismos que en la figura anterior. Como ocurrió en la experiencia con el reflector pequeño, la mejora obtenida para la reflexión horizontal disminuye con  $N \rightarrow 1$  y  $d \rightarrow 0$ , mientras que permanece casi sin cambios cuando  $d$  se incrementa de 0.03 m a 0.05 m.

La figura 5.25 muestra  $\langle GlbN^* \rangle$  en función de a)  $d$ , para los métodos SEA considerados y para distintos  $N$ , y b)  $N$ , para todos los métodos analizados y  $d = 0.03$  m. Estas figuras son análogas a las Figs. 5.22a-b de la experiencia con un reflector pequeño. Se puede observar a partir de la figura 5.25a que el método SEA-1Dx ha mejorado los resultados SEA-1Dy, y que la máxima mejora corresponde al procedimiento SEA-2D. Los cocientes  $\langle GlbN^* \rangle$  promedio son 1.8 y 1.6, para 2D/1Dx y 1Dx/1Dy, respectivamente. Para valores fijos de  $N$ ,  $\langle GlbN^* \rangle$  aumenta a medida que  $d$  cambia de 0.01 m a 0.02 m, y es aproximadamente constante para valores mayores de  $d$ . Para valores fijos de  $d$ , la mejora aumenta con  $N$  (figura 5.25b). Cuando se compara la curva CMP con las curvas SEA, se observa que el primer método ha producido mejores resultados que el método SEA-1Dy y resultados similares a SEA-1Dx. El rendimiento relativamente bueno del método CMP en esta experiencia es una consecuencia de la capacidad ya mencionada para mejorar reflexiones horizontales. El mejor rendimiento del método CMP para reflectores extensos que para difractores también se puede confirmar a partir de una comparación de las Figs. 5.21 y 5.25.

Durante el análisis de los frentes de ondas SEA se ha explicado que es de esperar un aumento en la calidad de la reflexión primaria ( $\langle GlbN^* \rangle$ ) con  $N$  y  $d$ , debido a la disminución en el tamaño de los frentes de ondas. Asimismo, existen motivos para esperar que dicha calidad empiece a disminuir más allá de ciertos valores de  $N$  y  $d$ . Un primer motivo para ello es que la amplitud de las reflexiones en las secciones de datos disminuye significativamente para distancias suficientemente grandes entre las antenas, debido a los diferentes procesos de atenuación de las ondas y la directividad de los patrones de las antenas, y agregar términos muy pequeños a la suma promedio reduce la amplitud del resultado final. En términos relativos, este efecto tiene más peso para las reflexiones de interés que para las secundarias. Por otro lado, la amplitud del ruido tiende a estabilizarse para esos valores de  $N$  y  $d$ . Como resultado final, la relación señal-ruido disminuye. Otro motivo para esperar este comportamiento es que, para valores grandes de  $N$  y  $d$ , los desplazamientos temporales necesarios para ubicar las distintas trazas en fase, por lo que la Ec. 5.1 se vuelve cada vez más inadecuada y las trazas no se superponen de manera óptima.



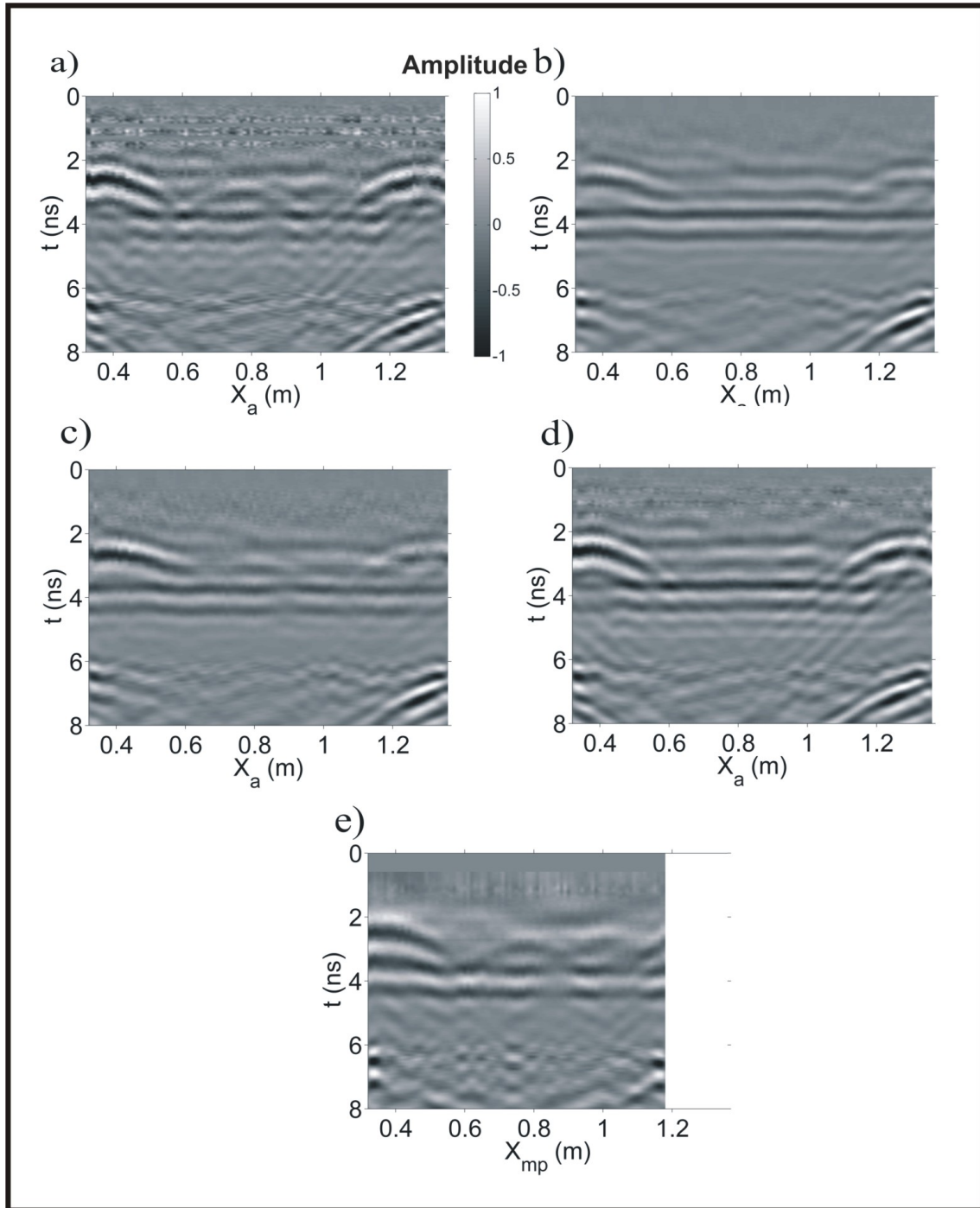


Figura 5.23: Resultados de aplicar las distintas metodologías investigadas a la reflexión producida por un reflector extenso. Radargramas a) SO, b) SEA-2D, c) SEA-1Dx, d) SEA-1Dy y e) CMP.



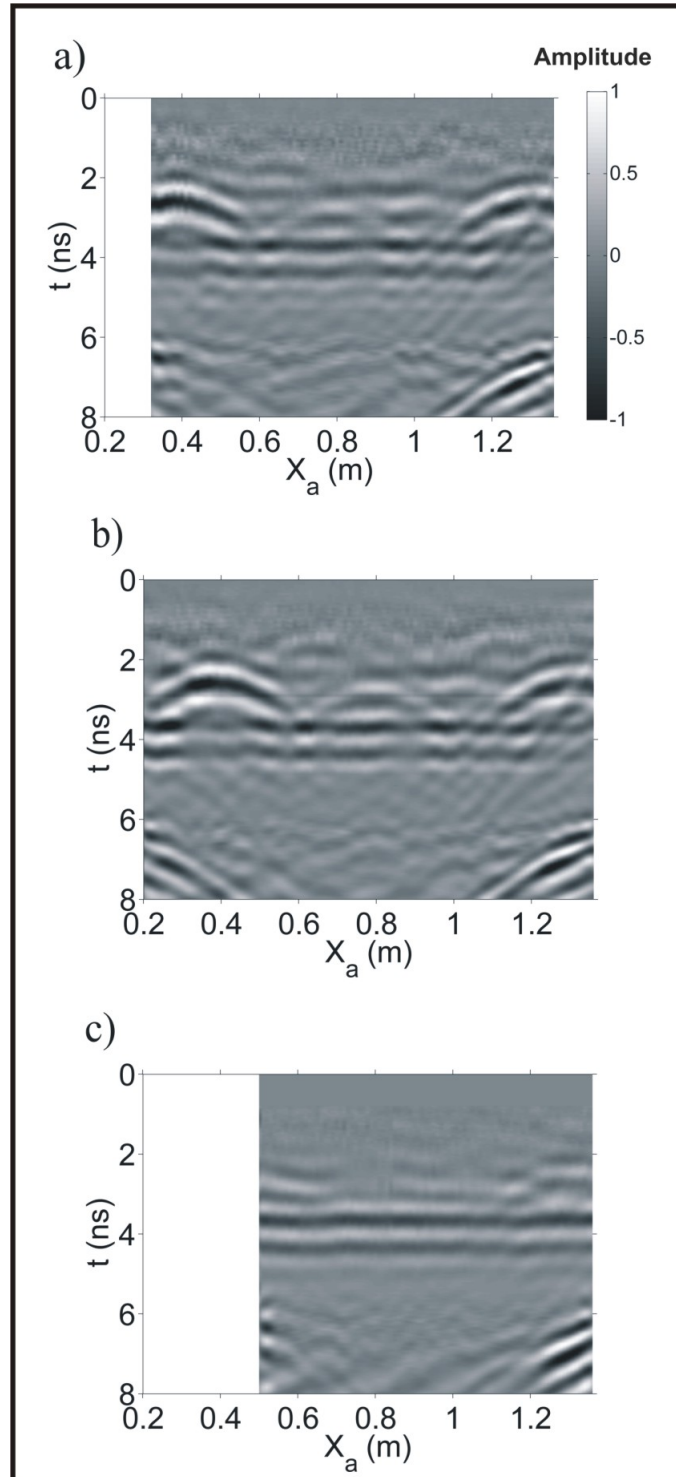


Figura 5.24: Radargramas SEA-2D, correspondientes al modelo de suelo con un reflector extenso, para, a)  $N = 3$ ,  $d = 0.03$  m, b)  $N = 7$ ,  $d = 0.01$  m y c)  $N = 7$ ,  $d = 0.05$  m.

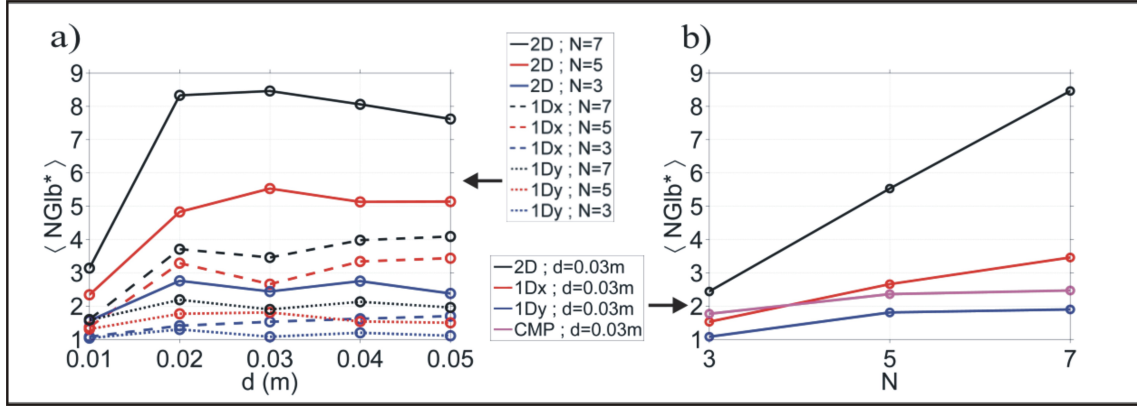


Figura 5.25:  $\langle GlbN^* \rangle$  como función de a)  $d$ , b)  $N$ , para  $d = 0.03$  m. Las curvas corresponden a la experiencia con un reflector extenso.

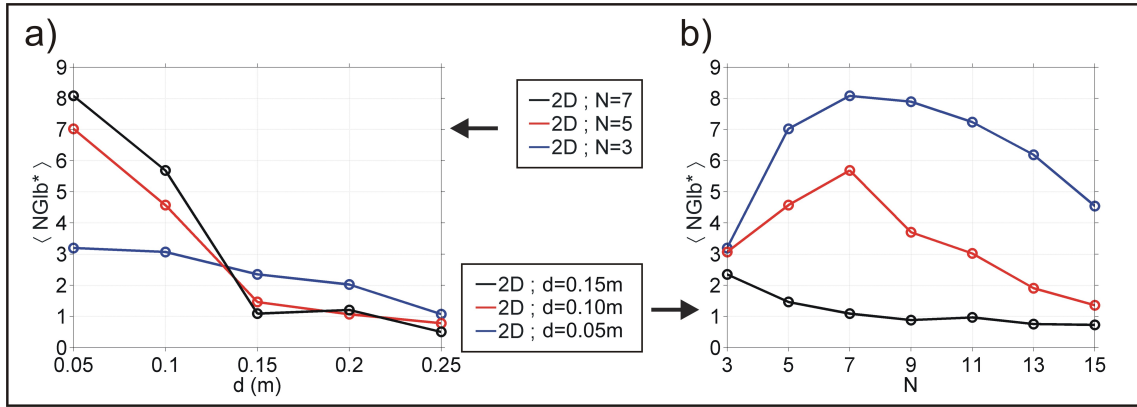


Figura 5.26:  $\langle GlbN^* \rangle$  como función de a)  $d$ , b)  $N$ . Las curvas corresponden a simulaciones basadas en un modelo de suelo con un difractor puntual de radio  $r_d = 0.05$  m. Los parámetros del suelo son  $\epsilon_{rm} = 4$ ,  $\mu_{rm} = 1$  y  $\sigma_m = 1$  mS/m y los del difractor  $\epsilon_{rd} = 5$ ,  $\mu_{rd} = 1$  y  $\sigma_d = 2$  mS/m.

Lamentablemente, el comportamiento decreciente de  $\langle GlbN^* \rangle$  para valores grandes de  $N$  y  $d$  no se pudo confirmar experimentalmente a partir de la configuración implementada, principalmente debido al tamaño relativamente pequeño del contenedor disponible. A pesar de esto, la tendencia pudo ser confirmada a partir de experiencias simuladas numéricamente, para diferentes reflectores y modelos de suelo. En la figura 5.26 y 5.27 se pueden comprobar estos comportamientos para modelos de suelo con un difractor puntual y un reflector extenso, respectivamente.

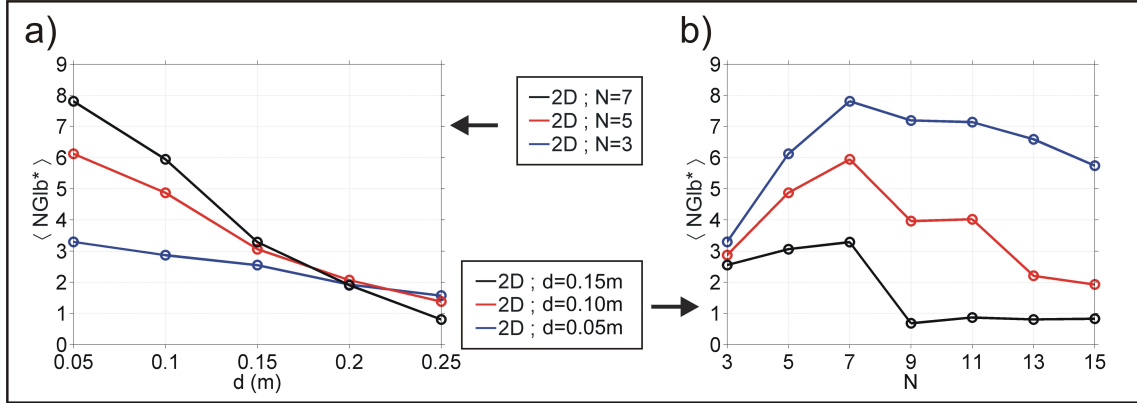


Figura 5.27:  $\langle GlbN^* \rangle$  como función de a)  $d$ , b)  $N$ . Las curvas corresponden a simulaciones basadas en un modelo de suelo con un reflector extenso. Los parámetros del suelo son  $\epsilon_{rm} = 4$ ,  $\mu_{rm} = 1$  y  $\sigma_m = 1$  mS/m y los del reflector extenso  $\epsilon_{rR} = 5$ ,  $\mu_{rR} = 1$  y  $\sigma_R = 2$  mS/m.

## 5.4. Resumen del capítulo

Se ha llevado a cabo una extensión de la metodología SEA-1D a arreglos 2D. Al principio, se discutieron brevemente los frentes de ondas SEA-1D y se analizaron sus características principales, para distintos valores de los parámetros del arreglo. Luego se analizaron los frentes de onda producidos por arreglos de emisores 2D rectangulares y homogéneos. Por razones prácticas, esta geometría es una de las que se puede implementar más fácilmente en un laboratorio y en el campo. Se estableció una ecuación para los retardos de las trazas de los dipolos del arreglo respecto de la referencia. El objetivo principal fue controlar la dirección de propagación y el ancho transversal a la línea de sondeo del frente de onda sintetizado a través de parámetros independientes y continuos, que no tuviesen limitaciones de rango, ni requiriesen redimensionar el arreglo cuando varían. Los parámetros elegidos fueron los retardos entre trazas, que fueron asumidos uniformes en ambas direcciones del arreglo, y simétricos respecto de la línea de sondeo. Todo ello simplifica considerablemente la adquisición de datos, y el posterior procedimiento de optimización. El ancho del frente de onda sintético en la dirección de la línea de sondeo se controló a través del número de dipolos y las distancias entre ellos. Estos parámetros variaron discretamente y en rangos limitados, principalmente debido a la naturaleza de  $N$ , los grandes tiempos requeridos para adquirir datos para diferentes geometrías del arreglo, el pequeño tamaño del contenedor del cual se disponía (experiencias de laboratorio) y limitaciones en el tamaño máximo de grilla (experiencias simuladas numéricamente).

Las mejoras en la continuidad y en la relación señal-ruido de las reflexiones primarias se cuantificaron a través del indicador  $GlbN$ . Se obtuvo una curva óptima ajustando una curva suave a los datos con los mayores valores de  $GlbN$ . El perfil

final SEA fue obtenido a partir de estas curvas.

Para evaluar los resultados de las distintas metodologías, se consideraron dos tipos de reflexiones: difracciones en objetos pequeños y reflexiones en interfaces extensas. Se adquirieron datos experimentales para una pequeña esfera ubicada bajo la línea de prospección y una capa angosta horizontal, respectivamente. Las características principales de los perfiles SEA-2D, SEA-1Dx, SEA-1Dy, CMP y SO fueron analizadas, y se compararon las magnitudes de la mejora producida por los distintos métodos con respecto a SO. El método SEA-1Dy condujo a una mejora relativamente pequeña de la reflexión primaria, a partir de reducir el ancho del frente de onda sintético en la dirección perpendicular a la línea de prospección. La metodología SEA-1Dx generó una mejora considerablemente mayor que la metodología SEA-1Dy, a partir de dirigir el frente de onda hacia el reflector y reducir el ancho del frente de onda en la dirección de la línea de prospección. En el caso del reflector pequeño, los resultados del método CMP fueron similares a los resultados del método SEA-1Dy, mientras que en el caso reflector extenso, los resultados CMP fueron similares a los del modelo SEA-1Dx. El mejor rendimiento del método CMP en la segunda experiencia es una consecuencia de su capacidad para mejorar las reflexiones extensas horizontales, pero no las difracciones. Por el contrario, los métodos SEA condujeron a resultados muy similares en ambas experiencias. Finalmente, el método SEA-2D superó claramente a los métodos anteriores al reducir el ancho del frente de onda en ambas direcciones horizontales, orientar el frente de onda hacia el objetivo e incrementar significativamente el número de estadística en la suma de trazas.

Se observó que seleccionar correctamente los parámetros de los desplazamientos temporales a lo largo de la línea de prospección es relevante para optimizar las reflexiones primarias a través de la metodología SEA-2D. Sin embargo, realizar esta selección con alta precisión no es necesario, ya que los resultados no se modifican significativamente por variaciones moderadas de los mismos. Entonces, el procedimiento 2D se puede implementar de manera suficientemente flexible en situaciones prácticas. Una elección adecuada del número de emisores y la distancia entre ellos también es importante para obtener resultados satisfactorios. La mejora de la reflexión primaria aumentó con  $N$ , para los valores de  $N$  considerados en las experiencias ( $N = 3, 5, 7$ ). Por otro lado, la mejora inicialmente aumentó con  $d$  ( $d \in [1-2] \text{ cm}$ ) y luego permaneció aproximadamente constante ( $d \in [2-5] \text{ cm}$ ). Para valores mayores de  $N$  y  $d$ , se espera que la mejora disminuya. Resultados similares a los mencionados han sido obtenidos a partir de datos simulados y diferentes parámetros de los reflectores primarios, secundarios, y ruido, constatándose esta última suposición.

Las metodologías SEA generalmente se aplican para mejorar las reflexiones que han sido consideradas como relevantes en un análisis previo de las secciones SO. Esto es así porque la adquisición de datos SEA requiere de más tiempo que la adquisición de datos SO, al igual que un mayor tiempo de procesamiento debido principalmente a

la optimización de la mejora *GlbN*. En este sentido, analizar frentes de onda SEA simulados numéricamente antes de adquirir los datos es útil para limitar los rangos de  $N$  y  $d$  que se considerarán en el trabajo de campo, y así reducir el tiempo de adquisición. Los datos de entrada para el procesamiento SEA no requieren más pasos de procesado que el método SO, típicamente, corrección de tiempo cero, *dewow*, eliminación de las señales directas y aplicación de ganancia. Además, este método no necesita información detallada sobre el campo de velocidades, topografía y profundidad de los reflectores, y funciona para condiciones de campo cercano y lejano, así como para velocidades de propagación variables. A estas características positivas, la versión 2D de la metodología SEA agrega una mejora de señal significativamente mayor que las versiones 1D anteriores.

# Capítulo 6

## Conclusiones

El objetivo principal de la presente Tesis ha sido desarrollar nuevos estudios sobre métodos *multi-offset* de Georadar por reflexión, y aplicaciones de los mismos. En el Capítulo 3 se presentó una metodología conjunta SO-MO para el estudio de estructuras cilíndricas con curvatura apreciable. Estas estructuras producen abundantes reflexiones múltiples en la interfaz cilindro-aire que, en las secciones de datos SO, base de la metodología estándar de prospección, no pueden ser distinguidas de las reflexiones primarias de interés. Estos múltiples tienden a ocultar a las reflexiones primarias debido a sus intensidades relativas altas. En la metodología propuesta, se adquieren datos SO y MO en modalidad de receptor común a lo largo de perfiles circulares ubicados en posiciones relevantes de la estructura. Los datos son preprocesados para eliminar el ruido, en particular, el ruido ambiental, que tiende a ser importante debido a la posición normalmente aérea de la estructura. A partir del ajuste de un conjunto de curvas teóricas realizado sobre los perfiles MO, se identifica a los múltiples en forma confiable. Esto remueve las ambigüedades de interpretación en los perfiles SO. Luego, a partir del análisis conjunto de ambos tipos de perfiles, es posible interpretar el resto de las ondas. Estas incluyen reflexiones en objetos ubicados dentro y fuera del cilindro, fluctuaciones en el material, etc. La velocidad de propagación en la estructura cilíndrica es obtenida a partir del ajuste mencionado, o de una selección de puntos realizada sobre partes bien resueltas de los múltiples y el ajuste de una curva para el tiempo de tránsito como función de la distancia teórica de propagación. La inclusión de múltiples con órdenes altos en los cálculos conduce a resultados con muy buena precisión, lo que constituye otra mejora respecto de la metodología anterior. Esto es importante para un correcto posicionamiento y enfoque durante la migración de los datos. A partir de los perfiles migrados y la representación gráfica polar de los mismos, es posible completar una interpretación pormenorizada de la composición interna de la estructura.

Esta metodología fue aplicada a la investigación del pedestal de un monumento. Los perfiles presentaron abundante ruido ambiente, el cual pudo ser eliminado a

través de un ajuste iterativo de ondas sinusoidales sobre las trazas y la posterior resta de las mismas. El ajuste de curvas teóricas sobre los perfiles MO permitió identificar múltiples hasta del quinto orden de reflexión. El análisis conjunto de los perfiles SO y MO hizo posible distinguir, con muy buena confiabilidad, reflexiones en elementos de refuerzo estructural y fluctuaciones en el material del pedestal, además de otras reflexiones producidas en partes del monumento contiguas a las investigadas. Se determinó la continuidad/discontinuidad de los elementos de refuerzo estructural a lo largo del pedestal, información relevante para el diseño de un plan de seccionamiento, desensamble y reubicación del monumento por parte de especialistas en el tema.

En el Capítulo 4, se evaluó la utilización conjunta de la metodología de prospección SEA-1Dx y el formalismo PRMS para determinar la orientación de estructuras lineales enterradas, a partir de una sola línea de prospección. El objetivo principal del estudio fue mejorar los resultados que se obtienen mediante el procedimiento SO-PRMS habitual, aprovechando la capacidad del método SEA para reducir las fluctuaciones en la señal primaria, y de ese modo incrementar la precisión en el resultado. En el procedimiento propuesto, las mejoras en la relación de señal-ruido y continuidad de la reflexión primaria producidas por el método SEA-1Dx son cuantificadas a través de un indicador global de las cuatro componentes de polarización, como función del retardo y la posición del arreglo. Sobre los máximos de la distribución del indicador, se realiza un ajuste de una curva suave que optimiza los resultados. A partir de los valores de la misma, se obtienen los radargramas SEA finales, para las cuatro polarizaciones que intervienen en el cálculo PRMS. Este procedimiento independiza el resultado SEA de subjetividades y reduce el tiempo de procesamiento respecto de la metodología previa. A continuación, se define un área representativa de la reflexión primaria en los radargramas, y luego se calculan los valores del azimut para los datos en ella, utilizando la fórmula PRMS. Estos valores son representados en un histograma, a partir del cual se calcula el promedio y desvío estándar del azimut, entre otros indicadores estadísticos del resultado.

El procedimiento propuesto fue evaluado aplicándolo al cálculo de azimut de caños enterrados. Se consideraron datos experimentales y simulados numéricamente, con distinto número de reflectores secundarios, reflectividad de los mismos, amplitud de ruido y orientaciones de la estructura. Se compararon los resultados del método SEA-1Dx-PRMS con los del método SO-PRMS y con una implementación CMP-PRMS. Los histogramas resultantes presentaron picos de ancho finito, los cuales se ubicaron cerca de los valores esperados. La altura de los picos resultó decreciente con el número de reflectores secundarios, su reflectividad y la amplitud del ruido, mientras que el ancho mostró un comportamiento opuesto. Se calcularon tres variables: la diferencia entre los valores medido y esperado, el desvío estándar de la distribución y el alto/ancho de la misma como indicadores de los resultados. Los valores que tomaron estas variables mostraron estabilidad frente a variaciones pequeñas o moderadas en la curva óptima y en el área de selección de datos para el

histograma, lo que indica que el método puede ser implementado en la práctica en forma razonablemente flexible. Las mejoras promedio del método SEA-1Dx-PRMS respecto de SO-PRMS fueron de 34 %, 12 % y 102 %, para las variables mencionadas, mientras que en el caso CMP-PRMS, de 22 %, -1 % y 9 %, respectivamente.

La metodología SEA-1Dx-PRMS permite obtener resultados más precisos y exactos que las otras metodologías analizadas. Esto es importante en relación a distintas aplicaciones de ingeniería en las cuales es necesario conocer la orientación de la estructura con exactitud, y no es posible adquirir datos según grillas 2D debido a obstáculos en la superficie del suelo. Como trabajo futuro, resulta interesante evaluar qué efectos se producen en los resultados cuando existen desviaciones respecto de los supuestos de topografía y estructura aproximadamente horizontales.

Por último, en el Capítulo 5, se extendió la metodología SEA-1D a arreglos 2D. La idea principal fue combinar las características beneficiosas de los arreglos SEA-1Dx y SEA-1Dy con el objetivo de potenciar las mejoras que produce el método SEA en la señal primaria. Paralelamente, se buscó que la adquisición de datos y el procedimiento de optimización de las mejoras SEA pudiesen ser llevados a cabo en forma suficientemente sencilla y práctica. En la metodología 2D propuesta, se define una geometría de componentes del arreglo rectangular y homogénea, e incrementos de fase entre componentes contiguas constantes, en las direcciones paralela y perpendicular a la de la línea de sondeo, respectivamente. La relación de fase entre las componentes, a su vez, es simétrica respecto de la línea de sondeo. Esta configuración de arreglo posee la cualidad de poder ser implementada fácilmente en los trabajos de campo, y permite controlar dos de las características más relevantes del frente de ondas sintético, la dirección de propagación y el ancho en la dirección transversal a la línea de sondeo, a través de parámetros independientes, que pueden tomar valores continuos, no tienen limitaciones de rango y no requieren redimensionar el arreglo cuando varían durante la optimización. El ancho del frente de ondas en el plano paralelo a la línea de sondeo es determinado por el número de componentes y distancia entre ellos en esa dirección. Por su lado, los parámetros análogos definidos en la dirección perpendicular a la línea de sondeo controlan en forma secundaria el correspondiente ancho. Estos parámetros toman valores discretos, ya que variar continuamente las distancias entre componentes en una experiencia no es viable en la práctica, y por la propia naturaleza de los números de componentes en ambas direcciones.

A partir de datos simulados numéricamente y el análisis de los frentes de onda SEA resultantes, los parámetros de la geometría del arreglo quedan limitados, antes de la adquisición de los datos, a los rangos en los cuales se espera que produzcan una menor divergencia del frente de ondas. Una vez realizada la adquisición de datos, las componentes del arreglo son desfasadas y sumadas, para cada conjunto de valores de retardos entre componentes y posición del arreglo. Por extensión del caso 1Dx, las mejoras en la continuidad y relación de señal-ruido son cuantificadas a través de un



indicador global, sobre cuyos máximos se ajusta una curva suave, como función de los retardos y la posición. A partir de esta curva, se obtiene el radargrama SEA-2D final.

Para evaluar los resultados de la metodología propuesta, se analizaron dos tipos de señales fundamentales: difracción en un objeto pequeño y reflexión en una interfase extensa. Los resultados SEA-2D fueron comparados con los de los métodos SEA-1Dx, SEA-1Dy, CMP y SO. El método SEA-2D fue el que produjo las mayores mejoras respecto de SO, al reducir los anchos del frente de ondas en ambas direcciones del arreglo, orientar el frente de ondas a lo largo de la trayectoria arreglo-reflector-receptor, e incrementar significativamente el número de estadística en el promediado de trazas. La metodología SEA-1Dx le siguió en el orden de mejoras obtenidas, en base a la reducción en el tamaño del frente de ondas y orientación del mismo a lo largo del plano de la línea de sondeo. La metodología SEA-1Dy produjo menores mejoras, a partir de la disminución en el tamaño del frente de ondas en la dirección perpendicular a la anterior. El método CMP presentó resultados similares a los de los métodos SEA-1Dy y SEA-1Dx, en los casos de reflector pequeño y extenso, respectivamente. Al comparar las mejoras que producen los métodos SEA entre sí, se obtuvieron cocientes promedios de 1.7 y 2.1, para 2D/1Dx y 1Dx/1Dy, respectivamente, en el caso del reflector pequeño, y de 1.8 y 1.6, en el caso de reflector extenso. Por último, se ha constatado que los resultados SEA-2D mejoran inicialmente con el incremento del número de componentes y la distancia entre ellos, para luego decaer para valores mayores de los mismos. En cuanto a los retardos que optimizan la mejora, se observa que no es necesaria una alta precisión en su determinación, ya que moderadas variaciones de los mismos no afectan los resultados notoriamente.

Los resultados obtenidos indican que la metodología SEA-2D logra mejoras significativas respecto de las versiones previas del método. Si bien adquirir datos 2D implica esfuerzos y tiempos relativamente mayores que en los casos 1D, las mejoras en la continuidad de la reflexión primaria y relación de señal respecto de las reflexiones secundarias y ruido que resultan pueden ser fundamentales para resolver interfaces con muy bajo contraste de permitividad o ubicadas en zonas muy fluctuantes o ruidosas, como las que a menudo ocurren en aplicaciones de Sedimentología, Arqueología e Hidrología, entre otras áreas. Asimismo, la metodología SEA-2D no requiere de pasos de preprocesado adicionales a los de las 1D, mientras que los tiempos de optimización de las mejoras en función de los parámetros del arreglo sólo aumentan ligeramente.

Una futura línea de trabajo podría centrarse en investigar los resultados de emplear geometrías del arreglo alternativas a la rectangular, con el objetivo de mejorar, aún más, las características del frente de ondas sintético. Otros temas interesantes son el uso de relaciones de fase alternativas entre las componentes del arreglo, para optimizar los resultados para un número de emisores y distancias entre ellos mayores.

Un último tema que podría ser investigado es la modificación de las amplitudes relativas entre los componentes, con el fin de compensar diferencias de amplitud debidas a las diferentes trayectorias de los frentes de onda individuales y la direccionalidad de los patrones de radiación.

## Apéndice A

# Obtención del tiempo de tránsito de señales que se reflejan en un difractor puntual ubicado dentro de una estructura cilíndrica

En este apéndice se deducirán las ecuaciones presentadas en el capítulo 2 dentro de la sección de metodologías para superficies aire-suelo cilíndricas que incluyen un difractor puntual.

Se toma el caso de un frente de ondas emitido por un transmisor T, el cual se refleja en un difractor puntual, y luego se dirige hacia el receptor (Fig. A.1). La velocidad de propagación es  $v$ . Se definen además, las coordenadas perimetrales  $u_T$ ,  $u_R$ ,  $u_d$  que indican las posiciones del transmisor, receptor, y difractor (en este caso, su proyección a la superficie aire-cilindro) respecto del sistema de coordenadas  $x - y$ . Asimismo se define un sistema de coordenadas auxiliar  $x' - y'$ , con su eje  $\hat{y}'$  coincidiendo con la posición del difractor.

La distancia total recorrida por el frente de ondas es:

$$D = d_T + d_R = vt \quad (\text{A.1})$$

donde

$$d_T = \sqrt{x_T'^2 + (y_T' - r_d)^2} \quad (\text{A.2})$$

$$d_R = \sqrt{x_R'^2 + (y_R' - r_d)^2} \quad (\text{A.3})$$

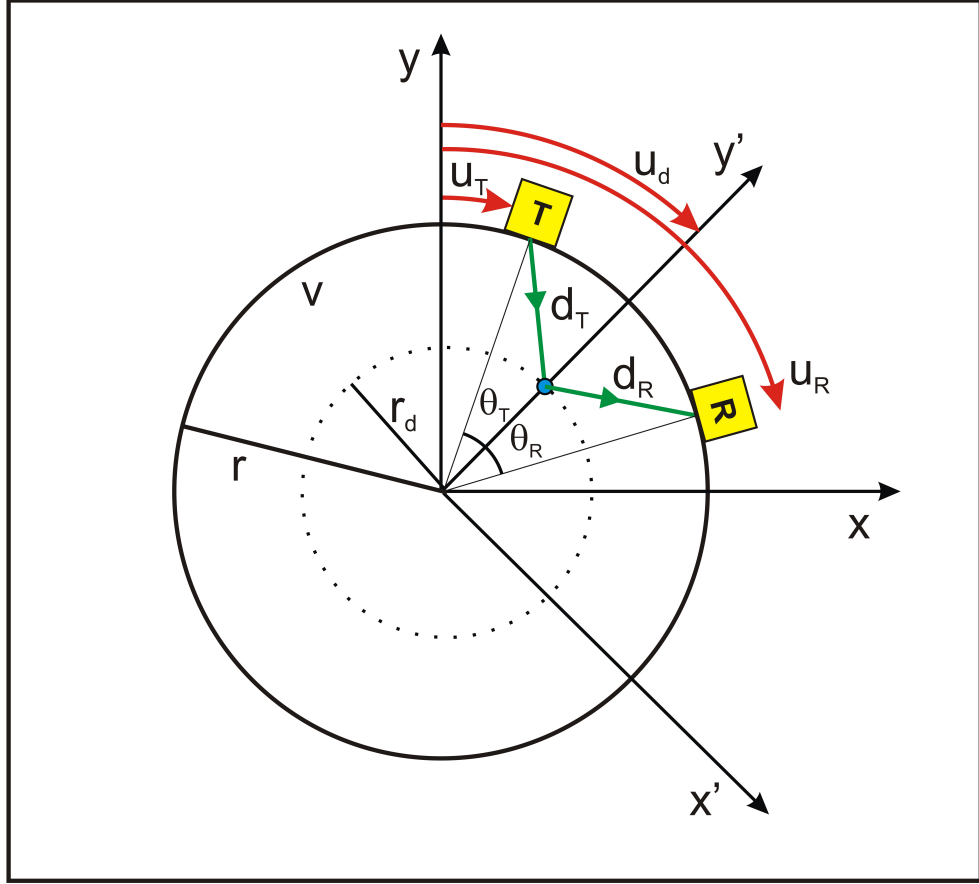


Figura A.1

Cada componente del sistema primado puede escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 x'_T &= -r \sin(\theta_T) = -r \sin\left(\frac{u_d - u_T}{r}\right) \\
 y'_T &= r \cos(\theta_T) = r \cos\left(\frac{u_d - u_T}{r}\right) \\
 x'_R &= r \sin(\theta_R) = r \sin\left(\frac{u_R - u_d}{r}\right) \\
 y'_R &= r \cos(\theta_R) = r \cos\left(\frac{u_R - u_d}{r}\right)
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

El offset entre las antenas vendrá dado por  $off = u_R - u_T$ . Se define la coordenada perimetral que representa la posición central del arreglo transmisor-emisor  $u = \frac{u_T + u_R}{2}$ , por lo tanto  $u_T = u - \frac{off}{2}$ ,  $u_R = u + \frac{off}{2}$ . Reemplazando en A.4:

$$\begin{aligned}
 x'_T &= -r \sin\left(\frac{\alpha_T}{r}\right) \\
 y'_T &= r \cos\left(\frac{\alpha_T}{r}\right) \\
 x'_R &= r \sin\left(\frac{\alpha_R}{r}\right) \\
 y'_R &= r \cos\left(\frac{\alpha_R}{r}\right)
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

donde  $\alpha_T = \frac{u - u_d - off/2}{r}$ ,  $\alpha_R = \frac{u - u_d + off/2}{r}$ , los cuales representan las posiciones angulares del transmisor y receptor medidas respecto del eje  $\hat{y}'$ . Volviendo a la Ec.

A.1:

$$\begin{aligned}
t &= \frac{1}{v} (d_T + d_R) \\
&= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{x_T'^2 + (y_T' - r_d)^2} + \sqrt{x_R'^2 + (y_R' - r_d)^2} \right] \\
&= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{r^2 \sin^2(\alpha_T) + r_d^2 - 2r_d r \cos(\alpha_T) + r^2 \cos^2(\alpha_T)} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{r^2 \sin^2(\alpha_R) + r_d^2 - 2r_d r \cos(\alpha_R) + r^2 \cos^2(\alpha_R)} \right] \tag{A.6} \\
&= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{r^2 + r_d^2 - 2r_d r \cos\left(\frac{u - u_d - \text{off}/2}{r}\right)} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{r^2 + r_d^2 - 2r_d r \cos\left(\frac{u - u_d + \text{off}/2}{r}\right)} \right]
\end{aligned}$$

Esta expresión determina el tiempo de llegada de la reflexión en función de la coordenada perimetral del arreglo  $u$ , la posición del difractor respecto al centro del cilindro  $u_d$ , el radio del cilindro  $r$  y el *offset* entre las antenas.

Cuando  $u = u_d$  el cual el tiempo de llegada es mínimo ( $t = t_0$ ). Por lo tanto, la Ec. A.6 se reduce a:

$$t_0 = \frac{2}{v} \sqrt{r^2 + r_d^2 - 2r r_d \cos\left(\frac{\text{off}}{2r}\right)} \tag{A.7}$$

despejando  $r_d$ :

$$\left(\frac{vt_o}{2}\right)^2 = r^2 \sin^2\left(\frac{\text{off}}{2r}\right) + r^2 \cos^2\left(\frac{\text{off}}{2r}\right) + r_d^2 - 2r r_d \cos\left(\frac{\text{off}}{2r}\right) \tag{A.8}$$

$$\left(\frac{vt_o}{2}\right)^2 - r^2 \sin^2\left(\frac{\text{off}}{2r}\right) = \left[r_d - r \cos\left(\frac{\text{off}}{2r}\right)\right]^2 \tag{A.9}$$

$$r_d = r \cos\left(\frac{\text{off}}{2r}\right) - \sqrt{\left(\frac{vt_o}{2}\right)^2 - \left[r \sin\left(\frac{\text{off}}{2r}\right)\right]^2} \tag{A.10}$$

Definimos la profundidad del difractor respecto a la superficie del cilindro como  $d_d = r - r_d$ . Reemplazando  $d_d$  en la Ec. A.6:

$$\begin{aligned}
t &= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{r^2 + (r - d_d)^2 - 2(r - d_d)rcos(\alpha_T)} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{r^2 + (r - d_d)^2 - 2(r - d_d)rcos(\alpha_R)} \right] \\
&= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{2r^2 - 2r^2cos(\alpha_T) + d_d^2 + 2rd_dcos(\alpha_T) - 2rd_d} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{2r^2 - 2r^2cos(\alpha_R) + d_d^2 + 2rd_dcos(\alpha_R) - 2rd_d} \right] \\
&= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{2r^2(1 - cos(\alpha_T)) - 2rd_d(1 - cos(\alpha_T)) + d_d^2} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{2r^2(1 - cos(\alpha_R)) - 2rd_d(1 - cos(\alpha_R)) + d_d^2} \right]
\end{aligned}$$

Usando que  $2\sin^2(\theta) = 1 - \cos(2\theta)$ :

$$\begin{aligned}
t &= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{(2r)^2 \sin^2\left(\frac{\alpha_T}{2}\right) - 4rd_d \sin^2\left(\frac{\alpha_T}{2}\right) + d_d^2} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{(2r)^2 \sin^2\left(\frac{\alpha_R}{2}\right) - 4rd_d \sin^2\left(\frac{\alpha_R}{2}\right) + d_d^2} \right] \\
&= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{\frac{\alpha_T^2}{\frac{\alpha_T^2}{2r}} \sin^2\left(\frac{\alpha_T}{2}\right) \left(1 - \frac{d_d}{r}\right) + d_d^2} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{\frac{\alpha_R^2}{\frac{\alpha_R^2}{2r}} \sin^2\left(\frac{\alpha_R}{2}\right) \left(1 - \frac{d_d}{r}\right) + d_d^2} \right]
\end{aligned}$$

Recordando la definición de seno cardinal:

$$\text{sinc}(\theta) = \frac{\sin(\theta)}{\theta}$$

se llega a:

$$\begin{aligned}
t &= \frac{1}{v} \left[ \sqrt{\left(u - u_d - \frac{off}{2}\right)^2 \text{sinc}^2\left(\frac{\alpha_T}{2}\right) \left(1 - \frac{d_d}{r}\right) + d_d^2} + \right. \\
&\quad \left. + \sqrt{\left(u - u_d + \frac{off}{2}\right)^2 \text{sinc}^2\left(\frac{\alpha_R}{2}\right) \left(1 - \frac{d_d}{r}\right) + d_d^2} \right] \tag{A.11}
\end{aligned}$$

donde:

$$d_d = r - r_d$$

$$= r \left[ 1 - \cos \left( \frac{off}{2r} \right) \right] + \sqrt{\left( \frac{vt_0}{2} \right)^2 - \left[ r \sin \left( \frac{off}{2r} \right) \right]^2}$$

llamando  $\beta = off/2r$ :

$$d_d = r [1 - \cos(\beta)] + \sqrt{\left( \frac{vt_0}{2} \right)^2 - [r \sin(\beta)]^2}$$

$$= 2r \sin^2(\beta/2) \left( \frac{\beta/2}{\beta/2} \right)^2 + \sqrt{\left( \frac{vt_0}{2} \right)^2 - \left[ r \sin(\beta) \frac{\beta}{\beta} \right]^2} \quad (A.12)$$

$$= \frac{off}{2} (\beta/2) \text{sinc}^2(\beta/2) + \sqrt{\left( \frac{vt_0}{2} \right)^2 - \left[ \frac{off}{2} \text{sinc}(\beta) \right]^2}$$

$$= \frac{1}{2} \left[ off(\beta/2) \text{sinc}^2(\beta/2) + \sqrt{(vt_0)^2 - off^2 \text{sinc}^2(\beta)} \right]$$

Las ecuaciones A.11 y A.12 constituyen las ecuaciones finales para el tiempo de tránsito.

A partir de las ecuaciones obtenidas para un reflector puntual se puede obtener el tiempo de viaje de las reflexiones en un núcleo cilíndrico centrado en la estructura. Para ello, se considera que la condición de tiempo mínimo vista en la sección anterior se cumple siempre, o sea que  $u = u_d$  independientemente de  $u$ . Con esta consideración, el tiempo de llegada corresponde a la Ec. A.7:

$$t = \frac{2}{v} \sqrt{r^2 + r_n^2 - 2rr_n \cos \left( \frac{off}{2r} \right)} \quad (A.13)$$

donde  $r_n$  es el radio del núcleo cilíndrico.

Por último, se comprueba que en el límite  $r, r_d \rightarrow \infty$ , es decir, cuando la superficie cilíndrica se torna plana, se recuperan la ecuación del caso plano. Esta viene dada por:

$$t = \frac{1}{v} \left[ \sqrt{\left( x - x_0 - \frac{off}{2} \right)^2 + z_0^2} + \sqrt{\left( x - x_0 + \frac{off}{2} \right)^2 + z_0^2} \right] \quad (A.14)$$

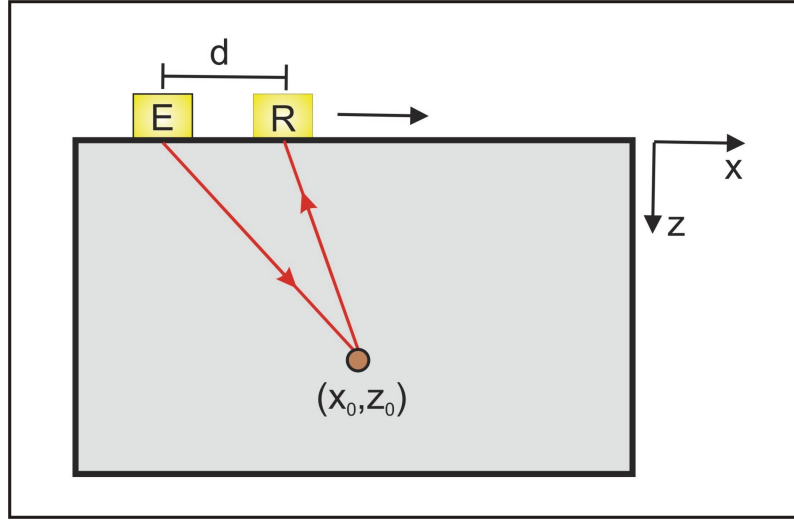


Figura A.2

donde  $(x_0, z_0)$  es la posición del difractor y  $x$  es el punto medio entre la posición del emisor y la posición del receptor (ver Fig. A.2).

Para ello, se retoma la Ec. A.11. Si se considera  $\lim_{x \rightarrow 0} \text{sinc}(x) \rightarrow 1$ ,  $\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{1}{x} \rightarrow 0$ , la ecuación se reduce a:

$$t = \frac{1}{v} \left[ \sqrt{\left(u - u_d - \frac{\text{off}}{2}\right)^2 + d_d^2} + \sqrt{\left(u - u_d + \frac{\text{off}}{2}\right)^2 + d_d^2} \right] \quad (\text{A.15})$$

Identificando  $u = x$ ,  $u_d = x_0$ ,  $d_d = z_0$ ; se recupera la Ec. A.14.



## Apéndice B

# Obtención del tiempo de viaje de los frentes de onda que se propagan entre el emisor y el receptor para una superficie cilíndrica

En este apéndice se deducen las ecuaciones utilizadas en el capítulo 3 para calcular el tiempo de viaje de los frentes de onda que se propagan entre el emisor y el receptor dentro de una superficie cilíndrica. En primer lugar, se obtendrá la expresión general para frentes con  $n$  tramos rectos ( $n - 1$  reflexiones simples) en el interior de la superficie. Por último, se hallará la ecuación para 2 tramos que incluye una sección en la cual la onda es evanescente.

### B.0.1. Frentes de onda con trayectorias compuestas de $n$ tramos rectos

Se toma el caso de un frente de onda propagándose por el interior de una superficie cilíndrica de radio  $r$  a una velocidad  $v$ . Se consideran frentes de onda cuya trayectoria cuenta con  $n$  segmentos rectos (por lo tanto  $n - 1$  reflexiones) de longitud  $d$ . Las coordenadas perimetrales se denotan con  $x_0$  y  $x$  respectivamente. Se denota  $\alpha$  al ángulo entre la dirección diametralmente opuesta y el segmento que va del centro del cilindro hasta el punto donde el frente se refleja por primera vez. Se llama  $\beta$  el ángulo entre la dirección diametralmente opuesta y el segmento que va del centro del cilindro hasta el punto donde el frente incide por última vez. En la figura B.1 se muestra una secuencia de las trayectorias de un frente al reflejarse en distintos puntos del cilindro para el caso  $n = 3$ . Se debe considerar que  $0 \leq \alpha \leq 2\pi$ . Por otro

lado,  $\beta = n\alpha$ , por lo tanto  $0 \leq \beta \leq 2n\pi$ . Esto implica que, para un dado  $n$ , habrá  $n$  frentes de onda cuya trayectoria finaliza en  $x$ .

El tiempo total de propagación del frente de ondas será:

$$t_n = \frac{nd}{v} \quad (\text{B.1})$$

Se puede encontrar una expresión para  $d$  mediante trigonometría. Observando la figura B.2 se tiene que:

$$\begin{aligned} d^2 &= r_1^2 + r_2^2 \\ &= (r \sin(\alpha))^2 + (r - r \cos(\alpha))^2 \\ &= r^2 \sin^2(\alpha) + r^2 - 2r^2 \cos(\alpha) + r^2 \cos^2(\alpha) \\ &= 2r^2 (1 - \cos(\alpha)) \\ &= 2r^2 (1 - \cos(\beta/n)) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Por lo tanto:

$$d = \sqrt{2}r \sqrt{1 - \cos(\beta/n)} \quad (\text{B.3})$$

Reemplazando en la ecuación B.1:

$$t_n = \frac{n\sqrt{2}r}{v} \sqrt{1 - \cos(\beta/n)} \quad (\text{B.4})$$

Por último, se puede introducir un nuevo subíndice para dar cuenta del rayo que está incidiendo haciendo el cambio  $\beta \rightarrow 2\pi(k-1) + \phi$  con  $1 \leq k \leq n$ ,  $0 \leq \phi \leq 2\pi$ . Entonces se llega a:

$$t_n = \frac{n\sqrt{2}r}{v} \sqrt{1 - \cos\left(\frac{2\pi(k-1) + \frac{\phi}{r}}{n}\right)} \quad (\text{B.5})$$

donde se usó  $\phi = \frac{x}{r}$ .

### **B.0.2. Frentes de onda compuestos por 2 tramos rectos y sección evanescente**

Ahora se considera el caso de un frente propagándose en el interior del cilindro que incide sobre la superficie de separación aire-cilindro con el ángulo crítico de reflexión interna total dado por la ley de Snell. Este frente se propaga sobre la superficie de separación para luego volver al interior del cilindro.

El tiempo total del trayecto del rayo será:

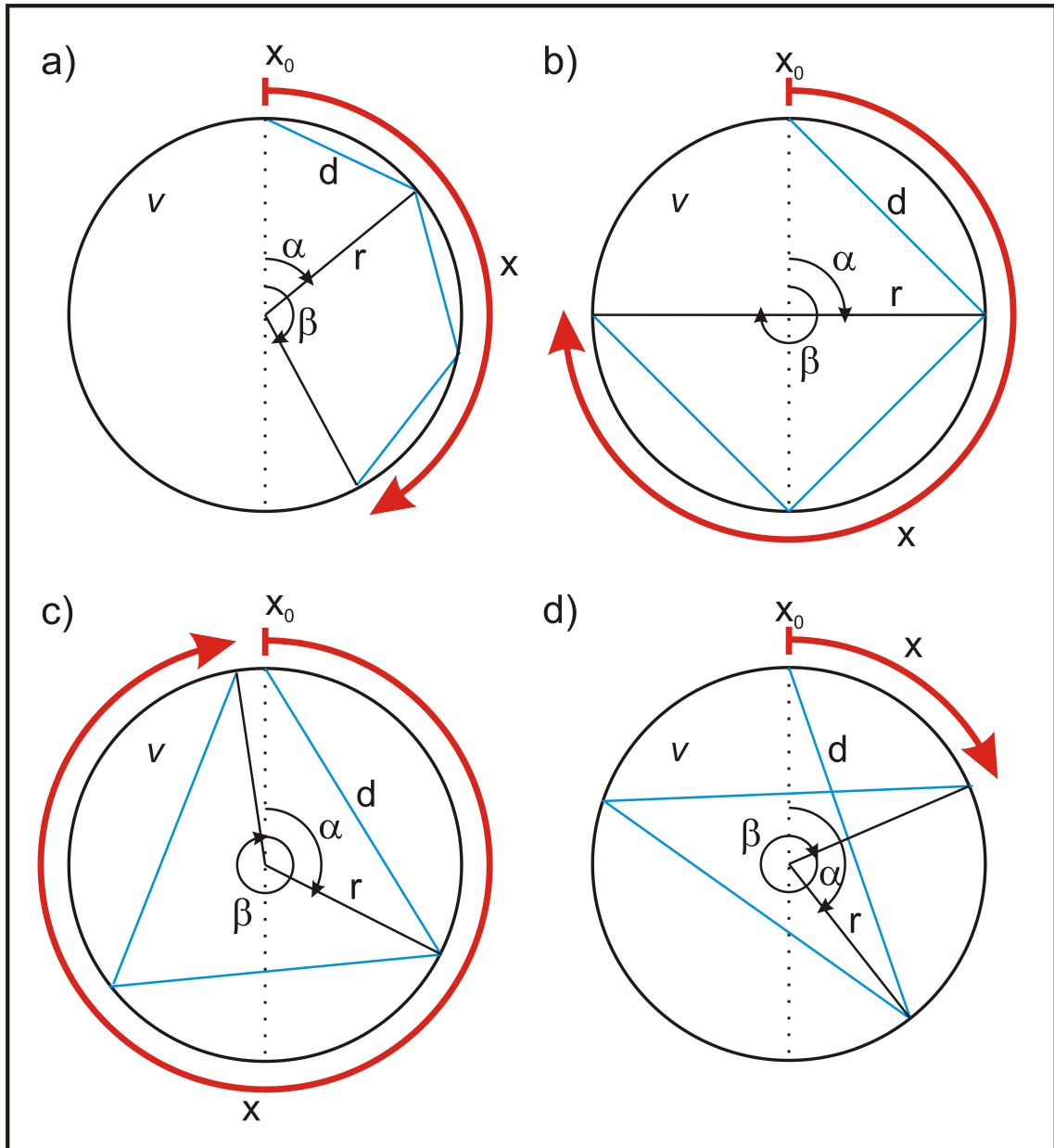


Figura B.1

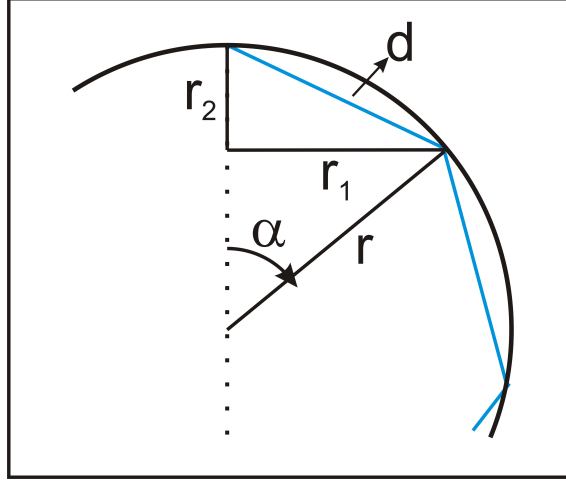


Figura B.2

$$t^e = \frac{2d}{v} + \frac{d^e}{c} \quad (\text{B.6})$$

donde  $d$  es la distancia recorrida por el frente dentro del cilindro,  $d^e$  es la distancia recorrida en la sección evanescente,  $v$  es la velocidad de propagación dentro del cilindro y  $c$  es la velocidad de la luz (a esta velocidad se propaga el rayo cuando es evanescente).

Para empezar se considera el caso donde el punto de emisión del frente coincide con el punto de llegada (fig. B.3). Por un lado se tiene:

$$d = 2r \cos(\theta_c) \quad (\text{B.7})$$

Por otro lado:

$$p' = 2r\theta_c \quad (\text{B.8})$$

$$p'' = \pi r - p' = r(\pi - 2\theta_c) \quad (\text{B.9})$$

Considerando el caso general que se puede observar en la figura B.4 se tiene que:

$$\begin{aligned} x + 2p'' + d^e &= 2\pi r \\ d^e &= 2\pi r - 2p'' - x \\ &= 2\pi r - 2r(\pi - 2\theta_c) - x \\ &= 4r\theta_c - x \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

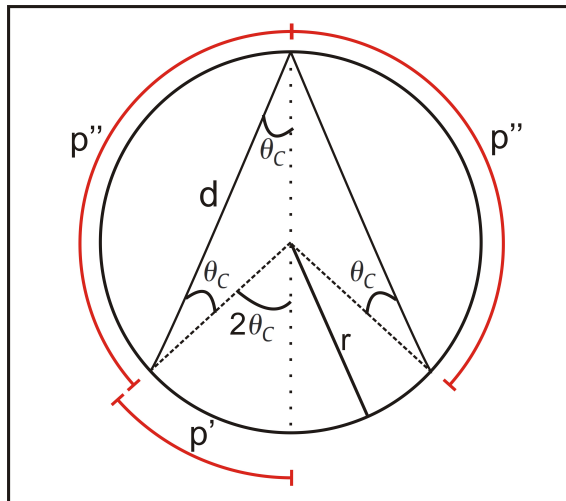


Figura B.3

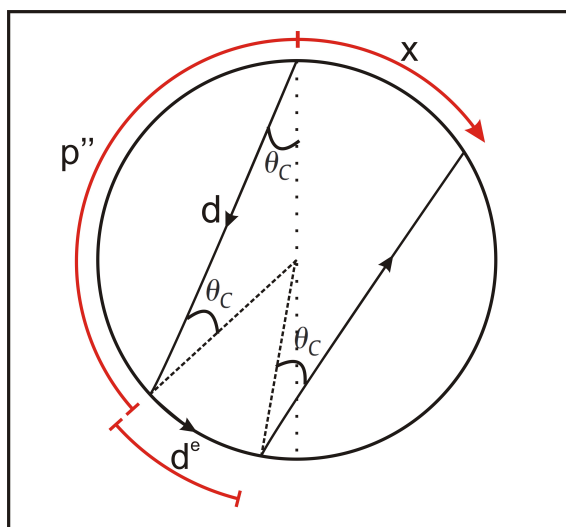


Figura B.4

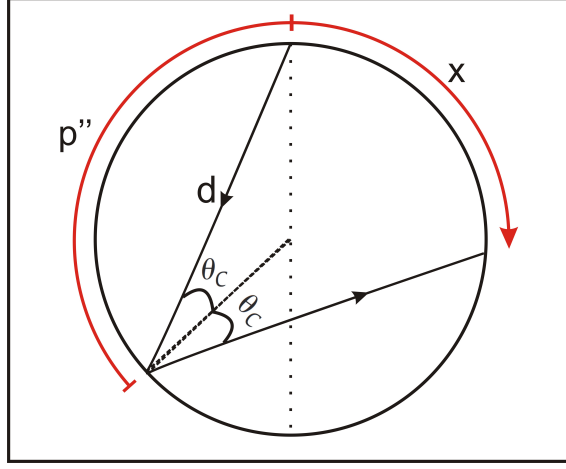


Figura B.5

El valor máximo que puede tomar  $x$  será cuando  $d^e = 0$  (Fig. B.5). En ese caso  $x = 4r\theta_c$ . Trabajando sobre la ecuación B.6:

$$\begin{aligned} t^e &= \frac{2d}{v} + \frac{d^e}{c} \\ &= \frac{4r\cos(\theta_c)}{v} + \frac{4r\theta_c - x}{c} \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

donde  $0 \leq x \leq 4r\theta_c$ .

Se considera ahora la situación que se observa en la figura B.6. En ésta, los dos tramos rectos de los trayectos del frente de onda se cruzan.

Se tiene que:

$$d^e + 2p'' - x = 2\pi r$$

por lo tanto,

$$d^e = 4r\theta_c + x \quad (\text{B.12})$$

y la ecuación B.6 resulta:

$$t^e = \frac{4r\cos(\theta_c)}{v} + \frac{4r\theta_c + x}{c} \quad (\text{B.13})$$

donde  $0 \leq x \leq 2\pi - 4r\theta_c$ .

Hasta aquí se ha considerado al frente de onda que incide con ángulo  $\theta_c$  sobre el semicírculo izquierdo del cilindro. Pero por simetría, habrá también un frente que incida con ángulo  $\theta_c$  sobre el semicírculo derecho.

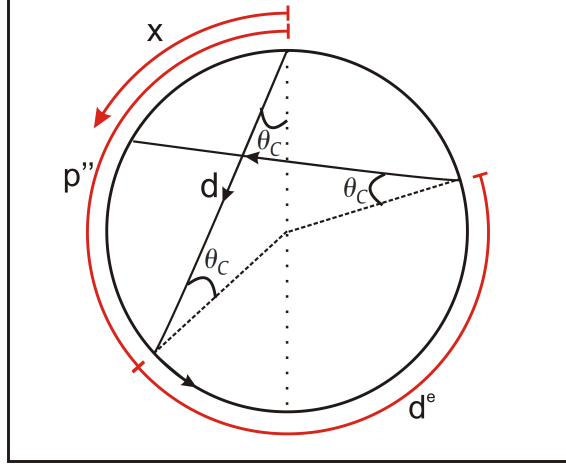


Figura B.6

Se pueden obtener expresiones análogas a las ya obtenidas mediante un formalismo equivalente o utilizar las expresiones B.11 y B.13 con el cambio  $x \rightarrow 2\pi - x$ :

$$t^e = \frac{4r \cos(\theta_c)}{v} + \frac{4r\theta_c - 2\pi + x}{c} \quad (\text{B.14})$$

donde  $2\pi - 4r\theta_c \leq x \leq 2\pi$ .

$$t^e = \frac{4r \cos(\theta_c)}{v} + \frac{4r\theta_c + 2\pi - x}{c} \quad (\text{B.15})$$

donde  $4r\theta_c \leq x \leq 2\pi$ .

Resumiendo:

$$t_{2,l}^e = \frac{4r \cos(\theta_c)}{v} + \frac{4r\theta_c + p_l}{c} \quad (\text{B.16})$$

con  $1 \leq l \leq 4$  y

$$\begin{array}{ll} p_1 = (2\pi r - x), & 4r\theta_c \leq x \leq 2\pi \\ p_2 = x, & 0 \leq x \leq 2\pi - 4r\theta_c \\ p_3 = -(2\pi - x), & 2\pi - 4r\theta_c \leq x \leq 2\pi \\ p_4 = -x, & 0 \leq x \leq 4r\theta_c \end{array}$$

# Agradecimientos

A lo largo de todos estos años, varias personas han sido importantes para la culminación de esta Tesis.

Quiero destacar principalmente a Néstor, por haberme dirigido a lo largo de todos estos años con suma dedicación e interés por mi progreso.

A todas las personas que forman el Grupo de Geofísica Aplicada y Ambiental, por los buenos momentos compartidos, en especial a los han sido compañeros de oficina conmigo durante estos años.

Por último, a mi familia, por acompañarme siempre.

A todos ellos,

MUCHAS GRACIAS!!!



# Bibliografía

- [1] Persico, R., 2014. Introduction to Ground Penetrating Radar: Inverse Scattering and Data Processing. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey.
- [2] Lang, J., Sievers J., Loewer M., Igel J., and Winsemann J., 2017. 3D architecture of cyclic-step and antidune deposits in glacial subaqueous fan and delta settings: Integrating outcrop and ground-penetrating radar data. *Sedimentary Geology*, 362, 83-100.
- [3] Rey, J., Martínez, J., Mediavilla, R., Santisteban J. I., Castaño, S., and de la Losa, A., 2017. Geophysical characterization of stratigraphical surfaces: Basin floor and sedimentological architectural elements of Las Tablas de Daimiel (Quaternary of southern-central Spain). *Journal of Applied Geophysics*, 136, 387-399.
- [4] Buynevich, I. V., Savarese, M., Curran, H. A., Bitinas, A., Glumac, B., Pupienis, D., Kopcznski, K., Dobrotin, N., Gnivecki, P., Park Boush, L., and Damusytė, A., 2017. Sand incursion into temperate (Lithuania) and tropical (the Bahamas) maritime vegetation: Georadar visualization of target-rich aeolian lithosomes. *Estuarine, Coastal and Shelf Science*, 195, 69-75.
- [5] Nath, R. R., Kumar, G., Sharma M. L., and Gupta S. C., 2018. Estimation of bedrock depth for a part of Garhwal Himalayas using two different geophysical techniques. *Geoscience Letters*, Official Journal of the Asia Oceania Geosciences Society (AOGS), 2018, 5-9.
- [6] Schneidhofer, P., Nau, E., McGraw, J. L., Tønning, C., Draganits, E., Gustavsen, L., Trinks, I., Filzwieser, R., Aldrian, L., Gansum, T., Bill, J., Neubauer, W., and Paasche, K., 2017. Geoarchaeological evaluation of ground penetrating radar and magnetometry surveys at the Iron Age burial mound Rom in Norway. *Archaeological Prospection*, 24, 4, 425-443.

- [7] Piro, S., Haynes, I., Liverani, P., and Zamuner, D., 2017. GPR investigation to map the subsoil of the St. John Lateran Basilica (Rome, Italy). *Bollettino di Geofisica Teorica ed Applicata*, 58, 4, 431-444.
- [8] Di Giacomo, G., De Giorgi, L., Ditaranto, I., Leucci, G., Miccoli, I., and Scardozzi, G., 2018. The Medieval cave village of Casalrotto (Mottola, Apulia): New data on the settlement and its necropolis from archaeological and geophysical measurements. *Measurement*, 128, 96-103.
- [9] Burds, L. T., Beck, J. D., Maitaitis, R. J., Jol, H. M., Freund, R. A., McClymont, A. F., and Bauman, P., 2018. Holocaust Archaeology: Using Ground Penetrating Radar to Locate a Jewish Mass Grave in Kaunas, Lithuania. Conference: 2018 17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR).
- [10] Ahmed, M. U., and Tarefder, R. A., 2017. Incorporation of GPR and FWD into pavement Mechanistic-Empirical design. *Construction and Building Materials*, 154, 1272-1282.
- [11] Dinh, K., Gucunski, N., Kim, J., and Duong, T., 2017. Method for attenuation assessment of GPR data from concrete bridge decks. *NDT and E International*, 92, 50-58.
- [12] Ma, X., Liu, H., Wang, M. L., and Birken, R., 2018. Automatic detection of steel rebar in bridge decks from ground penetrating radar data. *Journal of Applied Geophysics*, 158, 93-102.
- [13] Agred, K., Klysz, G., and Balayssac, J., 2018. Location of reinforcement and moisture assessment in reinforced concrete with a double receiver GPR antenna. *Construction and Building Materials*, 188, 1119-1127.
- [14] Rossi, M., Manoli, M., Pasetto, D., Deiana, R., Ferraris, S., Strobbia, C., Putti, M., and Cassiani, G., 2015. Coupled inverse modeling of a controlled irrigation experiment using multiple hydro-geophysical data. *Advances in Water Resources*, 82, 150-165.
- [15] Maury, S., Tiwari, R. K., and Balaji, S., 2016. Joint application of satellite remote sensing, ground penetrating radar (GPR) and resistivity techniques for targeting ground water in fractured Ophiolites of South Andaman Island, India. *Environmental Earth Sciences*, 75:237.
- [16] Angermann, L., Jackisch, C., Allroggen, N., Sprenger, M., Zehe, E., Tronicke, J., Weiler, M., and Blume, T., 2017. Form and function in hillslope hydrology: characterization of subsurface flow based on response observations. *Hydrology and Earth System Sciences*, 21, 3727-3748.

- [17] Kowalczyk, S., Lejzerowicz, A., and Kowalczyk, B., 2018. Groundwater table level changes based on ground penetrating radar images: a case study. 17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR). June 18-21, 2018, Rapperswil, Switzerland.
- [18] Hermozilha, H., Grangeia, C., Senos Matias, M, 2010. An integrated 3D constant offset GPR and resistivity survey on a sealed landfill — Ilhavo, NW Portugal. *Journal of Applied Geophysics*, 70, 58–71.
- [19] Bonomo, N., Osella, A., Ratto, N., 2013. GPR investigations at an Inca-Spanish site in Argentina. *Near Surface Geophysics*, 2013, 11, 449-456.
- [20] Saey, T. Delefortrie, S., Verdonck, L., De Smedt, P. and Van Meirvenne, M., 2014. Integrating EMI and GPR data to enhance the three-dimensional reconstruction of a circular ditch system. *Journal of Applied Geophysics*, 101, 42–50.
- [21] Okazaki, H., Kwak, Y. and Tamura, T., 2015. Depositional and erosional architectures of gravelly braid bar formed by a flood in the Abe River, central Japan, inferred from a three-dimensional ground-penetrating radar análisis. *Sedimentary Geology*, 324, 32–46.
- [22] 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.
- [23] Radzevicius, S., Chen, C., Peters Jr., L., and Danielsc, J., 2003. Nearfield dipole radiation dynamics through FDTD modeling. *Journal of Applied Geophysics*, 52, 75-91.
- [24] Rashed, M., Kawamura, D., Nemoto, H., Miyata, T., and Nakagawa, K., 2003. Ground penetrating radar investigations across the Uemachi fault, Osaka, Japan. *Journal of Applied Geophysics*, 53, 63-75.
- [25] 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.
- [26] De Domenico, D., Teramo, A., and Campo, D., 2013. GPR surveys for the characterization of foundation plinths within a seismic vulnerability analysis. *Journal of Geophysics and Engineering*, 10-3.
- [27] Ortyl, L., Karczewski, E., Mazurkiewicz, E., 2017. Impotance of selecting parameters of Georadar profiles in karst area. *International Multidisciplinary Scientific GeoConference Surveying Geology and Mining Ecology Management, SGEM 17(14)*, pp. 173-180.

- [28] Baker G. S., 1998. Applying AVO analysis to GPR data. *Geophysical Research Letters*, 25, 397-400.
- [29] Jordan, T., Baker, G., Henn, K., and 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.
- [30] Babcock E. L., and Bradford, J., 2013. Detecting subsurface contamination using ground penetrating radar and amplitude variation with offset analysis. 7th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar, 1-5.
- [31] Forte E., and Pipan, M., 2017. Review of multi-offset GPR applications: Data acquisition, processing and analysis. *Signal Processing*, 132, 210-220.
- [32] 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.
- [33] Kana, A. A., West, L. J., and Clark, R. A., 2013. Fracture aperture and fill characterization in a limestone quarry using GPR thin-layer AVA analysis. *Near Surface Geophysics*, 11-3, 293-305.
- [34] 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.
- [35] 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.
- [36] Deparis, J., Garambois, S., and Hantz, D., 2007. On the potential of Ground Penetrating Radar to help rock fall hazard assessment: A case study of a limestone slab, Gorges de la Bourne (French Alps). *Engineering Geology* 94, 89-102
- [37] Steelman, C. M., and Endres, A. L., 2012. Assessing vertical soil moisture dynamics using multi-frequency GPR common-midpoint soundings. *Journal of Hydrology*, 436-437, 51-66.
- [38] Monnier, S., and Kinnard, C., 2013. Internal structure and composition of a rock glacier in the Andes (upper Choapa valley, Chile) using borehole information and ground-penetrating radar. *Annals of Glaciology* 54 (64).

- [39] Monnier, S., and Kinnard, C., 2015. Geomorphology, internal structure, and successive development of a glacier foreland in the semiarid Chilean Andes (Cerro Tapado, upper Elqui Valley, 30°08' S., 69°55' W.) — Reply to Discussion by D.C. Nobes. *Geomorphology* 250, 461-463.
- [40] Aziz, A. S., Stewart, R. R., Green, S. L., and Flores, J. B., 2016. Locating and characterizing burials using 3D ground-penetrating radar (GPR) and terrestrial laser scanning (TLS) at the historic Mueschke Cemetery, Houston, Texas. *Journal of Archaeological Science: Reports*, 8, 392-405.
- [41] Cedrina, L., Bonomo, N., and Osella, A., 2010. An application of the synthetic emitter-array method to improve GPR signals. *J. Appl. Geophys.* 70, 237–244.
- [42] Lutz, P., and Perroud, H., 2006. Phased-array transmitters for GPR surveys. *Journal of Geophysics and Engineering* 3, 35–42.
- [43] Stoffa, P., Sen, M., Seifoullaev, R., Pestana, R. and Fokkema, J., 2006. Plane-wave depth migration. *Geophysics*, 71, S261-S272.
- [44] Shan, G., and Biondi, B., 2008. Plane-wave migration in tilted coordinates. *Geophysics* 73, S185–S194.
- [45] Vignoli, G., Gervasio, I., Brancatelli, G., Boaga, J., Della Vedova, B., and Cassiani, G., 2016. Frequency-dependent multi-offset phase analysis of surface waves: an example of high-resolution characterization of a riparian aquifer. *Geophysical Prospecting*, 2016, 64, 102–111.
- [46] Liu, W., and Wang, Y., 2018. Multicomponent prestack joint AVO inversion based on exact Zoeppritz equation. *Journal of Applied Geophysics*, 159, 69-82.
- [47] Wang, W., 2007. Approach of adaptive synchronization for bistatic SAR real-time imaging. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing* 45, 2695–2700.
- [48] 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.
- [49] Yang, J., Jin, T., Huang, X., Thompson, J., and Zhou, Z., 2014. Sparse MIMO array forward-looking GPR imaging based on compressed sensing in clutter environment. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 52 (7), 6646308, pp. 4480-4494.

- [50] Cedrina, L., Bonomo, N., and Osella, A., 2011. GPR-signal improvement using a synthetic emitter array. *J. Appl. Geophys.* 74, 123–130.
- [51] Nuzzo, L., and Quarta, T., 2012. GPR prospecting of cylindrical structures in cultural heritage applications: a review of geometric issues. *Near Surf. Geophys.* 10, 17–34.
- [52] Villela, A., and Romo, J., 2013. Invariant properties and rotation transformations of the GPR scattering matrix. *J. Appl. Geophys.* 90, 71–81.
- [53] Balanis, C., 1989. *Advanced Engineering Electromagnetics*, Wiley, New York.
- [54] Annan A., 2002. “Ground Penetrating Radar Workshop Notes”. Manual de Sensor and Software Inc., Canada, 9-188.
- [55] Stratton, J. A., 1941, *Electromagnetic Theory*, McGraw-Hill, New York and London.
- [56] Jol, H. (Editor), 2008, *Ground Penetrating Radar: Theory and Applications*, Elsevier, The Netherlands.
- [57] Ana Osella y José Luis Lanata (Compiladores), 2006, *Arqueogeofísica, Una metodología interdisciplinaria para explorar el pasado*, Fundación de Historia Natural - Universidad Maimónides, Bs. As.
- [58] Alani, A., Aboutaleb, M., and Kilic, G., 2013. Applications of ground penetrating radar (GPR) in bridge deck monitoring and assessment. *J. Appl. Geophys.* 97, 45–54.
- [59] Benedetto, A., 2013. A three dimensional approach for tracking cracks in bridges using GPR. *J. Appl. Geophys.* 97, 37–44.
- [60] Catapano, I., Di Napoli, R., Soldovieri, F., Bavusi, M., Loperte, A., and Dumoulin, J., 2012. Structural monitoring via microwave tomography-enhanced GPR: the Montagnole test site. *J. Geophys. Eng.* 9, S100–S107. <http://dx.doi.org/10.1088/1742-2132/9/4/S100>.
- [61] Stryk, J., Matula, R., and Pospisil, K., 2013. Possibilities of ground penetrating radar usage within acceptance tests of rigid pavements. *J. Appl. Geophys.* 97, 11–26.
- [62] Radzevicius, S.J., Clark, B.T., Herbst, D., and Webster, T.T., 2004. Imaging columns with GPR. *Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar*, GPR 2004 1, 387–390.

- [63] Pyakurel, S., and Halabe, U., 2013. 2D and 3D imaging of concrete fiber reinforced polymer composite wrapped cylindrical columns using ground penetrating radar. *Mater. Eval.* 71 (1), 73–82.
- [64] Bonomo, N., Bullo, D., Villela, A., and Osella, A., 2015. Ground-penetrating radar investigation of the cylindrical pedestal of a monument. *J. Appl. Geophys.* 113, 1–13.
- [65] Masini, N., Persico, R., Rizzo, E., Calia, A., Giannotta, M.T., Quarta, G., and Pagliuca, A., 2010. Integrated techniques for analysis and monitoring of historical monuments: the case of San Giovanni al Sepolcro in Brindisi, southern Italy. *Near Surf. Geophys.* 8, 423–432.
- [66] Nicolotti, G., Socco, L.V., Martinis, R., Godio, A., and Sambuelli, L., 2003. Application and comparison of three tomographic techniques for detection decay in trees. *J. Arboric.* 29, 66–78.
- [67] Ana Osella y José Luis Lanata (Compiladores), 2006, *Arqueogeofísica, Una metodología interdisciplinaria para explorar el pasado*, Fundación de Historia Natural - Universidad Maimónides, Bs. As.
- [68] Bullo, D., Villela, A., and Bonomo, N., 2016. Azimuth calculation for buried pipelines using a synthetic array of emitters, a single survey line and scattering matrix formalism. *J. Appl. Geophys.* 134, 253–266.
- [69] Alford, R., 1986. Shear data in the presence of azimuthal anisotropy. 56th Annual International Meeting, Society of Exploration Geophysics, Expanded Abstract, 476–479.
- [70] Chen, C., Higgings, B., O'Neill, K., and Detsch, R., 2001. Ultrawide-bandwidth fully-polarimetric ground penetrating radar classification of subsurface unexploded ordnance. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* 39, 1221–1230.
- [71] Sassen, D., and Everett, M., 2009. 3D polarimetric GPR coherency attributes and fullwaveform inversion of transmission data for characterizing fractured rock. *Geophysics*, 74, J23–J34.
- [72] Van Gestel, J.P., and Stoffa, P.L., 2001. Application of Alford rotation to ground-penetrating radar data. *Geophysics* 66, 1781–1792.
- [73] Seol, S.J., Kim, J.-H., Song, Y., and Chung, S.-H., 2001. Finding the strike direction of fractures using GPR. *Geophys. Prospect.* 49, 300–308.

- [74] Capizzi, P., and Cosentino, P.L., 2008. GPR multi-component data analysis. *Near Surf. Geophys.* 6, 87–95.
- [75] Yilmaz, O., 2001, *Seismic data analysis*. Society of Exploration Geophysics, Tulsa, OK 74170-2740, USA.
- [76] Fisher, E., McMechan, G., and Annan, P., 1992. Acquisition and processing of wide-aperture ground-penetrating radar data. *Geophysics* 57, 495–504.
- [77] Jol, H., 2009. *Ground Penetrating Radar Theory and Applications*. Elsevier, Amsterdam (539 pp.).
- [78] Bullo, D., and Bonomo, N., 2018. 2D Synthetic Emitter Array methodology for improving GPR reflections. *J. Appl. Geophys.* 159, 285–293.