

SISTEMA DE DETECCIÓN DE INCLUSIONES EN EL SUELO MEDIANTE ECOGRAFÍA SÍSMICA ACÚSTICA

Tesis Doctoral

por

Germán A. Rodrigo Molina

En requerimiento para obtener el título de Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Carrera del Doctorado En Ciencias de La Ingeniería



Agosto de 2010

**SISTEMA DE DETECCIÓN DE INCLUSIONES
EN EL SUELO MEDIANTE ECOGRAFÍA
SÍSMICA – ACÚSTICA**

por

Germán A. Rodrigo Molina

Director: Dr. Ing. Víctor Alejandro Rinaldi

Asesores: Dr. Ing. Juan José Clariá
Ing. Ricardo Taborda

Esta Tesis fue presentada en la Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales de la Universidad Nacional de Córdoba, para cumplimentar los requerimientos de obtención del grado de académico de Doctor en Ciencias de la Ingeniería.

Córdoba, Agosto de 2010



Doctorado en Ciencias de la Ingeniería
Escuela de Cuarto Nivel Académico
Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales
Universidad Nacional de Córdoba
República Argentina
Avda. Vélez Sarsfield 1601 – Tel. 54 351 4333075 - 5000 Córdoba

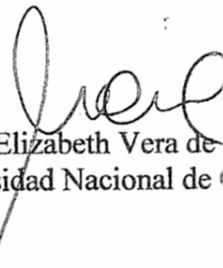
Acta Tribunal de Tesis de Doctorado

En la Ciudad de Córdoba a los 03 días del mes de Agosto de 2010 se reúne el Tribunal de Tesis del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería, del Ing. Germán Alcides Rodrigo Molina, cuya tesis se denomina “Sistema de detección de inclusiones en el suelo mediante ecografía sísmica-acústica”. El tribunal, integrado por el Dr. Carlos Santamarina, la Dra. Elizabeth Vera de Payer y el Dr. Federico Pinto, después de haber analizado la tesis durante el período previo a su defensa y de presenciar su exposición oral, acuerda por unanimidad calificar la Tesis como:

APROBADA

A los efectos de dejar constancia se firma la presente acta.


Dr. Carlos Santamarina
Georgia Tech USA - UNC


Dra. Elizabeth Vera de Payer
Universidad Nacional de Córdoba


Dr. Federico Pinto
Universidad Nacional de Córdoba

“Cuando te inspira un objetivo importante, un proyecto extraordinario, todos tus pensamientos rompen sus ataduras: tu mente supera los límites, tu conciencia se expande en todas direcciones y tú te ves en un mundo nuevo y maravilloso. Las fuerzas, facultades y talentos ocultos cobran vida, y descubres que eres una persona mejor de lo que habías soñado ser” ...

Patanjali

*Desde lo más profundo de mí ser,
A mi esposa Elisa y nuestro Bebé,
y a la familia del alma.*

AGRADECIMIENTOS

Quisiera poder tener las precisas palabras de agradecimiento a todas aquellas personas e instituciones que han sido partícipe para el desarrollo de este trabajo, desde lo intelectual, lo moral, lo económico y afectivo. Sin vuestro apoyo hubiera resultado imposible cumplir con este objetivo.

En primer lugar quiero agradecer a mi Director Dr. Ing. Víctor Rinaldi, entre muchas otras cosas, por darme la posibilidad de realizar este trabajo, por su invaluable asistencia técnica y respaldo brindados, y por sobre todo, por su paciencia y por haber depositado su confianza en mí.

Expresar mi reconocimiento y agradecimiento a mis asesores de este trabajo, Ing. Ricardo Taborda y al Dr. Ing. Juan José Clariá, por el notable tiempo dedicado para guiarme y aconsejarme en todos los temas y aspectos técnicos necesarios en el desarrollo de este trabajo.

A todos mis compañeros y amigos del laboratorio de Geotecnia de la Universidad Nacional de Córdoba (Dr. Ing. Julio Capdevila, Ms. Ing. Marcos Montoro, Ms. Ing. Magalí Carro Pérez, Ing. Pedro Covassi, Ing. Daniel Glatstein), en especial al Dr. Ing. Franco Francisca y al Dr. Ing. Juan José Clariá, quienes con sus oportunos consejos me ayudaron a tener la actitud adecuada frente a los inconvenientes que se presentaron en la realización de este trabajo.

A todos los docentes del área de Geotecnia y del área de Electrónica, por los conocimientos y experiencias compartidas durante estos años.

Mi agradecimiento, también, al Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas a través del programa de becas doctorales internas, a la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica a través del Fondo para la Investigación Científica y Tecnológica; ya que este trabajo ha sido posible gracias al apoyo económico brindado por ambas instituciones.

Por ultimo, quiero agradecer muy especialmente a mi familia. A mi esposa Elisa, por su amor, comprensión y por estar al lado mío alentándome en aquellos momentos de flaqueza. A ella y a nuestro bebé les dedico este trabajo. También dedico este trabajo a mis queridos padres, hermanos, abuelos, tíos y amigos por el inexorable estímulo, apoyo y amor incondicional brindado durante todos estos años. ¡Yo soy un poquito de todos Ustedes!

G. Rodrigo Molina

RESUMEN

La localización de inclusiones o anomalías en una masa de suelo es uno de los principales intereses de los métodos geofísicos. Los métodos más empleados para dicho propósito, se basan fundamentalmente en la propagación de ondas electromagnéticas o la propagación de corrientes eléctricas. La principal dificultad de estos métodos radica en que no pueden ser utilizados para prospectar todo tipo de suelos, especialmente aquellos con elevada conductividad eléctrica (como por ejemplo algunos limos y arcillas) dando lugar a una escasa penetración o profundidad de investigación. Los métodos sísmicos son una alternativa ante estas dificultades. El concepto de ecografía de suelo o ecografía sísmica, surge de la búsqueda de un sistema de prospección sub-superficial del suelo basado en los fenómenos de interacción y propiedades de las ondas mecánicas, que adquiera o desempeñe maneras más ágiles de llevar a cabo una prospección. Esta técnica utiliza en parte los mismos principios del método de sísmica de reflexión, pero requiere de diferentes maneras de realizar la perturbación del medio, como diferentes maneras para llevar a cabo la adquisición de los datos y el procesamiento de señal, con el propósito de obtener la versatilidad que posee el Geo Radar o los sistemas ultrasónicos de exploración, en cuanto a las velocidades de prospección. Si la perturbación del medio a prospectar se realiza indirectamente a través de la emisión de ondas acústicas y se lleva a cabo la prospección a partir de los fenómenos de interacción de ondas acústicas y sísmicas en la superficie del suelo, el sistema se define con el nombre de ecografía sísmica acústica o ecografía acústica del suelo. En esta tesis se realiza el estudio de la implementación de dicho sistema, a partir del estudio de los fenómenos de interacción acústica sísmica de un tipo de arena suelta como medio propagante de los múltiples ensayos realizados. El sistema, denominado sistema prototipo de ecografía acústica, se caracteriza por la utilización de un parlante como parte de la fuente de perturbación acústica, de señales eléctricas de excitación del tipo chirp para la fuente de perturbación acústica y de la configuración de ocho micrófonos como sensores acústicos no acoplados directamente en la superficie del suelo considerado. Mediante la implementación de un modelo analítico de simulación del sistema de ecografía acústica, se desarrollan las técnicas de procesamiento digital de señal utilizadas para identificar los patrones de onda relacionados a los reflectores simulados en el modelo, y componer así imágenes de ecografía acústica en modo B de

representación. Dicho modelo sirve además para la comparación con los resultados obtenidos a través del sistema prototipo de ecografía acústica, del estudio de alcances y limitaciones del sistema prototipo, en donde se evalúa la interposición de elementos rígidos en superficie y la detección de inclusiones de diferente geometría y material, como así también de la detección de humedecimientos o densificaciones locales.

ABSTRACT

The location of buried inclusions in soils media is a topic of main interest in geophysical prospection. Most of the methods employed for this purpose are based on the propagation of electromagnetic waves and transmission of electrical currents. Applicability of electrical methods is usually not satisfactory for soils of high electrical conductivity (i.e. some silts and clays), due to the little penetration of electromagnetic waves. Seismic methods seem to be an alternative to overcome these difficulties. The concept of soil echography or seismic echography arises from the development of a subsurface exploration real-time system based on the principles of the seismic reflection method. Seismic echography system involve a special source for excitation of the medium, a different logic system for data acquisition and signal processing in order to approach to the versatility of the Ground Penetrating Radar or the ultrasonic scanning systems in terms of scanning speed. The system is defined as acoustic-seismic echography or acoustic echography of soil when the excitation of the medium is performed indirectly by using acoustic waves and the system is based on the interaction phenomenon of acoustic and seismic waves in the surface of the medium. This thesis describes the development, calibration and evaluation of an acoustic echography system applied to the geophysical prospection of a special cell filled with pluviated sand. The system uses a speaker as acoustic wave source excited by means of a chirp-type electrical signal. Eight microphones are used as acoustical non-contact receiver sensors. An analytical simulation model of the acoustic echography system and different digital signal processing techniques were developed here to identify the wave patterns related to the reflectors. The analytical model was also used to calibrate the physical system and to study its limitations in the detection of inclusions of different geometry and material impedance.

RESUMO

A localização de inclusões ou alterações em uma massa de solo é um dos principais interesses dos métodos geofísicos. Os métodos mais utilizados para esta finalidade estão baseados, maiormente na propagação de ondas eletromagnéticas ou a propagação de correntes elétricas. A principal dificuldade é que esses métodos não podem ser utilizados para a prospecção de todos os tipos de solos, especialmente aqueles com alta condutividade elétrica (por exemplo, alguns limos e argilas), resultando em baixa penetração ou profundidade da investigação. Os métodos sísmicos são uma alternativa para essas dificuldades. O conceito de ecografia de solo ou ecografia sísmica surge a partir da busca de um sistema de prospecção do subsolo, com base em fenômenos de interação e propriedades de ondas mecânicas, que adquire ou possui formas mais flexíveis para realizar uma prospecção. Esta técnica utiliza alguns dos mesmos princípios do método de sísmica de reflexão, mais exige formas diferentes de realização de perturbação, como diferentes formas de aquisição de dados e processamento de sinais a fim de obter a versatilidade que tem o Radar Penetrante no Solo ou sistemas ultra-som, em termos de velocidade de prospecção. Si as perturbações são feitas indiretamente através da emissão de ondas acústicas y e realizada a prospecção a partir dos fenômenos de interação de ondas acústicas e sísmicos na superfície do solo, o sistema é definido pelo nome de ecografia sísmica acústica ou ecografia acústica do solo. Esta tese faz o estudo da implementação deste sistema, a partir do estudo dos fenômenos de interação sísmica acústica de um tipo de areia solta, como meio de propagação de vários testes. O sistema, chamado sistema protótipo de ecografia acústica, é caracterizado pelo uso de um alto-falante, como parte da fonte de perturbação sonora, sinais elétricos de excitação tipo chirp para a fonte de perturbação sonora y a configuração de oito microfones como sensores acústicos desacoplados diretamente na superfície do solo considerado. Através da implementação de um modelo analítico de simulação do sistema de ecografia acústica se desenvolveram técnicas de processamento digital de sinais utilizados para identificar padrões de ondas relacionadas com refletores simulados no modelo e, assim, compor imagens da ecografia acústica em modo B da representação. Este modelo também serve para comparação com os resultados obtidos através do sistema protótipo de ecografia acústica, do estudo da aplicabilidade e sensibilidade do sistema protótipo, em onde

avaliamos a interposição de elementos rígidos sobre a superfície e detecção de inclusões de geometria diferente e de material, bem como a detecção de umidades ou densificações local.

INDICE

INDICE	i
INDICE DE FIGURAS	v
INDICE DE TABLAS	xix
CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN	1
I.1. GENERALIDADES.....	1
I.2. OBJETIVOS.....	3
I.3. CONTENIDO DE LA TESIS.....	4
CAPÍTULO II: PROPAGACIÓN DE ONDAS EN SUELOS	9
II.1. INTRODUCCIÓN.....	9
II.2. ONDAS EN MEDIOS ELÁSTICOS, ISÓTROPOS Y HOMOGÉNEOS.....	9
II.3. ONDAS EN MEDIOS ELÁSTICOS ESTRATIFICADOS.....	20
II.4. ONDAS EN MEDIOS ANELÁSTICOS DISIPATIVOS.....	27
II.5. ONDAS EN MEDIOS ANELÁSTICOS DISPERSIVOS.....	30
II.6. ONDAS EN MEDIOS POROSOS.....	34
II.7. REFLEXIÓN Y TRANSMISIÓN DE ONDAS EN LA INTERFASE FLUIDO - MEDIO POROSO.....	39
II.8. ACOPLAMIENTO ACÚSTICO SÍSMICO EN LA INTERFASE FLUIDO - MEDIO POROSO.....	50
II.9. CONSIDERACIONES FINALES.....	57
CAPÍTULO III: ECOGRAFÍA SÍSMICA ACÚSTICA, ESTUDIO Y EVOLUCIÓN	59
III.1. INTRODUCCIÓN.....	59
III.2. MÉTODOS GEOFÍSICOS.....	59
III.3. MÉTODOS DE PROSPECCIÓN DESDE LA SUPERFICIE.....	60
III.4. MÉTODOS DE EXPLORACIÓN O PROSPECCIÓN BASADOS EN EL PRINCIPIO DE LA REFLEXIÓN DE ONDAS MECANICAS.....	64
III.5. EL PRINCIPIO DE LA ECOGRAFIA SISMICA ACUSTICA.....	66
III.6. PROCESADO DE DATOS EN SISMICA DE REFLEXIÓN.....	72
III.7. PROCEDIMIENTOS DE PRE-APILAMIENTO.....	74
III.8. PROCEDIMIENTOS DE APILAMIENTO.....	90
III.9. PROCEDIMIENTOS DE POST-APILAMIENTO.....	92

III.10. PROCESAMIENTO DE DATOS EN DISTINTOS SISTEMAS BASADOS EN EL PRINCIPIO DE REFLEXIÓN DE ONDA.....	101
III.11. CONSIDERACIONES FINALES.....	107
CAPÍTULO IV: DESCRIPCIÓN DEL MEDIO PROPAGANTE Y DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA	109
IV.1. INTRODUCCIÓN.....	109
IV.2. DESCRIPCIÓN DEL MEDIO PROPAGANTE.....	109
IV.3. DETERMINACIÓN DE LA VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN DE ONDA P Y DE LA DENSIDAD DE LA ARENA.....	111
IV.4. MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS DE ONDA ELÁSTICA EN EL MEDIO ARENA.....	116
IV.5. MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS DE ONDA ACÚSTICA ELÁSTICA DEL MEDIO ARENA.....	125
IV.6. SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFIA ACUSTICA.....	141
IV.7. CONSIDERACIONES FINALES	164
CAPÍTULO V: ECOGRAFÍA ACÚSTICA: MODELO DEL SISTEMA, PROCESAMIENTO Y REPRESENTACIÓN DE LOS DATOS	165
V.1. INTRODUCCIÓN.....	165
V.2. MODELO DEL SISTEMA DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA.....	165
V.3. PROCESAMIENTO DIGITAL DE LOS DATOS CHIRP.....	175
V.4. POST PROCESAMIENTO DIGITAL DE LAS IMÁGENES DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA.....	187
V.5. EFECTOS QUE SE OBTIENEN ANTE DIFERENTES TIPOS DE SEÑALES CHIRP DE EXITACIÓN.....	190
V.6. CONSIDERACIONES FINALES.....	207
CAPÍTULO VI: ALCANCES Y LIMITACIONES DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA	209
VI.1. INTRODUCCIÓN.....	209
VI.2. PROSPECCIONES REALIZADAS CON EL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA.....	209
VI.3. SENSIBILIDAD DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA.....	224
VI.4. CONSIDERACIONES FINALES.....	237

CAPÍTULO VII: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	239
VII.1. PRINCIPALES CONCLUSIONES.....	239
VII.2. RECOMENDACIONES PARA FUTURAS INVESTIGACIONES.....	245
VII.3. PUBLICACIONES.....	246
APENDICE A: RELACIONES DE FASES EN SUELOS	249
A.1.INTRODUCCIÓN.....	249
A.2.RELACIONES DE FASES.....	249
APENDICE B: PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL	253
B.1.INTRODUCCIÓN.....	253
B.2.SERIE DE FOURIER Y TRANSFORMADA DE FOURIER.....	253
B.3.PROCESOS ALEATORIOS A TIEMPO CONTINUO.....	260
B.4.FILTRO WIENER.....	271
B.5.FILTROS ADAPTTAIVOS.....	275
B.6.DECONVOLUCIÓN HOMOMORFICA: CEPSTRUM.....	293
APENDICE C: CÓDIGOS DE PROGRAMA DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA	297
C.1.INTRODUCCIÓN.....	297
C.2.EL PROGRAMA COMPUTACIONAL DESARROLLADO.....	297
C.3.VINCULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE LAS SECUENCIAS DE PROCESAMIENTO A TRAVÉS DE MATALAB.....	314
C.4.IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO SAFT.....	319
APENDICE D: IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DEL SISTEMA DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA	323
D.1.INTRODUCCIÓN.....	323
D.2.IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO.....	323
REFERENCIAS	337

LISTA DE FIGURAS

Figura	Pág.
Figura I.1: Organización de la Tesis.....	5
Figura II.1: Tensiones actuantes en un elemento diferencial de un medio elástico.	11
Figura II.2: a) Planos de propagación de ondas en la dirección coordenada en el cual se desarrolla el fenómeno de onda Rayleigh. b) Movimiento de rotación ante la propagación de onda Rayleigh en la medida que avanza el frente de onda de compresión. Adaptado de Richard, et al. (1970).	15
Figura II.3: Relación entre el coeficiente de Poisson y las velocidades de propagación de las ondas de compresión (P), corte (S) y Rayleigh (R) en un medio elástico semi-infinito. Adaptado de Richard et al. (1970).	18
Figura II.4: Componentes vertical y horizontal del desplazamiento ante la propagación de la onda Rayleigh. El radio de amplitud negativa indica que este desplazamiento es opuesto al que se produce en la superficie libre. Adaptado de Richard et al. (1970).	19
Figura II.5: Ley de atenuación y distribución de los desplazamientos de ondas a partir de la perturbación realizada en un plato circular en un medio elástico, homogéneo e isótropo. Adaptado de Richard et al. (1970).	20
Figura II.6: Posibilidades que se obtienen de la reflexión y refracción de ondas a través de dos medios elásticos de características diferentes, ante la incidencia oblicua de distintos tipos de ondas. a) Onda incidente de compresión. b) Onda incidente de corte, componente vertical. c) Onda incidente de corte, componente horizontal. Adaptado de Richard et al. (1970).	21
Figura II.7: Relación de amplitudes en función de la variación del ángulo de incidencia para una onda incidente. a) Onda incidente de compresión P de amplitud A . b) Onda incidente de corte SV de amplitud B . Adaptado de Richard et al. (1970).	24
Figura II.8: Ilustración del concepto de velocidad de fase y velocidad de grupo.	32
Figura II.9: Espectro de velocidades y de la inversa del factor de calidad. a) Para la onda primaria P, b) para la onda S, c) para la onda secundaria P. ($B_g = 50 \text{ Gpa}$, $B_f = 2.18 \text{ Gpa}$, $G_{sk} = 0.1 \text{ Gpa}$, $n = 0.4$, $K = 10^{-11} \text{ m}^2$). Adaptado de Santamarina et al. (2001).	40
Figura II.10: Representación de los fenómenos de transmisión y reflexión de una onda elástica plana en incidencia normal sobre la superficie libre o de separación entre un fluido y un medio elástico continuo.	42
Figura II.11: Representación de los fenómenos de reflexión, transmisión y conversión de modos en la superficie de separación entre un fluido y un medio poroso, para incidencia normal.	43
Figura II.12: Variación de la impedancia de flujo en la superficie de un medio poroso en función de la porosidad. Adaptado de Gómez Álvarez Arenas (1994).	47

Figura II. 13: a) Forma convencional de generar ondas sísmicas a partir de la perturbación directa del medio, generando la propagación de una onda de compresión u onda P, una onda de corte u onda S y ondas de Rayleigh. b) Resultado de la perturbación acústica del suelo, generando la propagación de dos tipos de ondas de compresión (onda primaria P y onda secundaria P), una de onda de corte u onda S y ondas de Rayleigh.....	52
Figura II.14: Tiempo de propagación de los pulsos de onda en función de la profundidad. a) Resultados obtenidos a través de la perturbación directa del medio poroso mediante un agitador mecánico. b) Resultados obtenidos a través de la perturbación acústica del medio poroso mediante un parlante suspendido a 2 m de la superficie del medio. Hickey y Sabatier (1997).	53
Figura II. 15: a) Variación de la velocidad de fase de la onda con respecto a la frecuencia, b) Variación del coeficiente de atenuación de la onda con respecto a la frecuencia. En ambos casos los resultados fueron obtenidos para dos intervalos de profundidad dentro de la zona de influencia del modo MLL de propagación. Hickey y Sabatier (1997).	53
Figura II.16: Amplitudes de la velocidad con respecto a la frecuencia, medida en un punto de una porción de superficie lisa de suelo utilizando un LDV. El resultado de mayor amplitud de velocidad corresponde al punto de la superficie, por debajo del cual se encontraba un disco de acero de 10 cm de diámetro y a una profundidad de 1 cm. Hickey et al. (2000).	54
Figura II.17: Variación con respecto a la frecuencia, de la impedancia de flujo de la superficie de un suelo arenoso suelto, medida en forma acústica en dos puntos de la superficie con diferentes características. La parte real en ambos casos corresponde a las curvas superiores y la parte imaginaria a las curvas inferiores. Rogers y Don (1993).	56
Figura II.18: Variación con respecto a la frecuencia, de la impedancia de flujo de la superficie de un suelo arenoso suelto, medida en forma acústica en un punto de la superficie, el cual presentaba a 6 cm de profundidad una capa de dicho suelo con mayor densificación. Rogers y Don (1993).	56
Figura II.19: Formas de onda obtenidas a través de dos micrófonos ubicados en la proximidad de dos puntos A y B, de las partes rugosas de la superficie de suelo arenoso suelto. Por debajo del punto B de la superficie, se encuentra la capa densificada de suelo. Adaptado de Rogers y Don (1993).	57
Figura III.1: Principio de funcionamiento de la ecografía sísmica acústica. a) Principio de la reflexión sísmica. b) Arribo directo del frente de ondas AD; reflexión en la interfase 1, R1; reflexión en la interfase 2, R2. c) Modo de prospección por reflexión. d) Registros de señales indicando arribos directos y reflexiones o ecografía sísmica.....	67
Figura III.2: Secuencia básica de procesamiento utilizada en los datos de sísmica de reflexión (Yilmaz y Doherty, 1987).	75
Figura III.3: Esquema de sistema, señal de entrada y respuesta o salida del sistema.	77
Figura III.4: Interconexión de Sistemas. a) Interconexión serie o cascada, b) Interconexión paralelo, c) Interconexión con retroalimentación.....	78

Figura III.5: Magnitud de la respuesta en frecuencia de filtros ideales, a) Pasa bajos, b) Pasa altos, c) Pasa banda, d) Rechaza banda, e) Pasa todo.....	81
Figura III.6: Parámetros de un filtro digital pasa bajos.	81
Figura III.7: Ilustración del objetivo de la deconvolución. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).	87
Figura III.8: Esquema del modelo básico de deconvolución ciega.	90
Figura III.9: Trayectorias del pulso de onda con incidencia normal y concepto de migración. a) Trayectoria de la onda ante un reflector horizontal, b) Trayectoria de la onda ante un reflector inclinado, c) Corrección del reflector a través de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).....	95
Figura III.10: Reflector en forma de cresta (sección anticlinal). a) Falso reflector obtenido en la sección sísmica, b) Sección obtenida luego de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).....	95
Figura III.11: Reflector en forma de depresión (sección sinclinal). a) Falso reflector obtenido en la sección sísmica, b) Sección obtenida luego de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).....	96
Figura III.12: Reflector puntual o anomalía. a) Falso reflector obtenido en la sección sísmica, b) Sección obtenida luego de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).....	96
Figura III.13: Transformada de Hilbert en amplitud de una única traza. a) Traza original en línea llena. b) Envoltente de la traza en línea por trazos.	100
Figura III.14: Patrón de distorsión de las ondas reflejadas y principio de reconstrucción a partir de las técnicas de migración.	105
Figura III.15: Características de un transductor de ultrasonido y de la forma de emisión del haz de onda ultrasónica.	105
Figura III.16: Concepto de la estructura básica de los algoritmos SAFT.....	106
Figura IV.1: Imágenes correspondientes a la celda con arena utilizada en los experimentos como medio propagante, denominada de aquí en más como “el medio arena”.....	110
Figura IV.2: Curva de distribución granulométrica de la arena utilizada.	110
Figura IV.3: a) Esquema del ensayo utilizado para medir velocidad de onda de P en las muestras de arena. b) Corte transversal del dispositivo cilíndrico para medición de ondas P.	112
Figura IV.4: Señales obtenidas para diferentes tensiones verticales en el ensayo realizado en el dispositivo cilíndrico para medición de ondas P.....	113
Figura IV.5: Variación de la velocidad de propagación de onda P en función de la tensión vertical aplicada a la muestra de arena seca.....	113
Figura IV.6: Variación de la densidad de la muestra de arena seca, en función de la tensión vertical aplicada.	114
Figura IV.7: Diagrama esquemático del conexionado y disposición de instrumentos electrónicos, para la medición de los parámetros de onda elástica del medio arena.	117

Figura IV.8: Imagen del acelerómetro Brüel & Kjær modelo 4378 y recipiente de resguardo, utilizados en los experimentos.....	118
Figura IV.9: Variación de las velocidades de propagación de ondas P en la celda con arena en función de la profundidad y del tipo de impacto aplicado.	119
Figura IV.10: Variación teórica de la velocidad de propagación de onda P en la celda con arena en función de la profundidad.	119
Figura IV.11: Variación de las amplitudes máximas de aceleración registradas en función de la profundidad.....	121
Figura IV.12: Atenuación de la onda de compresión en el suelo, según el modelo de atenuación de la ecuación (IV.8), en función del tipo de excitación.....	121
Figura IV.13: Contenido de frecuencia de los acelerogramas obtenidos de la excitación con el pisón acoplado a la superficie con la lamina de goma: a) Acelerograma de la superficie, b) Acelerograma a una profundidad de 17 cm, c) Acelerograma a una profundidad de 32 cm, d) Acelerograma a una profundidad de 47 cm, e) Acelerograma a una profundidad de 58 cm.	122
Figura IV.14: Contenido de frecuencia de los acelerogramas obtenidos de la excitación con el pisón acoplado a la superficie con la lamina de madera: a) Acelerograma de la superficie, b) Acelerograma a una profundidad de 17 cm, c) Acelerograma a una profundidad de 32 cm, d) Acelerograma a una profundidad de 47 cm, e) Acelerograma a una profundidad de 58 cm.	123
Figura IV.15: Contenido de frecuencia de los acelerogramas obtenidos de la excitación con el pisón acoplado a la superficie con la lamina de metal: a) Acelerograma de la superficie, b) Acelerograma a una profundidad de 17 cm, c) Acelerograma a una profundidad de 32 cm, d) Acelerograma a una profundidad de 47 cm, e) Acelerograma a una profundidad de 58 cm.	124
Figura IV.16: Forma de onda de la señal eléctrica utilizada como excitación en los parlantes A y B.	126
Figura IV.17: Diagrama esquemático del conexionado y disposición, de instrumentos electrónicos y transductores, utilizando un parlante como elemento de perturbación de los medios, aire – arena.....	127
Figura IV.18: Diagrama esquemático del conexionado y disposición, de instrumentos electrónicos y transductores, utilizando un parlante enterrado como elemento de perturbación sonora en el medio arena y un micrófono como transductor de onda en el medio aire. El acelerómetro A1 se encuentra en la superficie y el acelerómetro A2 se encuentra a 52 cm de profundidad.	128
Figura IV.19: Resultados de los ensayos realizados con el parlante A como fuente de excitación acústica a diferentes alturas y con frecuencia de excitación de 460 Hz. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad, b) Variación de la amplitud máximas de aceleraciones registradas en función de la profundidad, c) Ley de atenuación de la onda de compresión en el suelo, d) Variación del coeficiente de atenuación del material con la altura de la fuente sonora.....	130
Figura IV.20: Patrón de directividad correspondiente al parlante A, a la frecuencia de impulso sinusoidal de 460 Hz. Las amplitudes están normalizadas, respecto de	

la máxima amplitud sensada a 0° grados respecto del eje conformado entre la fuente sonora y el micrófono unidireccional utilizado.131

Figura IV.21: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P1 = 0 \text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.....131

Figura IV.22: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P2 = 15 \text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.....132

Figura IV.23: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P3 = 30 \text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.....132

Figura IV.24: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P4 = 60 \text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.....133

Figura IV.25: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P5 = 100 \text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.....133

Figura IV.26: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P6 = 200 \text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.....134

Figura IV.27: a) Variación conjunta del coeficiente de atenuación del material con la frecuencia, para cada una de las alturas del parlante como fuente acústica de

perturbación. b) Superficie de variación del coeficiente de atenuación en función de la frecuencia y altura de la fuente acústica de perturbación. Derivado de los resultados de las Figuras IV.21.d a IV.26.d.	135
Figura IV.28: Patrón de directividad correspondiente al parlante B, para distintas frecuencias del impulso sinusoidal. Las amplitudes están normalizadas, respecto de la máxima amplitud sensada a 0° grados respecto del eje conformado entre la fuente sonora y el micrófono unidireccional utilizado.	136
Figura IV.29: Variación con la frecuencia de las pendientes de las rectas, correspondientes a la velocidad media de propagación de las ondas de compresión en el medio arena y a la velocidad del sonido por el aire.	137
Figura IV.30: Variación de la velocidad media de propagación de las ondas de compresión en el medio arena, en función de la frecuencia.	137
Figura IV.31: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad y del tipo de impacto aplicado.	138
Figura IV.32: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad y de la altura del parlante A como fuente de perturbación acústica, con frecuencia de excitación de 460 Hz.	139
Figura IV.33: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad, a diferentes frecuencias de excitación del parlante B como fuente de excitación acústica y a diferentes alturas del parlante B desde la superficie del medio arena. a) Altura $P1 = 0\text{ mm}$, b) altura $P2 = 15\text{ mm}$, c) altura $P3 = 30\text{ mm}$, d) altura $P4 = 60\text{ mm}$, e) altura $P5 = 100\text{ mm}$, f) altura $P6 = 200\text{ mm}$	140
Figura IV.34: Esquema del principio utilizado por Rogers y Don (1996), para la detección de objetos enterrados, utilizando pulsos acústicos y dos micrófonos M1 y M2.	141
Figura IV.35: Diagrama esquemático del sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas.	142
Figura IV.36: Diagrama en bloques del sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas.	144
Figura IV.37: Imágenes fotográficas que muestran la ubicación de los micrófonos con respecto a la fuente acústica de perturbación. a) Ubicación de los micrófonos con respecto al tubo resonante, b) Instrumental utilizado, y sistema de deslizamiento y posicionamiento.	145
Figura IV.38: Elementos que componen la fuente acústica de perturbación.	148
Figura IV.39: Corte transversal del parlante de bobina móvil, en donde se indican sus partes funcionalmente más importantes. Adaptado de Beranek (1993).	149
Figura IV.40: Modelo electroacústico del resonador para la fuente de perturbación acústica.	153
Figura IV.41: Variación del módulo de la impedancia acústica del modelo de resonador, para la fuente de perturbación acústica, en función de la frecuencia, a partir de la expresión (IV.15).	154
Figura IV.42: a) Diagrama esquemático del conexionado y disposición de instrumentos electrónicos para determinar la respuesta en frecuencia y el patrón de directividad de la fuente de perturbación acústica. b) Imagen fotográfica, en donde	

se observa el soporte instrumentado de posicionamiento radial, los micrófonos utilizados y la fuente de perturbación acústica.	155
Figura IV.43: Espectro de potencia de la fuente de perturbación acústica, obtenido en forma experimental. Los micrófonos se posicionaron a una distancia de 50 cm de la fuente de perturbación acústica, sobre el eje principal de irradiación de la fuente ($\theta = 0^\circ$ grados).	156
Figura IV.44: Directividad correspondiente a la fuente de perturbación acústica. a) Resultados normalizados respecto de la máxima amplitud del espectro a 0° grados, a la frecuencia de resonancia, b) Disposición relativa entre la fuente acústica y el micrófono unidireccional utilizado.	158
Figura IV.45: Esquema genérico de un micrófono capacitivo. Adaptado de Beranek (1993).	161
Figura IV.46: Diagrama esquemático del conexionado y disposición de instrumentos electrónicos utilizado para determinar la respuesta en frecuencia de los micrófonos utilizados en el sistema prototipo de ecografía acústica.	163
Figura IV.47: Magnitudes de las respuestas en frecuencia obtenidas de los tres micrófonos utilizados en la experiencia.	164
Figura V.1: Diagrama en vista inferior del conjunto conformado entre el transmisor y los receptores de ondas acústicas. El origen del eje coordenado coincide con el centro del parlante o fuente de perturbación.	166
Figura V.2: Representación espacial de cada uno de los elementos que participan en el modelo del sistema.	166
Figura V.3: Ubicación espacial del disco metálico en la implementación del modelo de sistema de ecografía acústica en la celda con arena.	171
Figura V.4: a) Forma de onda de la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$, con variación lineal de frecuencia de 10 Hz a 10 kHz y frecuencia media de 5.1 kHz. b) Espectro de potencia de la señal chirp de excitación.	172
Figura V.5: a) Forma de onda del pulso de excitación acústica $p(t_n)$, b) espectro de potencia del pulso de excitación acústica.	172
Figura V.6: Ecografías acústicas preliminares, obtenidas de la simulación del modelo. a) Ecografía acústica E_{M1} obtenida a través del micrófono M1. b) Ecografía acústica E_{M2} obtenida a través del micrófono M2. c) Ecografía acústica obtenida a través de la diferencia en las señales de los micrófonos M2 y M1. d) Ecografía acústica E_{M0} obtenida a través del grupo de micrófonos M0.	173
Figura V.7: Señales excitación y recepción obtenidas de la simulación del modelo. a) Señal chirp de excitación $s_e(t_n)$, b) señal de excitación acústica de la fuente de perturbación $p(t_n)$, c) señal de referencia obtenida a través del grupo de micrófonos M0 superficie, c) señal acústica obtenida del micrófono M2, d) señal acústica obtenida del micrófono M1, e) señal resultante de la diferencia entre los micrófonos M2 y M1.	174
Figura V.8: Espectros de potencia de las señales, obtenidas de la simulación del modelo, mostradas en la Figura V.7.	174
Figura V.9: Compresión lograda sobre la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$	177

Figura V.10: Imágenes obtenidas luego correlar cada una de las señales digitales que componen a las ecografías acústicas preliminares de la Figura V.6, con la señal de excitación chirp $s_e(t_n)$ (aplicación del filtro Matched).....	178
Figura V.11: Señales obtenidas luego correlar las señales de la Figura V.7 con la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$ (aplicación del filtro Matched). Las señales están normalizadas respecto de su máxima amplitud.	178
Figura V.12: Espectros de potencia de las señales mostradas en la Figura V.11, obtenidas de la simulación del modelo.....	179
Figura V.13: Modulo del error con respecto al tiempo, cometido por el filtro de Wiener en la estimación del filtro inverso, para diferentes cantidades de coeficientes Q.	182
Figura V.14: Modulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo LMS en la estimación del filtro inverso, con una cantidad de coeficientes $Q = 50$ y para diferentes pasos de adaptación del algoritmo.....	182
Figura V.15: Modulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo LMS en la estimación del filtro inverso, con paso de adaptación del algoritmo de 0.05 y para diferentes cantidades de coeficientes Q.....	183
Figura V.16: Modulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo NLMS en la estimación del filtro inverso, para diferentes cantidades de coeficientes Q.	184
Figura V.17: Modulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo RLS en la estimación del filtro inverso, con un factor de olvido de 0.99 y para diferentes cantidades de coeficientes Q.....	185
Figura V.18: Modulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro de Kalman en la estimación del filtro inverso, para diferentes cantidades de coeficientes Q.	186
Figura V.19: Comparación entre los módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener ($Q = 50$), el filtro adaptativo LMS ($Q = 50$ y paso adaptación de 0.05), el filtro adaptativo NLMS ($Q = 50$), el filtro adaptativo RLS ($Q = 10$ y factor de olvido de 0.09) y el filtro de Kalman ($Q = 50$).....	186
Figura V.20: Imágenes obtenidas de aplicar la secuencia de procesamiento explicada a través de las expresiones (V.11) a (V.14). a) Utilizando el filtro Wiener ($Q = 50$), b) utilizando el filtro adaptativo LMS ($Q = 50$ y paso adaptación de 0.05), c) utilizando el filtro adaptativo NLMS ($Q = 50$), d) utilizando el filtro adaptativo RLS ($Q = 10$ y factor de olvido de 0.09), e) utilizando el filtro de Kalman ($Q = 50$).....	187
Figura V.21: Esquema del algoritmo propuesto por Elbern y Guimarães (1999).....	189
Figura V.22: Imágenes obtenidas de la aplicación del algoritmo SAFT y de la transformada Hilbert para obtener sus envolventes, sobre la imagen a). b) Utilización de una ventana de 10 trazas de ancho. c) Utilización de una ventana de 50 trazas de ancho. d) Utilización de una ventana de 100 trazas de ancho.	189
Figura V.23: Resultado de aplicar el algoritmo SAFT y de la transformada Hilbert para obtener sus envolventes, sobre las imágenes de la Figura V.20, con un ancho de ventana de 10 trazas.....	190

Figura V.24: Señal chirp S1. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	193
Figura V.25: Señal chirp S2. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	193
Figura V.26: Señal chirp S3. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	194
Figura V.27: Señal chirp S4. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	194
Figura V.28: Señal chirp S5. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	195
Figura V.29: Señal chirp S6. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	195
Figura V.30: Señal chirp S7. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.....	196
Figura V.31: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas de la simulación del modelo, para las diferentes señales chirp de excitación (ver Tabla V.4). a) Señal de excitación S1, b) señal de excitación S2, c) señal de excitación S3, d) señal de excitación S4, e) señal de excitación S5, f) señal de excitación S6, g) señal de excitación S7. El filtro utilizado en el proceso de deconvolución, corresponde al filtro adaptativo RLS.	197
Figura V.32: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas de la simulación del modelo, para las diferentes señales chirp de excitación (ver Tabla V.4). a) Señal de excitación S1, b) señal de excitación S2, c) señal de excitación S3, d) señal de excitación S4, e) señal de excitación S5, f) señal de excitación S6, g) señal de excitación S7. El filtro utilizado en el proceso de deconvolución, corresponde al filtro de Kalman.....	198
Figura V.33: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S1.....	200
Figura V.34: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S2.....	200
Figura V.35: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S3.....	200

Figura V.36: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S4.....	201
Figura V.37: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S5.....	201
Figura V.38: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S6.....	201
Figura V.39: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S7.....	202
Figura V.40: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas luego de aplicar el proceso de deconvolución, a través de la expresión (V.17), a las imágenes de ecografías mostradas en la Figura V.31.....	204
Figura V.41: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas luego de aplicar el proceso de deconvolución, a través de la expresión (V.17), a las imágenes de ecografías mostradas en la Figura V.32.....	205
Figura V.42: Diagrama de flujo de la secuencia de procesamiento digital de señal y secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes.....	208
Figura VI.1: Diagrama esquemático del conexionado o disposición de instrumentos electrónicos y transductor utilizado para medir la ley de atenuación en el medio arena y el tiempo de propagación del pulso de onda.....	211
Figura VI.2: Variación de los valores eficaces o RMS y valores máximos, en función de la profundidad, de las señales [v] registradas a través de la sonda acústica utilizada.....	211
Figura VI.3: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad.....	212
Figura VI.4: Imágenes fotográficas de los diferentes objetos utilizados para realizar las prospecciones en el medio arena a través del sistema prototipo de ecografía acústica.....	212
Figura VI.5: Esquemas de la ubicación espacial de los diferentes objetos prospectados a través sistema prototipo de ecografía acústica en la celda con arena.....	213
Figura VI.6: Imágenes fotográficas en donde se muestran la manera en como se ubicaron aquellos objetos de menor tamaño a diferentes profundidades y de aquellos objetos dispuestos a nivel superficial, en la celda con arena.....	214
Figura VI.7: Diagrama de flujo de la secuencia de procesamiento digital de señal utilizada en el sistema prototipo de ecografía acústica, junto a la secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes; a partir del diagrama de flujo mostrado en la Figura V. 42 del Capítulo V.....	216

Figura VI.8: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del objeto cuadrado metálico de 12 <i>cm</i> de longitud por 3 <i>cm</i> de espesor, ubicado a una profundidad de 15 <i>cm</i> en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	219
Figura VI.9: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del objeto cilíndrico metálico de 11 <i>cm</i> de diámetro por 16 <i>cm</i> de largo y 5 <i>mm</i> de espesor, ubicado a una profundidad de 21 <i>cm</i> en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	220
Figura VI.10: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del casquete metálico de 20 <i>cm</i> de diámetro por 30 <i>cm</i> de largo y 10 <i>mm</i> de espesor, ubicado a una profundidad de 5 <i>cm</i> en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	221
Figura VI.11: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la baldosa cuadrada de hormigón de 40 <i>cm</i> de lado por 5 <i>cm</i> de espesor, ubicada al nivel de la superficie de la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	222
Figura VI.12: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la baldosa cuadrada de hormigón de 40 <i>cm</i> de lado por 5 <i>cm</i> de espesor, ubicada a una profundidad de 5 <i>cm</i> en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	223
Figura VI.13: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de los dos caños de PVC de 11 <i>cm</i> de diámetro, ubicados a las profundidades de 35 <i>cm</i> y 5 <i>cm</i> en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	224
Figura VI.14: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del objeto cuadrado metálico de 12 <i>cm</i> de longitud por 3 <i>cm</i> de espesor, ubicado a diferentes profundidades de la celda con arena. a) Objeto metálico ubicado a 5 <i>cm</i> de profundidad, b) objeto metálico ubicado a 15 <i>cm</i> de profundidad, c) objeto metálico ubicado a 25 <i>cm</i> de profundidad, d) objeto metálico ubicado a 35 <i>cm</i> de profundidad, e) objeto metálico ubicado a 45 <i>cm</i> de profundidad. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.....	226
Figura VI.15: a) Imagen fotográfica de la probeta de arena densificada de 13 <i>cm</i> de diámetro por 15 <i>cm</i> de largo y de una densidad seca de 1.61 <i>gr/cm</i> ³ . b) Imagen fotográfica en donde se muestra la manera en como se ubicó la probeta de arena, a la profundidad de 20 <i>cm</i> en la celda con arena.....	227
Figura VI.16: Esquema de la ubicación de la zona con densificación local prospectada a través sistema prototipo de ecografía acústica en la celda con arena.	227
Figura VI.17: Vista superior del esquema espacial mostrado en la Figura VI.16, en donde se aprecia la ubicación de los perfiles prospectados en la celda con arena para identificar la zona con densificación local.....	228

Figura VI.18: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la zona con densificación local en la celda con arena. a) Imagen correspondiente al perfil ubicado a 20 <i>cm</i> de la cara anterior de la celda con arena, b) imagen correspondiente al perfil ubicado a 40 <i>cm</i> , c) imagen correspondiente al perfil ubicado a 50 <i>cm</i> , d) imagen correspondiente al perfil ubicado a 60 <i>cm</i> y e) imagen correspondiente al perfil ubicado a 80 <i>cm</i> . Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.	229
Figura VI.19: Distribución tridimensional de las imágenes de ecografías acústicas mostradas en la Figura VI.18, en función de los perfiles prospectados. Las imágenes están normalizadas respecto del máximo valor entre todas las imágenes.	230
Figura VI.20: Imágenes fotográficas de las zonas con humedecimientos en la celda con arena. a) Primera zona con humedecimiento, provocado desde la superficie a través del vertido de agua por medio de una manguera b) Segunda zona con humedecimiento, provocado desde una profundidad de 10 <i>cm</i> a través del vertido de agua por medio de una manguera.	230
Figura VI.21: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la primer zona con humedecimientos en la celda con arena. a) Imagen correspondiente al perfil ubicado a 10 <i>cm</i> de la cara anterior de la celda con arena, b) imagen correspondiente al perfil ubicado a 30 <i>cm</i> , c) imagen correspondiente al perfil ubicado a 50 <i>cm</i> , d) imagen correspondiente al perfil ubicado a 70 <i>cm</i> y e) imagen correspondiente al perfil ubicado a 90 <i>cm</i> . Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.	231
Figura VI.22: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de las zonas con humedecimientos en la celda con arena. a) Imagen correspondiente al perfil ubicado a 10 <i>cm</i> de la cara anterior de la celda con arena, b) imagen correspondiente al perfil ubicado a 30 <i>cm</i> , c) imagen correspondiente al perfil ubicado a 50 <i>cm</i> , d) imagen correspondiente al perfil ubicado a 70 <i>cm</i> y e) imagen correspondiente al perfil ubicado a 90 <i>cm</i> . Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.	232
Figura VI.23: Diagrama en vista superior de la celda con arena, en donde se aprecia la ubicación de los perfiles prospectados, para identificar las zonas con humedecimientos.	233
Figura VI.24: Distribución tridimensional de las imágenes de ecografías acústicas mostradas en la Figura VI.21 y Figura VI.22, respectivamente. a) Imágenes de ecografías correspondientes a la primera zona con humedecimiento, b) Imágenes de ecografías acústicas correspondientes a las dos zonas con humedecimientos. Las imágenes están normalizadas respecto del máximo valor entre todas las imágenes.	234
Figura VI.25: Esquemas de la ubicación espacial de los objetos metálicos y de los sectores con densificación, prospectados a través sistema prototipo de ecografía acústica en la celda con arena.	235
Figura VI.26: Ecografía acústica obtenida de la prospección de los objetos cuadrados metálicos de 12 <i>cm</i> de longitud por 3 <i>cm</i> de espesor, ubicados a las profundidades de 20 <i>cm</i> y 23 <i>cm</i> en la celda con arena. La imagen esta normalizada respecto de su máximo valor.	236

Figura VI.27: Ecografía acústica obtenida de las zonas con densificaciones locales, ubicadas a las profundidades de 20 cm y 25 cm en la celda con arena. La imagen esta normalizada respecto de su máximo valor.	236
Figura A.1: Relaciones entre las fases de un medio poroso. Elemento natural. División del elemento en fases. Adaptado de William Lambe y Whitman (1972).	249
Figura B.1: Periodicidad y simetría de los factores W	259
Figura B.2: Esquema del sistema de análisis, donde la entrada del sistema corresponde a las realizaciones o señales eléctricas del transductor emisor del proceso $\{X\}$, la salida corresponde a las realizaciones o señales eléctricas del transductor receptor del proceso $\{Z\}$ y $H(f)$ la función de transferencia del sistema.	260
Figura B.3: Proceso aleatorio representado por sus realizaciones (ensamble), resultado de distintos experimentos. Cada una de las realizaciones lleva asociada una forma de onda en el tiempo.	261
Figura B.4: Esquema del filtro de Wiener, con indicación de las señales digitales datos de entrada, salida, referencia y el error.	271
Figura B.5: Esquema general de los filtros adaptativos, con indicación de datos, salida, referencia y el error.	276
Figura B.6: Curva del MSE en función de los coeficientes. Su comportamiento cuadrático conlleva que el gradiente cambiado de signo, en cualquier posición, marca la dirección a seguir para alcanzar el mínimo.....	277
Figura B.7: Curvas de nivel del error para el caso de un filtro de dos coeficientes, en donde se observan diversos vectores de gradiente. Las magnitudes de los vectores gradientes son es inversamente proporcionales a la separación entre las curvas de nivel.	277
Figura B.8: Curvas de error de la superficie de la figura V.4, representadas sobre las nuevas variables z_n	278
Figura B.9: Curva de aprendizaje del algoritmo adaptativo.....	283
Figura B.10: Esquema completo del concepto general del filtro de Kalman.....	293
Figura C.1: Diagrama en bloques de la estructura computacional utilizada en el sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas.....	299
Figura C.2: Imagen de la ventana de inicio de la aplicación Ecosis ver. 1.1.	299
Figura C.3: Imagen de la ventana principal de la aplicación Ecosis ver. 1.1, relacionada al formulario principal del código de programa.....	300

LISTA DE TABLAS

Tabla	Pág.
Tabla II.1: Coeficientes de reflexión R y de transmisión T , obtenidos como solución de las ecuaciones de Zoeppritz, para la incidencia oblicua de frentes de ondas sobre una interfase de medios elásticos 1 y 2, diferentes (Santamarina et al., 2001).....	23
Tabla II.2: Valores comparativos de las relaciones de amplitudes para ciertos valores de ángulos incidentes de onda P y SV.	25
Tabla II.3: Valores de velocidad de propagación de ondas de compresión P y densidad de algunos materiales típicos, junto a los coeficientes de reflexión calculados para las posibles interfases que se pueden lograr.	26
Tabla II.4: Expresiones generalizadas de la impedancia mecánica z y el coeficiente de reflexión R , para la incidencia oblicua de onda P en múltiples medios.....	28
Tabla II.5: Ecuaciones de Biot.	36
Tabla III.1: Métodos geofísicos de prospección desde la superficie y recomendaciones de su uso según el área de aplicación. Adaptado de US Army Corps of Engineers (1995).....	61
Tabla III.2: Principios básicos de los distintos métodos sísmicos de prospección	65
Tabla III.3: Métodos de prospección o exploración basados en el principio de reflexión de ondas mecánicas.....	66
Tabla III.4: Sistemas de detección subsuperficiales de sensores no acoplados directamente al suelo, cuyos resultados finales consisten en imágenes.....	69
Tabla III.5: Ventanas utilizadas en las operaciones de ventaneo.....	84
Tabla III.6: Métodos de exploración basados en el principio de reflexión de Onda.....	102
Tabla IV.1: Profundidad a la que colocaron los acelerómetros utilizados.....	117
Tabla IV.2: Especificaciones técnicas del parlante A y parlante B utilizado.....	125
Tabla IV.3: Alturas, desde la superficie del medio arena, a las cuales estaba suspendidos los parlantes A y B, utilizados como fuentes sonoras de perturbación.....	126
Tabla IV.4: Alturas desde la superficie del medio arena, a la cual se suspendió el micrófono utilizado como sensor de onda acústica.....	128
Tabla IV.5: Ecuaciones que características de las señales chirp mas comunes.....	146
Tabla IV.6: Especificaciones técnicas del parlante utilizado.....	149
Tabla IV.7: Especificaciones técnicas de los micrófonos utilizados.....	160
Tabla V.1: Las coordenadas de cada uno de los micrófonos en relación a la coordenada de la fuente de perturbación $(x_t, y_t, 0)$	167
Tabla V.2: Parámetros del modelo para el sistema de ecografía acústica en la celda con arena.....	171

Tabla V.3: Coeficientes de reflexión de las interfases del sistema simulado en la celda con arena. Valores obtenidos de la Tabla II.3.....	172
Tabla V.4: Características de las señales chirp utilizadas en la simulación.....	192
Tabla V.5: Valores de resolución vertical y horizontal.....	207
Tabla VI.1: Parámetros definidos en el sistema prototipo de ecografía acústica.....	215
Tabla A.1: Expresiones mas utilizadas de relación entre las distintas fases de un medio poroso. Adaptado de William Lambe y Whitman (1972).....	250
Tabla B.1: Serie de Fourier y Transformada de Fourier.....	254

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

I.1. GENERALIDADES

La localización de inclusiones o anomalías en una masa de suelo es uno de los principales intereses de los métodos geofísicos. Los métodos más empleados con este fin, se basan en la propagación de ondas electromagnéticas como el Geo Radar o en la propagación de corrientes eléctricas como la polarización inducida (IP) o la tomografía geoelectrica. La aplicación de los métodos mencionados está limitada por la conductividad del terreno donde se realiza la prospección y el contraste eléctrico entre la inclusión y el suelo circundante. En muchos ambientes se presentan suelos conductivos, como son por ejemplo las arcillas, los limos y los suelos loésicos saturados. En tales circunstancias, la penetración de las ondas electromagnéticas esta limitada a algunos centímetros de profundidad (Annan, 1992; Rinaldi et al., 1997; Rinaldi, 2002), mientras que en las mediciones a través de la propagación de corrientes eléctricas deberían aplicarse potenciales muy elevados. Por otro lado, muchas veces puede ocurrir que las inclusiones enterradas no muestren contrastes eléctricos muy diferentes respecto al del medio circundante (por ejemplo concreto de hormigón en arenas) por lo que sus detecciones resultarían dificultosas.

El método de reflexión sísmica es ampliamente conocido en la geofísica, sobretodo en su aplicación al estudio de estratos superficiales sobre basamento rocosos en las costas marinas y lechos de ríos. Las aplicaciones mencionadas requieren de equipamiento, dispositivos de medición y procesamiento de la información específicas para cada aplicación (Dobrin, 1976; US Army Corps of Engineers, 1995). En el caso de las prospecciones marinas se utilizan como fuentes de emisión cañones de aire comprimido y como receptores hidrófonos que son remolcados por una embarcación. En prospecciones petroleras y mineras se emplean como fuentes energizantes vibradores de alta energía o explosivos y como receptores geófonos colocados en la superficie (Dobrin, 1976; Milsom, 2003).

A nivel del ultrasonido, los sistemas basados en el principio de reflexión de onda, han sido empleados con éxito y en el cual se lograron los mayores desarrollos tecnológicos en lo que respecta a la electrónica utilizada y los sistemas de procesamiento de señales. Los sistemas ultrasónicos permiten realizar las tareas de prospección o detección, en tiempo real y son utilizados, entre otras aplicaciones, para determinar la presencia de fisuras, la integridad de materiales, la determinación de espesores de piezas metálicas, en las prospecciones marinas de alta resolución y en los equipos utilizados para el diagnóstico por imágenes en el campo de la medicina (Lee y Wade, 1986; Mosher y Simpkin, 1999; Chen, 2007). Para ello se utilizan arreglos piezoeléctricos, tanto para emitir como para recibir los pulsos de onda mecánica, con diseños específicos para cada tipo de aplicación en particular. Estos sistemas utilizan además, procesadores digitales de señal o DSP (por sus siglas en inglés Digital Signal Processor) (Higgins, 1990; Eyre y Bier, 2000), con los cuales es posible implementar algoritmos de procesamiento digital de señal en tiempo real.

En el caso de las prospecciones sísmicas, el desarrollo tecnológico se vio reflejado en los sistemas electrónicos de adquisición de datos y en los algoritmos de post – procesamiento e inversión, no así, en lo que respecta a la velocidad con que se realiza la prospección. Particularmente en los métodos sísmicos o acústicos de prospección a baja profundidad o subsuperficial, aun no se reportan sistemas o metodologías modelos que permitan realizar la prospección sísmica con velocidades operativas similares al Geo Radar o de los sistemas ultrasónicos de exploración. La principal falencia de los sistemas sísmicos de prospección, es la necesidad de fijar los sensores de recepción y la fuente de perturbación, al medio físico a prospectar.

La conjugación de estos elementos lleva a plantear el estudio de la implementación de un sistema, que utilizando algunas de las propiedades de propagación de ondas mecánicas, permitan realizar prospecciones del suelo a nivel subsuperficial con velocidades operativas similares al Geo Radar o de los sistemas ultrasónicos de exploración.

Existen numerosas investigaciones y desarrollos de sistemas de prospección subsuperficiales de elementos estructurales u objetos enterrados, destinados principalmente a la detección de minas enterradas (Rogers y Don, 1993; House y Pape,

1994; Scott et al., 2000; Sabatier y Xiang, 2001; Younis et al., 2002). La detección en estos sistemas, se realiza principalmente a través de la utilización de fuentes acústicas de perturbación y diferentes tipos de sensores: sensores acoplados directamente al suelo (como por ejemplo geófonos y acelerómetros) y no acoplados directamente al suelo. Entre los sensores no acoplados, cabe destacar la utilización de configuraciones de micrófonos y sensores de efecto Doppler (ultrasónicos, radio frecuencia y Láser). El resultado de dicha detección se manifiesta a través de una señal acústica que informa el lugar en donde se encuentra el objeto, mediante el análisis de los registros sensados (en el dominio del tiempo o de la frecuencia) o mediante el análisis de imágenes que muestren algún patrón o contraste relacionado a la detección. Por otro lado, existen investigaciones y desarrollos destinados a la obtención de imágenes ecográficas del suelo basadas en el principio de reflexión de ondas mecánicas, aplicables a diferentes escenarios (Cannelii y D'ottavi, 1989; Smith et al., 1997; Frazier et al., 2000; Van der Veen et al., 2001; Mamou, 2002; Inazaki, 2004); sin embargo los métodos allí planteados, no superan la versatilidad que presenta el Geo Radar en cuanto a la velocidad de prospección y a la operatividad del método.

I.2. OBJETIVOS

El objetivo principal en este trabajo es la implementación de un sistema basado en los fenómenos de interacción y propiedades de las ondas mecánicas, con el cual sea posible identificar los eventos acústicos - sísmicos relacionados a los cambios de impedancia entre los reflectores subyacentes en el suelo a nivel subsuperficial. Se busca que el sistema posea una velocidad operativa similar al Geo Radar o de los sistemas ultrasónicos de exploración, esto es, la obtención de una imagen ecográfica conforme se lleve a cabo la prospección.

El estudio de este sistema se basa en las teorías desarrolladas por Biot (1956 I, 1956 II) y Stoll (1980) para explicar el fenómeno de propagación de ondas en medios porosos, a la vez que se sustenta en el concepto de acoplamiento acústico – sísmico para explicar la interacción existente en la interfase aire – suelo (Sabatier et al., 1986a, b). El suelo utilizado como medio de propagación poroso, consiste en un tipo de arena seca, lo cual facilita la comprensión del fenómeno de propagación de ondas en un medio poroso y de la interacción en la interfase aire – suelo.

A través de una secuencia de ensayos de laboratorio se realiza el estudio de comportamiento de acoplamiento acústico – sísmico en arenas sueltas y los efectos debido a la perturbación de distintos tipos de ondas elásticas o acústicas. Para el caso de las perturbaciones acústicas, se pretende observar la relación entre la directividad del emisor de onda ante los tipos de onda emitidos y el grado de dispersión que existe en las interfases.

A partir de los resultados de caracterización del medio propagante, se desarrolla un sistema prototipo de ecografía acústica para prospectar en arenas sueltas, presentando una configuración de sensores acústicos múltiples no acoplados directamente a la superficie del medio propagante y un tipo de fuente de perturbación acústica a utilizar. Sobre la base de estas configuraciones, se obtienen las ecuaciones fundamentales o funciones de transferencia de la fuente de perturbación acústica y de la configuración de sensores acústicos utilizados.

Se presenta un modelo analítico del sistema de ecografía acústica, a partir del cual se diseñan las técnicas de procesamiento digital de señal que permitan identificar con mayor detalle los eventos acústicos – sísmicos relacionados a los cambios de impedancia entre los reflectores subyacentes, y componer las imágenes de ecografía acústica del medio propagante.

Se realiza el estudio de alcances y limitaciones del sistema prototipo, evaluando la interposición de elementos rígidos en superficie y la detección de inclusiones en el medio, como sería el caso de detectar oquedades, cañerías enterradas, etc. Asimismo, se comparan los resultados obtenidos a través del sistema prototipo de ecografía acústica, a través de la implementación numérica del modelo analítico de sistema de ecografía acústica.

I.3. CONTENIDO DE LA TESIS

La presente Tesis ha sido dividida en siete Capítulos, siguiendo el esquema de la Figura I.1.

En el Capítulo II se hace una revisión del estado del conocimiento sobre la propagación de ondas en medios elásticos en general, haciendo referencia a la propagación de ondas

en medios elásticos disipativos como dispersivos. En el mismo capítulo se revisan los conceptos de la propagación de ondas en medios porosos, estudiando el comportamiento de transmisión y reflexión ondas en la interfase aire – medio poroso. Asimismo, se presenta el concepto de acoplamiento acústico – sísmico, con el cual se demuestra la posibilidad tanto de perturbar como de prospectar acústicamente un medio poroso.

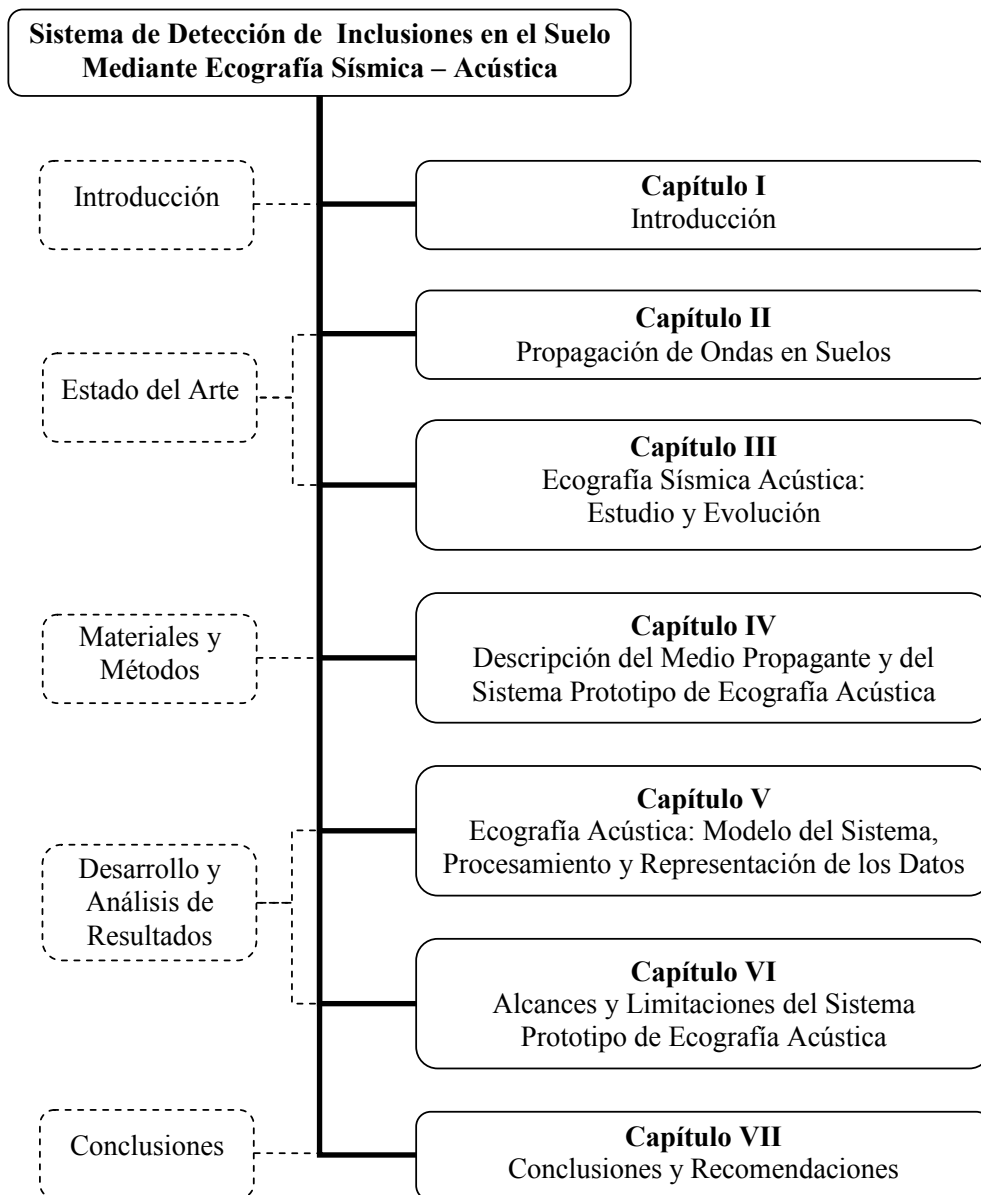


Figura I.1: Organización de la Tesis

En el Capítulo III se realiza una breve reseña de los métodos geofísicos de prospección, en especial de los métodos sísmicos. Se realiza además, una evaluación minuciosa de las investigaciones realizadas en torno a los métodos de prospección basados en el

principio de reflexión de ondas mecánicas o del principio de acoplamiento acústico sísmico, que dieron lugar al concepto de ecografía de suelo o ecografía sísmica y al concepto de ecografía sísmica acústica o ecografía acústica del suelo. Finalmente, se realiza una revisión y análisis de las técnicas de procesamiento y representación de datos utilizados en el método de sísmica de reflexión y de aquellos métodos de prospección o exploración basados en el principio de reflexión de ondas.

El Capítulo IV presenta una descripción de la secuencia de ensayos y de la configuración de dispositivos utilizados para realizar la caracterización sísmica y acústica del medio propagante. A partir de esta caracterización, se describe el sistema prototipo para la obtención de ecografías del suelo en forma acústica, denominada ecografía acústica. En este punto se detallan todos los elementos que conforman al sistema desarrollado, haciendo referencia al tipo de señales de excitación utilizados para realizar las perturbaciones acústicas, las características de la fuente de perturbación acústica y la configuración de micrófonos utilizados como sensores de recepción no acoplados directamente en la superficie del suelo.

En el Capítulo V se presenta el desarrollo y evaluación de un modelo analítico del sistema de ecografía acústica, a partir del cual se estudian los efectos producidos por las distintas técnicas de procesamiento digital de señales utilizadas sobre las imágenes de ecografía acústica preliminares obtenidas por el modelo. Se presenta además la secuencia de algoritmos de procesamiento de imágenes, utilizados con el objeto de mejorar la apariencia de las imágenes. Finalmente, mediante la implementación del modelo, se realiza un análisis de los efectos en la resolución y fidelidad de las imágenes de ecografía acústica obtenidas a partir de diferentes tipos de señales chirp de excitación.

En el Capítulo VI se presentan los resultados obtenidos del estudio de alcances y limitaciones del sistema prototipo en base a la recreación de diferentes escenarios de discontinuidad, a través de la interposición de elementos rígidos en superficie y la detección de inclusiones en el medio de diferente material, como por ejemplo hormigón, acero, PVC, etc. Los resultados obtenidos, se comparan y analizan con los que se obtienen de la implementación del modelo analítico del sistema de ecografía acústica.

Finalmente, el Capítulo VII enuncia las conclusiones de este trabajo, sobre la base de la caracterización sísmica y acústica realizada al medio propagante, del sistema prototipo de ecografía acústica propuesto, del análisis realizado a través del modelo analítico de ecografía acústica planteado y de las validaciones obtenidas del estudio de alcances y limitaciones del sistema prototipo. En el mismo capítulo, se proponen líneas para futuras investigaciones respecto a la implementación de las metodologías utilizadas en el estudio de caracterización sísmica – acústica en suelos limosos con diferentes grados de saturación y niveles de compactación.

CAPÍTULO II

PROPAGACIÓN DE ONDAS EN SUELOS

II.1. INTRODUCCIÓN

Las ondas son un fenómeno natural común que se presenta en la naturaleza. Ejemplos de ello son las ondas de choque, la propagación de ondas en el agua, las ondas de presión como es el caso del sonido. Dentro de los diferentes tipos de ondas que aparecen en la naturaleza, se denominan ondas mecánicas aquellas que se desplazan a través de un medio físico, a diferencia de aquellas que no requieren de ningún medio para su propagación como es el caso de las ondas electromagnéticas. Formalmente se puede definir las ondas mecánicas como aquellas que viajan de un lugar a otro a través de un medio físico, originando una perturbación temporal en este medio, sin transporte de materia de un lugar a otro.

En este capítulo, para el entendimiento y la formulación de los tipos de ondas que se propagan en los suelos, se parte inicialmente de considerar al suelo como un medio elástico sometido a bajas deformaciones, homogéneo e isótropo. Se tiene además en cuenta las dimensiones del mismo en cuanto a la cercanía con la superficie y a la escala de formulación del problema, esto es, considerarlo como un continuo o no. Posterior a ello, se realiza un estudio sobre la propagación de ondas en medios anelásticos y en medios porosos. Finalmente, se estudia la propagación de ondas en la interfase fluido – medio poroso y se introduce el concepto de acoplamiento acústico sísmico.

II.2. ONDAS EN MEDIOS ELÁSTICOS, ISÓTROPOS Y HOMOGÉNEOS

II.2.1. Medios Infinitos

La propagación de ondas en un medio deformable elástico (pequeñas deformaciones), manifestará en sus tres dimensiones, un campo de deformaciones producto del movimiento que da lugar a la propagación de la onda, junto a un campo de esfuerzos o tensiones que se vinculan con el campo de deformaciones a través de la constitutiva del material tal como se lo entiende en la teoría de la elasticidad. A partir de dicha teoría, si se considera que el medio en cuestión presenta isotropía, homogeneidad y dimensiones infinitas, se puede plantear un balance diferencial de tensiones a través de la segunda

ley de Newton en condición de equilibrio, con el objeto de encontrar las ecuaciones que expliquen el comportamiento de la propagación de la onda (Maurice Ewing, 1957; Richard et al., 1970; Das, 1983; Kramer, 1996). Plateando entonces el siguiente balance unidimensional de tensiones en la dirección coordenada x , se tiene:

$$\begin{aligned} \rho dx dy dz \frac{\partial^2 r_x}{\partial t^2} &= (\sigma_x + \frac{\partial \sigma_x}{\partial x} dx) dy dz - \sigma_x dy dz + \\ &+ (\tau_{xy} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} dy) dx dz - \tau_{xy} dx dz \\ &+ (\tau_{xz} + \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial z} dz) dx dy - \tau_{xz} dx dy \end{aligned} \quad (II.1)$$

en donde ρ es la densidad volumétrica del medio material, σ_x es la tensión normal, τ_{xy} y τ_{xz} son las tensiones de corte (ver Figura II.1). Simplificando (II.1) para llegar a la mínima expresión y realizando un análisis similar para el resto de las direcciones coordenadas se obtienen las ecuaciones de balance:

$$\begin{aligned} \rho \frac{\partial^2 r_x}{\partial t^2} &= \frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial z} \\ \rho \frac{\partial^2 r_y}{\partial t^2} &= \frac{\partial \tau_{yx}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_y}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial z} \\ \rho \frac{\partial^2 r_z}{\partial t^2} &= \frac{\partial \tau_{zx}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{zy}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_z}{\partial z} \end{aligned} \quad (II.2)$$

en donde $r_x(x, y, z, t)$, $r_y(x, y, z, t)$ y $r_z(x, y, z, t)$ son las componentes en las coordenadas ortogonales (x, y, z) respectivamente del campo de desplazamiento $\mathbf{r}(x, y, z, t)$. Dado que el medio a que se hace referencia es un sólido, las tensiones aplicadas al medio se representan por un tensor simétrico de tensiones con la siguiente apariencia (Maurice Ewing et al., 1957):

$$\begin{bmatrix} \sigma_x & \tau_{xy} & \tau_{xz} \\ \tau_{yx} & \sigma_y & \tau_{yz} \\ \tau_{zx} & \tau_{zy} & \sigma_z \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

cuya diagonal principal contiene a las tensiones normales a los planos yz , xz , xy , respectivamente. Los demás elementos del tensor serán las tensiones de corte en los planos cuyo eje normal es el indicado en el primer índice y con dirección paralela al eje indicado por el segundo índice. En la Figura II.1 se presenta un esquema que muestra el escenario anteriormente planteado.

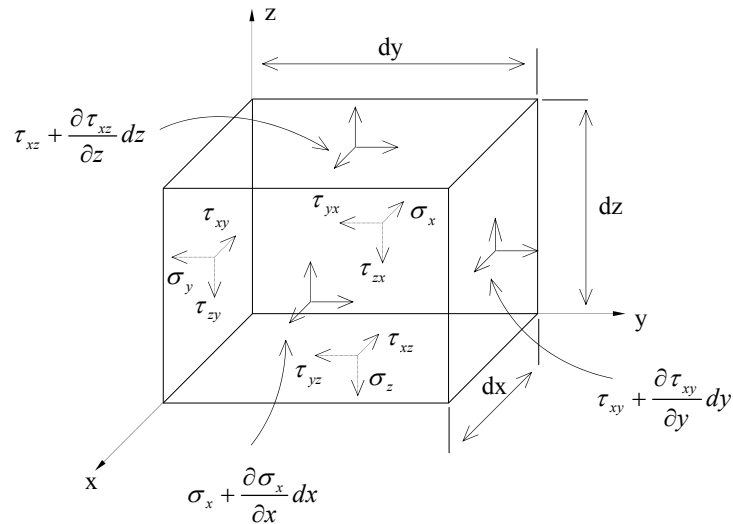


Figura II.1: Tensiones actuantes en un elemento diferencial de un medio elástico.

Las deformaciones resultan según la teoría de la elasticidad proporcionales a las tensiones que participan. Dicha relación se describe a través de la ley de Hooke generalizada (Kramer, 1996), de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & \cdots & c_{16} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{61} & \cdots & c_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

donde los elementos c_{ij} de la matriz representan las constantes elásticas del medio, los términos ε representan las deformaciones relativas tras las tensiones normales y los términos γ representan las deformaciones relativas por las tensiones de corte. Ya que se trata de un material isótropo, los coeficientes c_{ij} de la matriz son independientes de la dirección por lo que la ecuación (II.4) se reduce a:

$$\begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda + 2\mu & \lambda & \lambda & 0 & 0 & 0 \\ \lambda & \lambda + 2\mu & \lambda & 0 & 0 & 0 \\ \lambda & \lambda & \lambda + 2\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

en donde λ y μ son las constantes de Lamé. A través de estas constantes pueden expresarse las relaciones de causa y efecto (tensiones y deformaciones) conocidas como relaciones constitutivas elásticas del medio material. Asimismo, a través de estas constantes se definen los módulos de deformación característicos del material:

$$\begin{aligned} E &= \left. \frac{\sigma_x}{\varepsilon_x} \right|_{\substack{\sigma_y=0 \\ \sigma_z=0}} = \frac{\mu(3\lambda + 2\mu)}{\lambda + \mu} = \frac{9BG}{3B + G} && \text{Módulo de Young} \\ B &= \frac{\sigma_0}{\bar{\varepsilon}} = \lambda + \frac{2\mu}{3} = \frac{E}{3(1-2\nu)} && \text{Módulo Volumétrico} \\ M &= \left. \frac{\sigma_x}{\varepsilon_x} \right|_{\substack{\varepsilon_y=0 \\ \varepsilon_z=0}} = \lambda + 2\mu = \frac{E(1-\nu)}{(1+\nu)(1-2\nu)} = B + \frac{4}{3}G && \text{Módulo de Compresión} \quad (\text{II.6}) \\ G &= \frac{\tau}{\gamma} = \mu = \frac{E}{2(1+\nu)} && \text{Módulo de Corte} \\ \nu &= -\frac{\varepsilon_{\perp}}{\varepsilon_{\square}} = \frac{\lambda}{2(\lambda + \mu)} = \frac{3B - 2G}{2(3B + G)} && \text{Coeficiente de Poisson} \end{aligned}$$

en donde $\sigma_0 = (\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z)/3$, es una tensión de igual intensidad en todas las direcciones principales, $\bar{\varepsilon} = \varepsilon_x + \varepsilon_y + \varepsilon_z = \nabla \cdot \mathbf{r}$ es la suma de las deformaciones relativas normales conocida como deformación volumétrica, ε_{\perp} es la suma de las deformaciones perpendiculares a la dirección de aplicación de carga y ε_{\square} es la deformación en la dirección de aplicación de dicha carga.

Formalmente las deformaciones relativas presentes en el modelo elástico del medio, como así también las rotaciones que allí se presentan (Richard et al., 1970; Kramer, 1996), son definidas de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_x &= \frac{\partial r_x}{\partial x}; & \gamma_{xy} &= \frac{\partial r_y}{\partial x} + \frac{\partial r_x}{\partial y}; & \Omega_x &= \frac{1}{2} \left(\frac{\partial r_z}{\partial y} - \frac{\partial r_y}{\partial z} \right) \\
 \varepsilon_y &= \frac{\partial r_y}{\partial y}; & \gamma_{yz} &= \frac{\partial r_z}{\partial y} + \frac{\partial r_y}{\partial z}; & \Omega_y &= \frac{1}{2} \left(\frac{\partial r_x}{\partial z} - \frac{\partial r_z}{\partial x} \right) \\
 \varepsilon_z &= \frac{\partial r_z}{\partial z}; & \gamma_{zx} &= \frac{\partial r_x}{\partial z} + \frac{\partial r_z}{\partial x}; & \Omega_z &= \frac{1}{2} \left(\frac{\partial r_y}{\partial x} - \frac{\partial r_x}{\partial y} \right)
 \end{aligned} \tag{II.7}$$

en donde $\boldsymbol{\Omega} = (\Omega_x, \Omega_y, \Omega_z) = 1/2 \nabla \times \mathbf{r}$ se conoce como el rotor del campo de desplazamiento o las rotaciones en cada una de las direcciones coordenadas (x, y, z) . Relacionando las expresiones de (II.7) con las ecuaciones de balance de (II.2) y con las ecuaciones de (II.5) de los respectivos ejes coordenados, se obtiene la siguiente ecuación vectorial cinemática (Aki y Richards, 2002):

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial^2 \mathbf{r}}{\partial t^2} &= (\lambda + \mu) \nabla (\nabla \cdot \mathbf{r}) + \mu \nabla^2 \mathbf{r} \\
 &= (\lambda + \mu) \nabla \bar{\varepsilon} + \mu \nabla^2 \mathbf{r}
 \end{aligned} \tag{II.8}$$

esta ecuación cinemática, representa un sistema tridimensional de ecuaciones diferenciales para un medio elástico lineal, las cuales pueden reagruparse en dos grupos de ecuaciones que describen dos tipos de fenómenos de onda posible. El primer fenómeno corresponde a la propagación de onda debido solo al cambio de volumen, en cuyo caso los efectos por rotación o por deformaciones de corte no se consideran. A este tipo de ondas se las denomina ondas longitudinales, ondas de compresión-dilatación u ondas P (por sus siglas en ingles de Primary Wave) cuya ecuación en términos de la deformación volumétrica queda expresada de la siguiente manera:

$$\frac{\partial^2 \bar{\varepsilon}}{\partial t^2} = v_p^2 \nabla^2 \bar{\varepsilon}, \quad \text{con } v_p = \left(\frac{\lambda + 2\mu}{\rho} \right)^{1/2} = \left(\frac{\mu(2-2\nu)}{\rho(1-2\nu)} \right)^{1/2} \tag{II.9}$$

en donde el termino v_p es la velocidad de propagación de la onda P. El segundo fenómeno corresponde a la propagación de onda solo por los efectos de deformaciones de corte conocidas como ondas rotacionales, ondas de corte u ondas S (por sus siglas en

ingles de Shear Wave). De allí que considerando solo las rotaciones $\mathbf{\Omega}$, de las ecuaciones en (II.7) y (II.8), se obtiene la ecuación de onda de corte u onda S:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{\Omega}}{\partial t^2} = v_s^2 \nabla^2 \mathbf{\Omega} \quad , \quad \text{con} \quad v_s = \left(\frac{\mu}{\rho} \right)^{1/2} \quad (\text{II.10})$$

en donde v_s es la velocidad de propagación de la onda S.

Cada una de las velocidades de propagación mostradas en (II.9) y (II.10), responden a un grado y tipo de rigidez del material ante las distintas deformaciones que se originan por la propagación de cada tipo de onda, pudiendo ser relacionadas a través de la siguiente expresión:

$$\frac{v_p}{v_s} = \sqrt{\frac{2-2\nu}{1-2\nu}} \quad (\text{II.11})$$

en esta relación, a través del coeficiente de Poisson, se puede apreciar cuantas veces mayor es la velocidad de propagación de la onda P respecto de la velocidad de propagación de la onda S. Ya que distintos medios poseen distintos tipos de rigidez, esta relación es una de las relaciones utilizadas para determinar dinámicamente aquellos parámetros que caractericen dicha rigidez (Richard et al., 1970; Das, 1983; Kramer, 1996).

II.2.2. Medios Semi-Infinitos

Decir que un medio es semi-Infinito da la idea de que existe una frontera, por lo que se tendrán condiciones de borde necesarias que expliquen el comportamiento de propagación de onda en dicho medio y ante esta condición. Esto permite evidenciar otro fenómeno de propagación de onda, el cual se manifiesta en la superficie del medio conocido como ondas de superficie u ondas Rayleigh (Richard et al., 1970; Das, 1983; Kramer, 1996). Este tipo de ondas surgen de las deformaciones que se producen por corte y compresión en una dirección de propagación en particular tal como se muestra en los esquemas de la Figura II.2. Como se observa en dicha figura, si los desplazamientos se llevan a cabo en las direcciones coordenadas x, z , se pueden definir

dos funciones potenciales Φ y Ψ relacionadas con la compresión-dilatación y rotación del medio respectivamente (Richard et al., 1970), en la que:

$$\begin{aligned} r_x(x, y, z, t) &= \frac{\partial\Phi}{\partial x} + \frac{\partial\Psi}{\partial z} \\ r_z(x, y, z, t) &= \frac{\partial\Phi}{\partial z} - \frac{\partial\Psi}{\partial x} \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

por lo que la deformación volumétrica $\bar{\varepsilon} = \varepsilon_x + \varepsilon_z$ y la rotación en el plano $x-z$ estarán definidas de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon} &= \frac{\partial r_x}{\partial x} + \frac{\partial r_z}{\partial z} = \nabla^2\Phi \\ 2\Omega_y &= \frac{\partial r_x}{\partial z} - \frac{\partial r_z}{\partial x} = \nabla^2\Psi \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Sustituyendo en la ecuación cinemática (II.8) las expresiones de (II.12) y (II.13), teniendo en cuenta solo las componentes x, z , se obtienen dos ecuaciones diferenciales que describen el fenómeno de la propagación de la onda Rayleigh:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2\Phi}{\partial t^2} &= \frac{\lambda + 2\mu}{\rho} \nabla^2\Phi = v_p^2 \nabla^2\Phi \\ \frac{\partial^2\Psi}{\partial t^2} &= \frac{\mu}{\rho} \nabla^2\Psi = v_s^2 \nabla^2\Psi \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

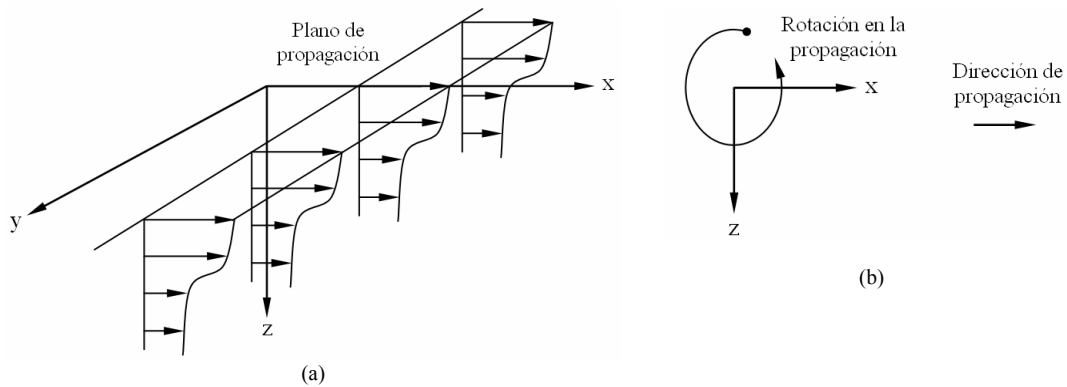


Figura II.2: a) Planos de propagación de ondas en la dirección coordenada x en el cual se desarrolla el fenómeno de onda Rayleigh. b) Movimiento de rotación ante la propagación de onda Rayleigh en la medida que avanza el frente de onda de compresión. Adaptado de Richard, et al. (1970).

Asumiendo que las soluciones de (II.14) son armónicas y con dirección de propagación en eje coordenado x , se prueba que las soluciones son de la forma (Richard et al., 1970; Das, 1983; Kramer, 1996):

$$\begin{aligned}\Phi &= F(z) e^{j(\omega t - k_R x)} \\ \Psi &= G(z) e^{j(\omega t - k_R x)}\end{aligned}\tag{II.15}$$

donde F y G son funciones de la amplitud de las componentes de dilatación y rotación respectivamente de la onda Rayleigh, con respecto a la profundidad en el eje coordenado z . ω es la frecuencia angular y k_R es el número de onda cuya relación $v_R = \omega / k_R$ se la conoce como la velocidad de propagación de la onda Rayleigh. Sustituyendo las expresiones de (II.15) en (II.14) se logra un sistema de dos ecuaciones de segundo orden cuyas soluciones pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}F(z) &= A_1 e^{-qz} + B_1 e^{qz}, \text{ con } q^2 = k_R^2 - \frac{\omega^2}{v_p^2} \\ G(z) &= A_2 e^{-sz} + B_2 e^{sz}, \text{ con } s^2 = k_R^2 - \frac{\omega^2}{v_s^2}\end{aligned}\tag{II.16}$$

en donde A_1 , A_2 , B_1 y B_2 son constantes que dependen de las condiciones de borde. Particularmente las constantes B_1 y B_2 son iguales a cero ya que las amplitudes de la onda solo manifiestan atenuación en la medida que estas se propagan, por lo que la expresión (II.15) queda resumida a la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}\Phi &= A_1 e^{-qz + j(\omega t - k_R x)} \\ \Psi &= A_2 e^{-sz + j(\omega t - k_R x)}\end{aligned}\tag{II.17}$$

Analizando las condiciones de borde en la superficie libre del medio, esto es para $z = 0$, se tiene que las tensiones σ_z y τ_{xz} son ambas igual a cero. Utilizando entonces, las expresiones correspondientes de (II.5), (II.7), (II.12) y (II.17) se cumple que (Richard et al., 1970; Kramer, 1996):

$$\begin{aligned}\sigma_z|_{z=0} &= \lambda\bar{\varepsilon} + 2\mu \frac{\partial r_z}{\partial z} = A_1 [(\lambda + 2\mu)q^2 - \lambda k_R^2] - 2jA_2\mu k_R s = 0 \\ \tau_{xz}|_{z=0} &= \mu \left(\frac{\partial r_z}{\partial x} + \frac{\partial r_x}{\partial z} \right) = 2jA_1 k_R q + A_2 (s^2 + k_R^2) = 0\end{aligned}\tag{II.18}$$

Operando las expresiones de (II.18) se obtienen dos relaciones entre las constantes A_1 y A_2 de las funciones potenciales Φ y Ψ , respectivamente:

$$\begin{aligned}\frac{A_1}{A_2} \frac{(\lambda + 2\mu)q^2 - \lambda k_R^2}{2j\mu k_R s} - 1 &= 0 \\ \frac{A_1}{A_2} \frac{2jqk_R}{s^2 + k_R^2} + 1 &= 0\end{aligned}\tag{II.19}$$

De ambas relaciones en (II.19) surgen las siguientes expresiones que permiten comparar las velocidades de propagación de las ondas P y S con la velocidad de propagación de la onda Rayleigh:

$$\begin{aligned}K_{RS} &= \frac{v_R}{v_S} = \frac{\omega}{v_S k_R} \\ \alpha K_{RS} &= \frac{v_R}{v_P} = \frac{\omega}{v_P k_R} = \frac{\omega}{v_S k_R \sqrt{(\lambda + 2\mu) / \mu}}\end{aligned}\tag{II.20}$$

A través de estas expresiones se obtiene un polinomio de relación entre las velocidades de propagación de onda Rayleigh y onda de corte S, denominada K_{RS} , en función del coeficiente de Poisson. Mediante este polinomio puede relacionarse del mismo modo la velocidad de propagación de la onda P. En la Figura II.3, se muestra la tendencia que adoptan las relaciones entre las velocidades en función del coeficiente de Poisson, a través de este polinomio. En dicha figura se observa una condición particular cuando el coeficiente de Poisson es igual a 0.5. Dado que el coeficiente de Poisson es la relación que existe entre la deformación perpendicular a la dirección de una carga axial, con respecto al resto de las deformaciones principales cuando la deformación volumétrica es nula, el máximo valor que toma este coeficiente es de 0.5. Queda demostrado entonces, a través de las expresiones de (II.11) y (II.20), la tendencia de las velocidades de propagación en torno a este valor.

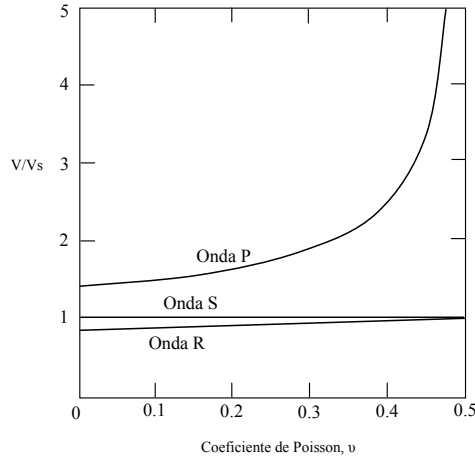


Figura II.3: Relación entre el coeficiente de Poisson y las velocidades de propagación de las ondas de compresión (P), corte (S) y Rayleigh (R) en un medio elástico semi-infinito. Adaptado de Richard et al. (1970).

Otra característica que puede distinguirse en una onda Rayleigh es la distribución de amplitudes de los desplazamientos respecto del coeficiente de Poisson (Richard et al., 1970; Kramer, 1996). Estas distribuciones de amplitudes pueden ser resueltas de las expresiones (II.12), (II.17) y (II.19), obteniéndose:

$$\begin{aligned}
 r_x(x, y, z, t) &= A_1 \left(-jk_R e^{-qz} + \frac{2jqsk_R}{s^2 + k_R^2} e^{-sz} \right) e^{j(\omega t - k_R x)} \\
 r_z(x, y, z, t) &= A_1 \left(\frac{2qk_R^2}{s^2 + k_R^2} e^{-sz} - qe^{-qz} \right) e^{j(\omega t - k_R x)}
 \end{aligned}
 \tag{II.21}$$

en donde los términos entre paréntesis describen la variación de amplitud de cada una de estas componentes, horizontal y vertical, en la dirección del eje coordenado z ; exhibiendo un desfase de 90 grados entre las mismas. En la Figura II.4 se observa la distribución de amplitud para cada una de estas componentes en función de la profundidad o eje coordenado z y para distintos valores del coeficiente de Poisson.

La atenuación que manifiesta cada una de las ondas respecto de las direcciones de propagación, son diferentes y dependen de factores como el tipo de perturbación que da origen a las ondas, el amortiguamiento material, el amortiguamiento geométrico que presenta el medio producto de la forma en como se propaga cada tipo de onda. Este último factor, es el que tiene mayor incidencia sobre la atenuación de las ondas que se propagan en el medio. Richard, et al. (1970) explica esto, a través del diagrama que se

muestra en la Figura II.5 el cual representa las amplitudes relativas de desplazamiento para cada una de las ondas, en proporción con la velocidad de propagación de cada una de estas, para un coeficiente Poisson de $\nu = 0.25$ y en función de la distancia radial r desde donde se realizó la perturbación sobre una base circular. Al momento de realizar la perturbación, se genera un frente de onda esférico que se propaga por el suelo en forma radial desde la fuente. Las ondas P que acompañan a este frente radial, presentan una ley de atenuación geométrica $1/r$ excepto en la superficie donde la ley de atenuación es de $1/r^2$. La perturbación produce ondas de corte S, las que se desarrollan de manera transversal al frente de onda esférico, con mayores amplitudes en la región limita por la zona de “apertura de la onda S” (ver Figura II.5). La onda de Rayleigh se propaga como un frente cilíndrico de onda con una ley de atenuación geométrica de $1/r^{0.5}$ al centro de la perturbación. La componente vertical y horizontal del movimiento de la partícula asociado a la onda Rayleigh presenta una variación en profundidad tal como se representa en forma separada en la Figura II.5.

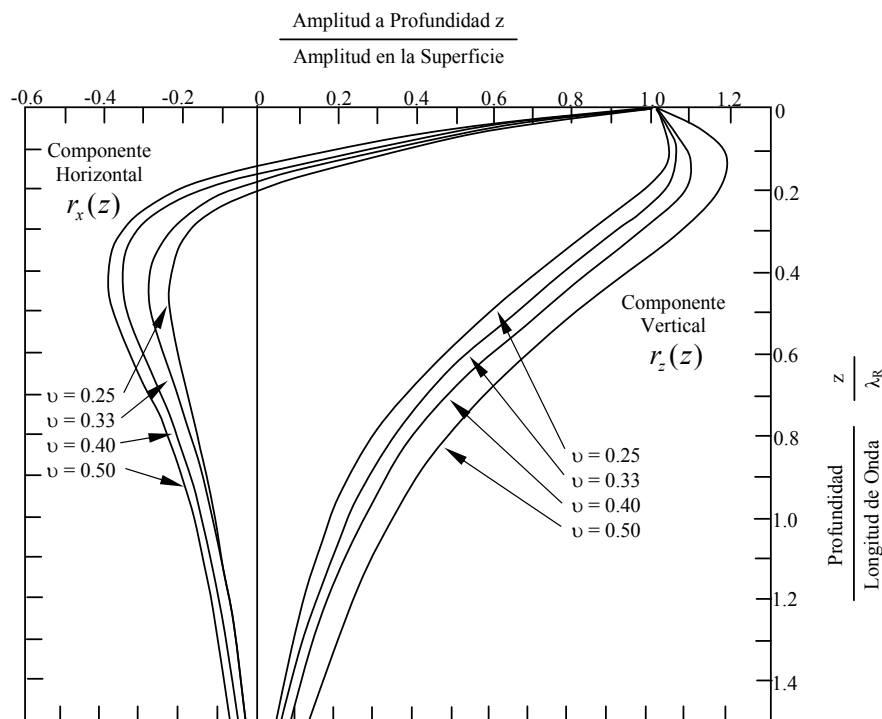


Figura II.4: Componentes vertical y horizontal del desplazamiento ante la propagación de la onda Rayleigh. El radio de amplitud negativa indica que este desplazamiento es opuesto al que se produce en la superficie libre. Adaptado de Richard et al. (1970).

En términos de la energía que se confiere en el momento de llevar a cabo la perturbación, esta se distribuye en la propagación de onda, un 67 por ciento en la onda Rayleigh, un 26 por ciento en la onda S y solo un 7 por ciento en la onda P. Esta distribución de energía se explica por el hecho de que la onda Rayleigh es la que menos se atenúa con el aumento de la distancia r (Richard et al., 1970).

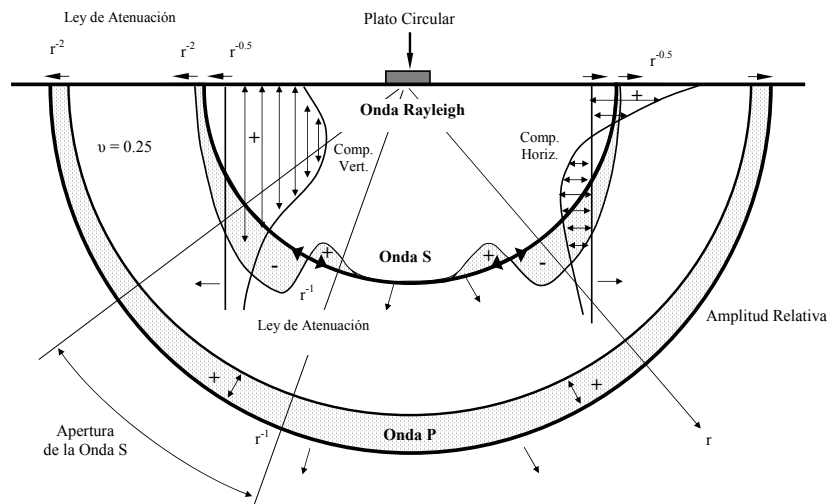


Figura II.5: Ley de atenuación y distribución de los desplazamientos de ondas a partir de la perturbación realizada en un plato circular en un medio elástico, homogéneo e isótropo. Adaptado de Richard et al. (1970).

II.3. ONDAS EN MEDIOS ELÁSTICOS ESTRATIFICADOS

Por lo general las ondas mecánicas se propagan a través de diversos medios elásticos, por lo que van a existir sucesivas reflexiones y transmisiones de ondas según la cantidad de interfases por la cual estas atraviesen durante la propagación. Richard et al. (1970) presenta el estudio que realizó Zoeppritz, el cual determinó la distribución de energía entre los tipos de ondas incidentes, reflejadas y refractadas que interactúan en la interfaz de dos medios distintos. Justificó además, que la energía transmitida por una onda elástica es proporcional al cuadrado de la amplitud del desplazamiento.

En la Figura II.6 puede observarse el resultado de dicho análisis, en donde, de distintas posibilidades de ondas incidentes se obtienen distintos tipos de onda reflejada y refractada. Para una onda incidente P puede obtenerse una onda de compresión reflejada ($P - P_1$), la componente vertical de una onda reflejada de corte ($P - SV_1$), una onda de compresión refractada ($P - P_2$) y la componente vertical de una onda refractada de corte

(P – SV₂). Si se considera la incidencia de una onda de corte en sus dos componentes, componente vertical y componente horizontal. Para la componente vertical de onda incidente SV puede obtenerse la componente vertical de una onda de corte reflejada (S – SV₁), una onda de compresión reflejada (SV – P₁), la componente vertical de una onda de corte refractada (SV – SV₂) y una onda de compresión refractada (SV – P₂). Si se considera la componente horizontal de onda incidente SH, a diferencia de los casos anteriores, solo se obtendrá componentes horizontales de onda de corte reflejada y refractada, (SH – SH₁) y (SH – SH₂) respectivamente.

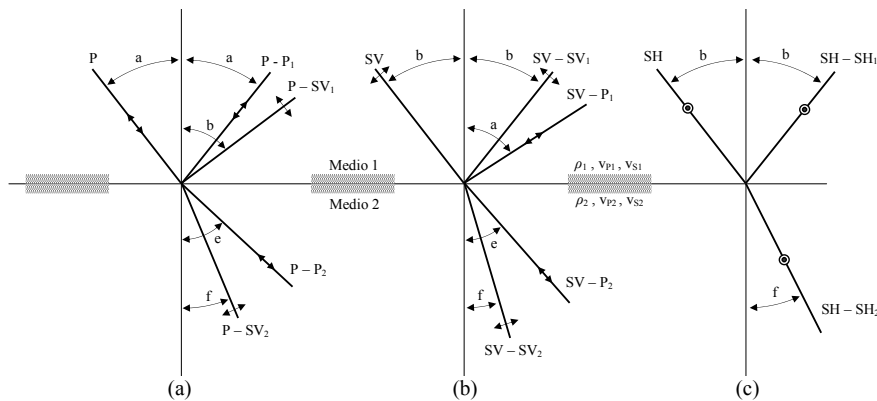


Figura II.6: Posibilidades que se obtienen de la reflexión y refracción de ondas a través de dos medios elásticos de características diferentes, ante la incidencia oblicua de distintos tipos de ondas. a) Onda incidente de compresión. b) Onda incidente de corte, componente vertical. c) Onda incidente de corte, componente horizontal. Adaptado de Richard et al. (1970).

Los ángulos de reflexión y refracción de las ondas polarizadas que se obtienen, dependen de los ángulos de incidencia del tipo de onda particular, los cuales están relacionados a través de las velocidades de propagación para cada uno de los medios elásticos mediante la ley de Snell:

$$\frac{\sin a}{v_{P1}} = \frac{\sin b}{v_{S1}} = \frac{\sin e}{v_{P2}} = \frac{\sin f}{v_{S2}} \quad (II.22)$$

en donde a, b, e y f son los respectivos ángulos de incidencia y refracción respectivamente, indicados para cada uno de los casos en la Figura II.6. v_{P1} y v_{S1} son las velocidades de propagación de compresión y de corte respectivamente del medio 1, mientras que v_{P2} y v_{S2} son las velocidades de propagación correspondientes al medio 2.

Si se asumen que las ondas incidentes son armónicas simples y satisfacen los requerimientos de equilibrio y compatibilidad en la interfase, tal como lo describe Richard et al. (1970), se obtienen las ecuaciones de Zoeppritz, las cuales permiten relacionar las amplitudes de las distintas ondas reflejadas y refractadas, con las amplitudes de las ondas incidentes. Para el caso una onda incidente de compresión (P), las ecuaciones son:

$$\begin{aligned}
 (A - C) \sin a + D \cos b - E \sin e + F \cos f &= 0 \\
 (A + C) \cos a + D \sin b - E \cos e - F \sin f &= 0 \\
 -(A + C) \sin 2a + D \frac{v_{P1}}{v_{S1}} \cos 2b + EK \left(\frac{v_{S2}}{v_{S1}} \right)^2 \frac{v_{P1}}{v_{P2}} \sin 2e - FK \left(\frac{v_{S2}}{v_{S1}} \right)^2 \frac{v_{P1}}{v_{S2}} \cos 2f &= 0 \quad (\text{II.23}) \\
 -(A - C) \cos 2a + D \frac{v_{S1}}{v_{P1}} \sin 2b + EK \frac{v_{P2}}{v_{P1}} \cos 2f + FK \frac{v_{S2}}{v_{P1}} \sin 2f &= 0
 \end{aligned}$$

mientras que para el caso de la onda incidente de corte SV, las ecuaciones son:

$$\begin{aligned}
 (B + D) \sin b + C \cos a - E \cos e - F \sin f &= 0 \\
 (B - D) \cos b + C \sin a + E \sin e - F \cos f &= 0 \\
 -(B + D) \cos 2b - C \frac{v_{S1}}{v_{P1}} \sin 2a + EK \frac{v_{S2}^2}{v_{S1} v_{P2}} \sin 2e - FK \frac{v_{S2}}{v_{S1}} \cos 2f &= 0 \quad (\text{II.24}) \\
 -(B - D) \sin 2b + C \frac{v_{P1}}{v_{S1}} \cos 2b + EK \frac{v_{P2}}{v_{S1}} \cos 2f + FK \frac{v_{S2}}{v_{S1}} \sin 2f &= 0
 \end{aligned}$$

y finalmente, para el caso de la onda incidente de corte SH, las ecuaciones son:

$$\begin{aligned}
 B + D - F &= 0 \\
 B - D - K \frac{v_{S2}}{v_{S1}} \frac{\cos f}{\cos b} F &= 0 \quad (\text{II.25})
 \end{aligned}$$

en donde $K = \rho_1 / \rho_2$ es la relación de densidades de los medios 1 y 2, A es la amplitud de la onda incidente P, B es la amplitud de la onda incidente S, C es la amplitud de la onda reflejada P, D es la amplitud de la onda reflejada S, E es la amplitud de la onda refractada P y F es la amplitud de la onda refractada S. Las soluciones a estas ecuaciones se resumen en la Tabla II.1.

Tabla II.1: Coeficientes de reflexión R y de transmisión T , obtenidos como solución de las ecuaciones de Zoeppritz, para la incidencia oblicua de frentes de ondas sobre una interfase de medios elásticos 1 y 2, diferentes (Santamarina et al., 2001).

Onda Incidente	Onda Resultante	Amplitud Relativa o Coeficiente Resultante
P	(P-P ₁)	$R = \left[\left(k_2 \frac{\cos a}{v_{p1}} - k_3 \frac{\cos e}{v_{p2}} \right) k_6 - \left(k_1 + k_4 \frac{\cos a \cos f}{v_{p1} v_{s2}} \right) k_8 L^2 \right] k_9^{-1}$
	(P-SV ₁)	$R = -2 \frac{\cos a}{v_{p1}} \left(k_1 k_2 + k_3 k_4 \frac{\cos e \cos f}{v_{p2} v_{s2}} \right) L \frac{v_{p1}}{v_{s1}} k_9^{-1}$
	(P-P ₂)	$T = 2 \rho_1 \frac{\cos a}{v_{p1}} k_6 \frac{v_{p1}}{v_{p2}} k_9^{-1}$
	(P-SV ₂)	$T = 2 \rho_1 \frac{\cos a}{v_{p1}} k_8 L \frac{v_{p1}}{v_{s2}} k_9^{-1}$
SV	(SV-P ₁)	$R = -2 \frac{\cos b}{v_{s1}} \left(k_1 k_2 + k_3 k_4 \frac{\cos e \cos f}{v_{p2} v_{s2}} \right) L \frac{v_{s1}}{v_{p1}} k_9^{-1}$
	(SV-SV ₁)	$R = - \left[\left(k_2 \frac{\cos b}{v_{s1}} - k_3 \frac{\cos f}{v_{s2}} \right) k_5 - \left(k_1 + k_4 \frac{\cos e \cos b}{v_{p2} v_{s1}} \right) k_7 L^2 \right] k_9^{-1}$
	(SV-P ₂)	$T = -2 \rho_1 \frac{\cos b}{v_{s1}} k_7 L \frac{v_{s1}}{v_{p2}} k_9^{-1}$
	(SV-SV ₂)	$T = 2 \rho_1 \frac{\cos b}{v_{s1}} k_5 \frac{v_{s1}}{v_{s2}} k_9^{-1}$
SH	(SH-SH ₁)	$R = \frac{\rho_1 v_{s1} \cos b - \rho_2 v_{s2} \cos f}{\rho_1 v_{s1} \cos b + \rho_2 v_{s2} \cos f}$
	(SH-SH ₂)	$T = \frac{2 \rho_1 v_{s1} \cos b}{\rho_1 v_{s1} \cos b + \rho_2 v_{s2} \cos f}$
<p>En donde las siguientes constantes son:</p> $k_1 = \rho_2 (1 - 2v_{s2}^2 L^2) - \rho_1 (1 - 2v_{s1}^2 L^2) \quad k_2 = \rho_2 (1 - 2v_{s2}^2 L^2) + 2\rho_1 2v_{s1}^2 L^2$ $k_3 = \rho_1 (1 - 2v_{s1}^2 L^2) + 2\rho_2 2v_{s2}^2 L^2 \quad k_4 = 2(\rho_2 v_{s2}^2 - \rho_1 v_{s1}^2)$ $k_5 = k_2 \frac{\cos a}{v_{p1}} + k_3 \frac{\cos e}{v_{p2}} \quad k_6 = k_2 \frac{\cos b}{v_{s1}} + k_3 \frac{\cos f}{v_{s2}}$ $k_7 = k_1 - k_4 \frac{\cos a \cos f}{v_{p1} v_{s2}} \quad k_8 = k_1 - k_4 \frac{\cos e \cos b}{v_{p2} v_{s1}}$ $k_9 = k_3 k_6 + k_7 k_8 L^2$ $L = \frac{\sin a}{v_{p1}} = \frac{\sin b}{v_{s1}} = \frac{\sin e}{v_{p2}} = \frac{\sin f}{v_{s2}} \quad \text{ley de Snell generalizada}$		

Como puede observarse en la Tabla II.1, las soluciones de las ecuaciones de Zoeppritz se reducen a las relaciones entre las amplitudes de las ondas. Así, la relación de

amplitudes entre las ondas reflejadas y las ondas incidentes se denomina *coeficiente de reflexión* R , mientras que la relación entre las ondas refractadas y las ondas incidentes, se denomina *coeficiente de transmisión* T . En la Figura II.7 se muestran las variaciones de amplitudes normalizadas de cada tipo de onda, en función de la variación del ángulo de incidencia de ondas P y ondas SV, para los siguientes valores: $v_{P1} = 8000 \frac{m}{s}$, $v_{P2} = 2003 \frac{m}{s}$, $K = 0.0606$ y $\nu = 0.25$. En dicha figura puede observarse el valor de aquellos ángulos en donde el valor de la amplitud de la onda incidente se transfiere en mayor o menor medida a cada una de las componentes de ondas reflejada y refractada. En la Tabla II.2 se resume, algunas relaciones de amplitudes extremas junto al valor de los ángulos incidentes de onda P y SV.

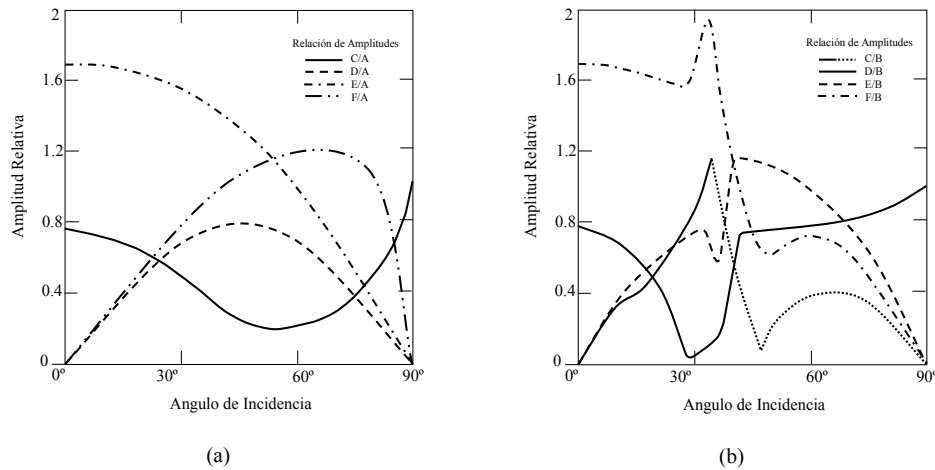


Figura II.7: Relación de amplitudes en función de la variación del ángulo de incidencia para una onda incidente. a) Onda incidente de compresión P de amplitud A . b) Onda incidente de corte SV de amplitud B . Adaptado de Richard et al. (1970).

Si el ángulo de incidencia es igual a 0° se esta ante una situación denominada incidencia normal. En este caso la dirección de propagación de las ondas es normal a la interfase, cumpliéndose la siguiente relación entre las amplitudes de ondas que allí interactúan:

$$A_i + A_r = A_t \tag{II.26}$$

en donde A_i es la amplitud de la onda incidente, A_r es la amplitud de la onda reflejada y A_t es la amplitud de la onda transmitida o refractada. Todas estas componentes son para ondas del mismo tipo. Aquí, los requerimientos de equilibrio y compatibilidad en

la interfase quedan expuestos en las siguientes expresiones resultantes, del coeficiente de reflexión R y el coeficiente de transmisión T :

$$R = \frac{A_r}{A_i} = \frac{1 - (z_1 / z_2)}{1 + (z_1 / z_2)} \quad ; \quad T = \frac{A_t}{A_i} = \frac{2}{1 + (z_1 / z_2)} = 1 + R \quad (\text{II.27})$$

en donde z_1 y z_2 son las impedancias mecánicas del medio 1 y medio 2 respectivamente, las cuales viene definida por el producto entre la densidad volumétrica del medio y la velocidad de propagación del tipo de onda al que se este haciendo referencia, esto es $z_p = \rho v_p$ para las ondas P y $z_s = \rho v_s$ para las ondas S.

Tabla II.2: Valores comparativos de las relaciones de amplitudes para ciertos valores de ángulos incidentes de onda P y SV.

Onda Incidente	Ángulo Incidente	Tipo de Onda Reflejada	Tipo de Onda Refractada
P	0° (Incidencia Normal)	(P - P ₁), maximo relativo	(P - P ₂), valor maximo
	≈ 27°	(P - P ₁); (P - SV ₁)	(P - P ₂); (P - SV ₂)
	≈ 45°	(P - P ₁) (P - SV ₁), valor maximo	(P - P ₂); (P - SV ₂)
	60°	(P - P ₁), valor minimo (P - SV ₁)	(P - P ₂) (P - SV ₂), valor maximo
	90°	(P - P ₁), valor maximo	NO HAY REFRACTACIÒN
SV	0° (Incidencia Normal)	(SV - SV ₁), maximo relativo	(SV - SV ₂), maximo relativo
	≈ 27°	(P - P ₁) (P - SV ₁), valor minimo	(P - P ₂); (P - SV ₂)
	≈ 38°	(P - P ₁), valor maximo (P - SV ₁)	(P - P ₂), minimo relativo (P - SV ₂), valor maximo
	≈ 45°	(P - P ₁), minimo relativo (P - SV ₁)	(P - P ₂); (P - SV ₂)
	≈ 50°	(P - P ₁); (P - SV ₁)	(P - P ₂) (P - SV ₂), minimo relativo
	60°	(P - P ₁); (P - SV ₁)	(P - P ₂) (P - SV ₂), maximo relativo
	90°	(SV - SV ₁) valor maximo	NO HAY REFRACTACIÒN

Cuando la impedancia del segundo miembro es menor que la impedancia del primero el coeficiente $R < 0$ y el coeficiente $T < 1$, lo que se traduce en un cambio de fase entre la onda incidente y la onda reflejada en la interfase. De lo contrario, si la impedancia del

segundo miembro es mayor que la impedancia del primero, el coeficiente $R > 0$ y el coeficiente $T > 1$, existiendo interferencia constructiva entre la onda incidente y la onda reflejada en la interfaz. Las situaciones límite son cuando $z_2 = 0$ o $z_2 = \infty$, en donde $R = -1$ o $R = 1$, $T = 0$ o $T = 2$, respectivamente. En el primer caso existirá un ángulo de fase de 180° entre las ondas incidentes y reflejadas en la interfaz, esto es $A_r = -A_i$. En el segundo caso el ángulo de fase será nulo y la amplitud de la onda reflejada será igual que la amplitud de la onda incidente en la interfaz, esto es $A_r = A_i$. En la Tabla II.3 se muestran los valores de velocidad de propagación de ondas de P, densidad y coeficientes de reflexión, de algunos materiales.

Tabla II.3: Valores de velocidad de propagación de ondas de compresión P y densidad de algunos materiales típicos, junto a los coeficientes de reflexión calculados para las posibles interfases que se pueden lograr.

Material	ρ [Kg/m ³]	v_p [m/s]	Coeficiente de Reflexión								
			Aire ¹	Agua	Acrílico	Loess	Arena	Aluvión	Roca	Hormigón	Acero
Aire ¹	1.21	353	0.00	-0.99941	-0.99974	-0.99915	-0.99961	-0.99970	-0.99987	-0.99991	-0.99998
Agua	1000	1458	0.99941	0.00	-0.39	0.19	-0.21	-0.32	-0.63	-0.72	-0.94
Acrílico	1190	2770	0.99974	0.39	0.00	0.53	0.20	0.07	-0.33	-0.48	-0.87
Loess	1670	600	0.99915	-0.19	-0.53	0.00	-0.38	-0.48	-0.73	-0.80	-0.96
Arena	1700	1300	0.99961	0.21	-0.20	0.38	0.00	-0.13	-0.49	-0.61	-0.91
Aluvión	1900	1500	0.99970	0.32	-0.07	0.48	0.13	0.00	-0.39	-0.52	-0.88
Roca	2400	2700	0.99987	0.63	0.33	0.73	0.49	0.39	0.00	-0.17	-0.75
Hormigón	2500	3800	0.99991	0.72	0.48	0.80	0.61	0.52	0.17	0.00	-0.67
Acero	7800	5850	0.99998	0.94	0.87	0.96	0.91	0.88	0.75	0.67	0.00

¹ Características del aire a una temperatura ambiente de 20 °C y a la presión de 1 atm.

Si los ángulos de incidencia de las ondas son tales, que las ondas reflejadas y refractadas lo hacen con ángulos de 90° , estos ángulos de incidencia se denominan ángulos críticos y vienen expresados de la siguiente manera (Aki y Richards, 2002):

$$\begin{aligned}
 i_c &= \arcsin(v_{P1} / v_{P2}) \quad ; \quad i_c = \arcsin(v_{P1} / v_{S2}) \\
 i_c &= \arcsin(v_{S1} / v_{P1}) \quad ; \quad i_c = \arcsin(v_{S1} / v_{P2}) \quad ; \quad i_c = \arcsin(v_{S1} / v_{S2})
 \end{aligned}
 \tag{II.28}$$

en donde el ángulo crítico i_c puede ser de reflexión o de refracción. Si la onda incidente es una onda P, existirá la posibilidad de tener un ángulo crítico con la onda P refractada y un ángulo crítico con la onda S refractada. Por otro lado, si la onda incidente es una

onda S, existirá la posibilidad de tener un ángulo crítico con la onda P reflejada y dos ángulos críticos con los dos tipos de onda refractadas. El sentido físico del ángulo crítico se cumple, cuando la velocidad de propagación de la onda reflejada o refractada es mayor que la velocidad de propagación de la onda incidente.

Las expresiones de los coeficientes de reflexión R o de transmisión T , como así también a la expresión de la impedancia mecánica, resultan más complejas cuando la propagación de ondas se realiza entre múltiples medios y con ángulos de incidencia pequeños. Este escenario es el que se plantea en prospecciones geofísicas, en especial en las prospecciones petroleras, basadas en el principio de reflexión de ondas (Dobrin, 1976). Numerosas investigaciones en torno a este tipo de prospecciones, dieron lugar a modelos matemáticos que permiten determinar a través de una expresión la impedancia mecánica z y el coeficiente de reflexión R , asumiendo que la onda incidente en el primer estrato o interfaz corresponde a una onda P. En la Tabla II.4 se muestran las expresiones resultantes de los modelos planteados por algunos investigadores.

II.4. ONDAS EN MEDIOS ANELÁSTICOS DISIPATIVOS

La propagación de ondas elásticas en medios disipativos, da lugar a la disipación de energía en la medida que la onda se propaga. Esto puede cuantificarse a través de la ley de atenuación que se manifiestan en las amplitudes de onda al propagarse. La causa de esta atenuación se debe por una lado al amortiguamiento geométrico debido a la forma en como se propagan las ondas, y por otro, al amortiguamiento material presente en el medio. Este último se debe a características intrínsecas del material y que se pueden entender como un sistema de rigidez compleja equivalente (una parte real que concierne a la rigidez propia del material y una parte imaginaria que concierne el amortiguamiento que da lugar a la disipación de energía). Por lo tanto, si los módulos de deformación resumidos en (II.6), están en relación con la rigidez del material, los mismos serán números complejos (Santamarina et al., 2001). De la misma manera, los parámetros de las ecuaciones de ondas P, S y Rayleigh, relacionados a los módulos de deformación, serán números complejos.

Tabla II.4: Expresiones generalizadas de la impedancia mecánica z y el coeficiente de reflexión R , para la incidencia oblicua de onda P en múltiples medios.

Parámetro de Onda	Expresiones Resultantes	Referencia
Impedancia Mecánica Y Coeficiente de Reflexión Onda (P – P)	$z(L) = \frac{\rho v_p}{\sqrt{1-v_p^2 L^2}} \frac{(1-v_s^2 L^2)^2}{(1+v_s^2 L^2)^2} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{-4v_s^2 L^2}$ <p>En donde L es la ley de Snell generalizada y ρ_0 es el valor de densidad en la superficie, el cual se asume como constante y tiene como objeto normalizar la densidad.</p> $R_i(L) = \frac{z_{i+1} - z_i}{z_{i+1} + z_i}$	Ver West (1998)
	$z(a) = v_p^{(1-\tan^2 a)} v_s^{(-8K \sin^2 a)} \rho^{(1-4K \sin^2 a)}$ $\text{donde } K = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{v_{S_{i+1}}}{v_{P_{i+1}}} \right)^2 + \left(\frac{v_{S_i}}{v_{P_i}} \right)^2 \right]$ $R_i(a) = \frac{z_{i+1} - z_i}{z_{i+1} + z_i} \approx \frac{1}{2} \ln \frac{z_{i+1}}{z_i} = \frac{1}{2} \ln \frac{v_{P_{i+1}}^{(1-\tan^2 a)} v_{S_{i+1}}^{(-8K \sin^2 a)} \rho_{i+1}^{(1-4K \sin^2 a)}}{v_{P_i}^{(1-\tan^2 a)} v_{S_i}^{(-8K \sin^2 a)} \rho_i^{(1-4K \sin^2 a)}}$ <p>Supuesto que el parámetro K y el ángulo de incidencia (a) permanecen constantes para todas las interfaces.</p>	Connolly (1999)
	$z(a) = \frac{\rho v_p}{\cos a} \left(1 - \frac{v_s^2}{v_p^2} \sin^2 a \right)^{2(k+2)}$ $\text{donde } k \approx \frac{\Delta \rho}{\rho} \frac{v_s}{\Delta v_s}$ <p>El valor de k representa las variaciones de densidad y de velocidad de corte del estrato, el cual se asume igual a cero.</p> $R_i(a_i, b_i) = \frac{z_{i+1} - z_i}{z_{i+1} + z_i} \approx \frac{1}{2} \ln \frac{z_{i+1}}{z_i} = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{\rho_{i+1} v_{P_{i+1}} \cos^{4(k+2)} b_{i+1}}{\cos a_{i+1}}}{\frac{\rho_i v_{P_i} \cos^{4(k+2)} b_i}{\cos a_i}}$ <p>En donde a_i y b_i son los ángulos de reflexión de ondas P y S respectivamente.</p>	Jinfeng and Morozov (2004)
Impedancia Mecánica Y Coeficiente de Reflexión Onda (P – SV)	$z(a) = v_s^{m(K,a)} \rho^{n(K,a)}; \text{ en donde}$ $m(K, a) = 4K \sin a \left[1 - \frac{1}{2} (1 + 2K) \sin^2 a \right]$ $n(K, a) = (1 + 2K) \sin a \left[1 - \frac{K \left(1 + \frac{3}{2} K \right)}{(1 + 2K)} \sin^2 a \right]$ $R_i(-a) = -R_i(a) = -\frac{z_{i+1} - z_i}{z_{i+1} + z_i}$ <p>Supuesto que el parámetro K y el ángulo de incidencia (a), permanecen constantes para todas las interfaces.</p>	Duffaut et al. (2000)

A partir de este punto de vista, considerando el caso de una onda de compresión unidimensional que se propaga en la dirección x , su ecuación de onda es la siguiente:

$$\frac{\partial^2 r_x}{\partial t^2} = \frac{M^*}{\rho} \frac{\partial^2 r_x}{\partial x^2} \quad (\text{II.29})$$

siendo $M^* = M' + jM''$, el módulo de compresión del medio disipativo. Asimismo, la solución en términos del desplazamiento de la onda en la dirección x , será igual a:

$$r_x = Ae^{j(\omega t - \gamma^* x)} = Ae^{-\alpha x} e^{j(\omega t - kx)} \quad (\text{II.30})$$

en donde $\gamma^* = k - j\alpha$ es un número complejo que se denomina constante de propagación. La parte real k corresponde al número de onda, mientras que la parte imaginaria es el coeficiente de atenuación α definido como:

$$\alpha = \frac{\omega}{\sqrt{\frac{M'}{\rho}}} \left[\frac{\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1}{2(1 + \tan^2 \delta)} \right]^{1/2} = \frac{1}{S_d} \approx \frac{\omega \tan \delta}{2v_p} \quad (\text{II.31})$$

en donde $\tan \delta = M''/M' = 1/Q$, siendo Q un parámetro conocido como factor de calidad, S_d es un parámetro conocido como profundidad de piel o aquella penetración que logra la onda en un material con una atenuación de un neper ($20 \log e$). Ambos parámetros $1/Q$ y S_d , brindan una idea cuantitativa del grado de disipación intrínseca o atenuación del material, que experimenta la onda al propagarse por el medio. Finalmente $v_p = \sqrt{M'/\rho}$ es la velocidad de compresión de la onda unidimensional, supuesto un medio de baja disipación o sea $\tan \delta \ll 1$. Asimismo, debido a que se cuenta con módulos complejos, en particular un módulo complejo de compresión M^* , se tiene entonces una velocidad compleja definida como:

$$v_p^* = \frac{\omega}{\gamma^*} = \frac{\omega}{k - j\alpha} = \sqrt{\frac{M^*}{\rho}} \quad (\text{II.32})$$

Una velocidad compleja implica que el coeficiente de refracción, el coeficiente de transmisión y la impedancia mecánica, son complejos. Las características en lo que refiere a la naturaleza “compleja” de los parámetros de onda, indican una relación entre la amplitud y la fase de la onda (Carcione, 2001; Santamarina et al., 2001).

La atenuación debido al amortiguamiento geométrico, tal como se comentó en la Sección II.2, esta en relación a la forma en como se propagan las ondas en el medio. En general, la atenuación debido al amortiguamiento geométrico de una onda de amplitud A medida entre dos distancias r_1 y r_2 a la fuente de perturbación, viene definida la siguiente expresión:

$$\frac{A_2}{A_1} = \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^\zeta \quad (\text{II.33})$$

en donde ζ es un exponente aplicado al tipo de onda. Así, $\zeta = 0$ se aplica a la propagación de ondas planas en medios infinitos y en vigas, $\zeta = 0.5$ se aplica a la propagación de ondas cilíndricas y $\zeta = 1$ se aplica a la propagación de ondas esféricas.

De lo expuesto, surge que la atenuación total que manifiestan las ondas al propagarse en medios disipativos homogéneos viene dada por la siguiente expresión (Santamarina et al., 2001):

$$\begin{aligned} \frac{A_2}{A_1} &= \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^\zeta e^{-\alpha(r_2-r_1)} \text{ luego} \\ 20 \log \left(\frac{A_2}{A_1} \right) &= 20\zeta \log \left(\frac{r_1}{r_2} \right) - 20\alpha(r_2 - r_1) \log e \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

II.5. ONDAS EN MEDIOS ANELÁSTICOS DISPERSIVOS

La dispersión de los medios propagantes de ondas mecánicas es aquel fenómeno por el cual la forma de onda varía con la longitud de onda o con la frecuencia. Santamarina et al. (2001), expresa que la causa del fenómeno de dispersión en los suelos, se debe a la interacción onda – material o a la geometría del medio propagante. Explica además que existe una relación entre la atenuación y la dispersión, la cual puede generalizarse en un

sistema lineal y causal. Los sistemas causales tienen la propiedad de no ser anticipativos, por lo que no se registra energía a la salida del sistema antes de que exista una cierta energía de excitación. En ese caso, la relación entre la dispersión y atenuación en el sistema, satisface la integral de Kramers – Kroing (Kanamori y Anderson, 1977). Esta situación se manifiesta experimentalmente de las siguientes maneras (Carcione, 2001; Santamarina et al., 2001):

- El fenómeno de dispersión en un medio propagante, esta ligado íntimamente con la atenuación intrínseca del material y con el corrimiento de fase que experimentan las ondas, al igual que en los sistemas lineales causales.
- Las ondas de alta frecuencia atenúan más rápido que las ondas de baja frecuencia. Asimismo los picos de los espectros de frecuencia de una onda, se trasladan de las altas frecuencias a las bajas frecuencias, con el aumento de la distancia a la fuente de perturbación.
- En la medida que la onda se propaga por el medio, la forma de onda se ensancha conforme la onda se aleja de la fuente de perturbación.

Todas estas manifestaciones producto del fenómeno de dispersión se corresponden con el tipo de velocidad resultante de propagación de la onda por el medio. En la Figura II.8 se ilustra dicho concepto a partir considerar la superposición de dos ondas cosenoidales, las cuales se propagan por un medio, presentando una ligera diferencia entre los números de onda y las frecuencias angulares. Lo expresado anteriormente puede representarse a través de la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 r &= r_0 \cos(k_1 x - \omega_1 t) + r_0 \cos(k_2 x - \omega_2 t) \\
 &= 2r_0 \cos\left\{\frac{1}{2}(k_2 + k_1)x - \frac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)t\right\} \cos\left\{\frac{1}{2}(k_2 - k_1)x - \frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)t\right\} \quad (\text{II.35}) \\
 &= 2r_0 \cos(\bar{k}x - \bar{\omega}t) \cos\left(\frac{\Delta k}{2}x - \frac{\Delta \omega}{2}t\right)
 \end{aligned}$$

en donde $\bar{k} = 1/2(k_1 + k_2)$ es el promedio entre los numero de ondas k_1 y k_2 , $\bar{\omega} = 1/2(\omega_1 + \omega_2)$ es el promedio entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 , $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1$ es la frecuencia angular diferencia, $\Delta k = k_2 - k_1$ es el numero de onda diferencia. Como

puede observarse de la expresión (II.35), la componente de alta frecuencia interna al grupo o la portadora de información se propaga a la velocidad de fase resultante:

$$v_f = \frac{\bar{\omega}}{\bar{k}} \quad (\text{II.36})$$

mientras que la envolvente de la onda modulada en amplitud se propaga a la velocidad de grupo:

$$v_g = \lim_{\Delta k \rightarrow 0} \frac{\Delta \omega}{\Delta k} = \frac{d\omega}{dk} \quad (\text{II.37})$$

Cuando se descompone el pulso en su espectro de amplitudes y se cumple que la velocidad es la misma para todas las frecuencias. La forma del pulso no varía y en ese caso la velocidad de fase coincide con la velocidad de grupo, por lo que el medio no es dispersivo. Por el contrario si el medio es dispersivo, la velocidad varía con la frecuencia, la forma del pulso cambia y la velocidad de fase es diferente a la velocidad de grupo. En ese caso la expresión (II.37) puede describirse de la siguiente manera:

$$v_g = \frac{d\omega}{dk(\omega)} \approx \omega \frac{dv_f(\omega)}{d\omega} + v_f(\omega) \quad (\text{II.38})$$

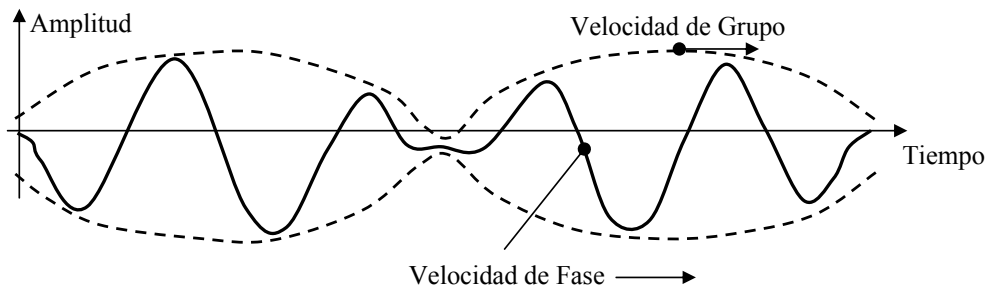


Figura II.8: Ilustración del concepto de velocidad de fase y velocidad de grupo.

Cuando la velocidad de fase decrece con la frecuencia, la propagación de la onda presenta *dispersión normal*, como es el caso de la propagación de ondas longitudinales en barras. Por otro lado, si la velocidad de fase se incrementa con respecto a la frecuencia, se está ante un fenómeno de *dispersión anómala*, como es el caso de la propagación de ondas en materiales viscoelásticos. En el caso de la propagación de

ondas en los suelos, el fenómeno de dispersión se manifiesta preferentemente en la superficie, atribuyéndosele por lo tanto a las ondas superficiales a través de la componente vertical de las ondas Rayleigh. El suelo suele estar formado por capas de distinta naturaleza y la heterogeneidad de los estratos hace que el sistema multicapas se comporte como un medio dispersivo frente a este tipo de ondas (Carcione, 2001).

Carcione (2001) muestra un análisis que permite establecer las relaciones de dispersión a partir de una versión de las ecuaciones de onda de (II.9) y (II.10):

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial t}\psi_{\varepsilon} * \Delta(\nabla \cdot \mathbf{r}) &= \rho \frac{\partial^2}{\partial t^2}(\nabla \cdot \mathbf{r}) \\ \frac{\partial}{\partial t}\psi_{\mu} * \Delta(\nabla \times \mathbf{r}) &= \rho \frac{\partial^2}{\partial t^2}(\nabla \times \mathbf{r})\end{aligned}\quad (\text{II.39})$$

en donde:

$$\psi_{\varepsilon}(t) = \psi_{\kappa}(t) + \frac{4}{3}\psi_{\mu}(t) \quad (\text{II.40})$$

se conoce como la función de relajación de la onda P. El término ψ_{κ} es una función potencial que describe las deformaciones por compresión – dilatación y se asemeja al modulo volumétrico en los casos de materiales de menor disipación. Por otro lado, el término ψ_{μ} es una función potencial que describe las deformaciones de corte y se equipara con la constante de Lamé μ . Finalmente el término * corresponde al operador de convolución en relación con el principio de superposición de Boltzmann. Aplicando la transformada de Fourier a las ecuaciones de (II.39), se obtienen las siguientes ecuaciones en el dominio de la frecuencia denominadas ecuaciones de Helmholtz:

$$\begin{aligned}\Delta(\nabla \cdot \mathbf{r}) + \frac{\omega^2}{v_P^{*2}}(\nabla \cdot \mathbf{r}) &= 0 \\ \Delta(\nabla \times \mathbf{r}) + \frac{\omega^2}{v_S^{*2}}(\nabla \times \mathbf{r}) &= 0\end{aligned}\quad (\text{II.41})$$

siendo

$$\begin{aligned}\rho v_P^{*2} &= F\left(\frac{\partial}{\partial t}\psi_{\varepsilon}\right) = \frac{\rho\omega^2}{k_P^2} \\ \rho v_S^{*2} &= F\left(\frac{\partial}{\partial t}\psi_{\mu}\right) = \frac{\rho\omega^2}{k_S^2}\end{aligned}\quad (\text{II.42})$$

en donde v_p^* y v_s^* corresponden a las velocidades de fase complejas de propagación de onda P y S respectivamente, las cuales son función de la frecuencia. k_p y k_s corresponden a los números de onda complejos para cada tipo de onda. Rescribiendo (II.43) se obtiene las siguientes expresiones, a las cuales Carcione (2001) llamó, relaciones complejas de dispersión:

$$\begin{aligned} k_p^2 &= \frac{\omega^2}{v_p^{*2}} ; \text{ con } v_p^* = \sqrt{\frac{M^*}{\rho}} \\ k_s^2 &= \frac{\omega^2}{v_s^{*2}} ; \text{ con } v_s^* = \sqrt{\frac{G^*}{\rho}} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Como puede observarse en la ecuación (II.43) el término de velocidad de fase compleja de onda P equivale al de la expresión (II.32), en relación al módulo complejo de compresión M^* . Por otro lado el número de onda complejo, k_p , se corresponde con la constante de propagación γ^* de la expresión (II.30).

II.6. ONDAS EN MEDIOS POROSOS

La propagación de ondas en un medio poroso difiere en algunos aspectos respecto de aquellos medios considerados como elásticos – homogéneos. Un medio poroso se define como un medio heterogéneo conformado por una fase sólida o poros, que en el caso de los suelos, albergan fluidos que por lo general, consisten en agua y aire en diferentes proporciones (ver Apéndice A).

Cuando un medio poroso es perturbado mediante un pulso de presión, se manifiestan efectos inerciales diferenciales que producen desplazamientos relativos del fluido con respecto al sólido. Este efecto es mayor en la medida que aumenta la frecuencia fundamental de la perturbación. Biot (1956a, b) desarrolló las teorías de propagación de ondas mecánicas para un medio poroso, el cual se encuentra saturado por un fluido simple (fluido viscoso, compresible, con flujo del tipo Poiseuille) (Streeter y Wylie, 1994.). Los poros en el interior del material están interconectados, por lo que el fluido es capaz de moverse libremente en su interior. El rozamiento que se produce entre ambas fases da lugar a las pérdidas introducidas por el modelo, que son claramente de origen viscoso. La teoría está formulada en términos macroscópicos, tanto de desplazamientos promediados sobre cada una de las fases, como de velocidades

promediadas. Estos promedios se realizan sobre volúmenes de dimensiones características mucho mayores que las dimensiones de los poros.

La consideración de flujo del tipo Poiseuille en el poro saturado, pierde sustento cuando la frecuencia fundamental excede cierto valor:

$$f_t = \frac{\pi \eta}{4 \rho_f d^2} \quad (\text{II.44})$$

en donde η es la viscosidad del fluido, ρ_f es la densidad del fluido y d es el diámetro medio de los poros.

La expresión (II.44) es equivalente a decir que la longitud de onda sea del orden del diámetro medio de los poros (Biot, 1956a). De esta forma el tamaño de poro medio debe ser mucho menor que la longitud de onda, no sólo para que el planteamiento sea consistente, sino también para que los efectos de dispersión geométrica (scattering) puedan ser despreciados tal y como lo hace esta teoría. Por último, el medio se supone infinito, de forma que la existencia de discontinuidades no es contemplada.

Por consiguiente, la respuesta en frecuencia como la transferencia de energía en un medio poroso, puede predecirse a través de la teoría de Biot, por medio de las ecuaciones que se resumen en la Tabla II.5. Analizando las ecuaciones en dicha tabla se advierten la presencia de dos raíces para el caso de la propagación longitudinal de onda. Por otro lado se advierte además, la propagación de una onda de corte u onda S. En el caso de la propagación longitudinal de onda, una de las raíces manifiesta un modo longitudinal rápido de propagación o MLR, u onda primaria P, el cual se equipara con la onda P de los medios elásticos definida en la Sección II.2. La otra raíz demuestra la presencia de un modo longitudinal lento de propagación o MLL, u onda secundaria P, u onda P difusiva. Ambas se propagan de manera simultánea en el par fluido – sólido. La onda primaria P es relativamente no dispersiva y de menor grado de atenuación en relación a la onda secundaria, la cual es muy dispersiva.

Tabla II.5: Ecuaciones de Biot.

Ecuaciones para obtener la velocidad de onda P, v_P .	Ecuaciones para obtener la velocidad de onda S, v_S .
$\begin{vmatrix} \frac{H}{v_P^2} - \rho_{mix} & \rho_f - \frac{C}{v_P^2} \\ \frac{C}{v_P^2} - \rho_f & q - \frac{M}{v_P^2} \end{vmatrix} = \mathbf{0}$	$\begin{vmatrix} \rho_{mix} - \frac{G_{SK}}{v_S^2} & \rho_f \\ \rho_f & q \end{vmatrix} = \mathbf{0}$
<p>Parámetros:</p> $H = B_{sk} + \frac{4}{3}G_{sk} + \frac{(B_g - B_{sk})^2}{D - B_{sk}}$ $M = \frac{B_g^2}{D - B_{sk}}$ $q = \frac{\alpha\rho_f}{n} - j \frac{\eta F}{\omega K}$ $\zeta = \sqrt{\frac{\omega a^2 \rho_f}{\eta}}$ $C = \frac{B_g - B_{sk}}{D - B_{sk}} B_g$ $D = B_g \left[1 + n \left(\frac{B_g}{B_f} - 1 \right) \right]$ $F = \frac{\zeta T}{4(1 + 2jT/\zeta)}$ $T = e^{j\frac{3}{4}\pi} \cdot \frac{J_1(\zeta e^{-j\pi/4})}{J_0(\zeta e^{-j\pi/4})}$	
<p>En donde B es el modulo volumétrico, G es el modulo de corte, ρ es la densidad, η es la viscosidad, a es un parámetro en relación a las dimensiones del poro, K es la conductividad hidráulica absoluta, α es el factor de tortuosidad, r es una constante de integración, ω es la frecuencia angular, n es la porosidad, ζ es un factor adimensional, T es un operador visco-dinámico, J_0 y J_1 son funciones de Bessel. Los subíndices g, f, sk y mix están en relación al sólido o partícula, el fluido, el esqueleto o matriz y a la mezcla sólido – fluido, respectivamente.</p>	

Referencias: Stoll, 1980; Santamarina, et al., 2001.

Gómez Álvarez Arenas (1994), describe el caso de considerar al fluido del poro con una viscosidad tendiente a cero, con lo cual es posible obtener las siguientes expresiones simplificadas de las velocidades de propagación para los modos MLR y MLL:

$$v_{PI} = \sqrt{\frac{B_{mix}^{-1} + \frac{4}{3}G_{mix}}{(1-n)\rho_s + (1-1/\alpha)n\rho_f}} \quad (II.45)$$

$$v_{PII} = \frac{c_f}{\sqrt{\alpha}}$$

en donde B_{mix} es el módulo volumétrico del medio poroso (fases sólida y fluida), G_{mix} es el módulo de corte del medio poroso, n es la porosidad del medio, α es el factor de tortuosidad el cual brinda una idea de la trayectoria efectiva que desarrolla un fluido en

el medio poroso, c_f es la velocidad de propagación acústica en el fluido. Como se puede observar de analizar las ecuaciones, la velocidad correspondiente al modo MLR está relacionada directamente con la velocidad de propagación en el sólido. En el caso del modo MLL, la velocidad de propagación está directamente relacionada con la del fluido, siendo esta, algo menor en relación a la geometría interna del sólido poroso. Esta aproximación no debe inducir a pensar que el modo de propagación MLR se lleva a cabo en la fase sólida, o que el modo MLL se lleva a cabo en la fase fluida. El medio poroso, en general, se comporta como un todo y la propagación de ambos modos tiene lugar en ambas fases simultáneamente. A partir de este análisis, Gómez Álvarez Arenas (1994) expresa que la diferencia que existe entre ambos modos longitudinales de propagación, se encuentra fundamentalmente en el estado de vibración de cada una de las fases. Juntamente obtiene la siguiente relación entre las velocidades de un punto de la estructura sólida y de la fase fluida, para cada uno de los dos modos de propagación:

$$\Phi_{L,R} = - \frac{[(1-n)B_f^{-1}k_{L,R}^2 - \rho_{12}\omega^2] - i\omega b}{(nB_f^{-1}k_{L,R}^2 - \rho_{22}\omega^2) + i\omega b} \quad (\text{II.46})$$

siendo n la porosidad del medio, B_f el módulo volumétrico del fluido en los poros, ω es la frecuencia angular; $k_{L,R}$ es la constante de propagación o número de onda, cuyos subíndices L y R hacen referencia a los modos de propagación MLL y MLR respectivamente. Los coeficientes ρ_{22} y ρ_{12} corresponden a la densidad del fluido dentro del poro en un estado de reposo y al acoplamiento inercial entre el fluido y el sólido respectivamente (Biot, 1956a, b). Finalmente el coeficiente b , conocido como resistencia al flujo, está relacionado a la “Ley de Darcy” (Streeter y Wylie, 1994) y viene definido de la siguiente manera:

$$b = \frac{\eta n^2}{K} \quad (\text{II.47})$$

en donde η es la viscosidad del fluido (*Pa.s*) y K es la conductividad hidráulica absoluta del medio partícula (m^2).

La aplicación de la expresión (II.46) a casos reales permite observar que en el modo MLR, los desplazamientos del sólido y fluido tienden a producirse en fase, mientras que en el caso del modo MLL estos desplazamientos tienden a producirse en contra fase.

Las velocidades que se obtienen de las ecuaciones de Biot, utilizan los módulos volumétricos y de corte de cada uno de los elementos que conforman el medio poroso, definidos como (Santamarina et al., 2001):

$$\begin{aligned}
 B_f &= \frac{1}{\frac{S}{B_w} + \frac{1-S}{B_a}} && \text{Módulo volumétrico del fluido mezcla} \\
 B_{mix} &= B_{sk} + \frac{1}{\frac{n}{B_f} + \frac{1-n}{B_g}} && \text{Módulo volumétrico del medio poroso} \\
 G_{mix} &= G_{sk} && \text{Módulo corte del medio poroso}
 \end{aligned} \tag{II.48}$$

siendo para el caso de un fluido mezcla de agua y aire: $B_w = 2.18 \text{ GPa}$ módulo volumétrico del agua, $B_a = 142 \text{ kPa}$ módulo volumétrico del aire a 1 atmósfera, S grado de saturación y n la porosidad (ver Apéndice A); B_{sk} módulo volumétrico del esqueleto o matriz del medio poroso y B_g módulo volumétrico intrínseco del material que conforman los granos del poro. En algunos materiales a bajo confinamiento $B_{sk} \ll B_g$ (Santamarina, et al., 2001). G_{sk} es el módulo de corte del esqueleto o matriz del poro, el cual es igual al módulo G_{mix} ya que el fluido no experimenta resistencia al corte.

En el dominio de la frecuencia los modos de propagación de onda en el medio poroso según la teoría de Biot (1956a, b), presentan un parámetro en común conocido como frecuencia característica, definida como:

$$f_c = \frac{b}{2\pi\rho_f n} \tag{II.49}$$

Esta frecuencia representa el punto de inflexión a ciertos comportamientos de cada uno de los modos de propagación de onda en un medio poroso. En la Figura II.9 se muestran

las respuestas en frecuencias típicas correspondientes a las velocidades y atenuaciones en el medio poroso teniendo en cuenta las ecuaciones de la Tabla II.5. A partir de las graficas en dicha figura, se pueden hacer las siguientes observaciones:

- La onda primaria P y la onda de corte S tienen una respuesta del tipo relajación (Santamarina, et al., 2001), en donde las velocidades de propagación se incrementan con la frecuencia (dispersión anómala). El cambio máximo de las velocidades ocurre en la frecuencia característica f_c , cerca de la frecuencia de relajación. La frecuencia de relajación no necesariamente coincide con la frecuencia característica f_c .
- La onda secundaria P atenúa con mayor rapidez a baja frecuencia. Se considera como el límite de baja frecuencia, el valor en donde la velocidad de propagación de la onda secundaria P es igual a cero. La velocidad aumenta con la frecuencia, mientras que la atenuación se aproxima al valor de cero a frecuencias elevadas, esto es $f \gg f_c$. Santamarina, et al. (2001), manifiesta que este comportamiento dificulta la observación o medición de este modo de propagación, tanto en mediciones de campo como de laboratorio.

II.7. REFLEXIÓN Y TRANSMISIÓN DE ONDAS EN LA INTERFASE FLUIDO - MEDIO POROSO

La diferencia entre un medio poroso (en el rango de aplicabilidad de la teoría de Biot) y un medio elástico continuo radica en la aparición de un grado de libertad adicional en el medio poroso. Este grado de libertad se manifiesta por medio de un modo longitudinal de propagación de onda extra, por lo que se requiere de una ecuación de continuidad más, aparte de las dos que se emplean convencionalmente en el análisis de reflexión y transmisión de ondas mecánicas; esto es, la continuidad en los campos de presiones y velocidades normales a la interfase (Maurice Ewing et al., 1957; Richard et al., 1970; Carcione, 2001). Así se podrá explicar el fenómeno de interacción de una onda acústica con la superficie de un medio poroso. Se entiende por onda acústica, como aquella onda mecánica longitudinal que se propaga por un medio fluido y que en términos del rango de frecuencia de audición del ser humano, esta se puede dividir en el sonido ($20 \text{ Hz} \leq f \leq 20 \text{ kHz}$), infrasonido ($f < 20 \text{ Hz}$) y ultrasonido ($20 \text{ kHz} < f$) (Kinsler et al., 2000).

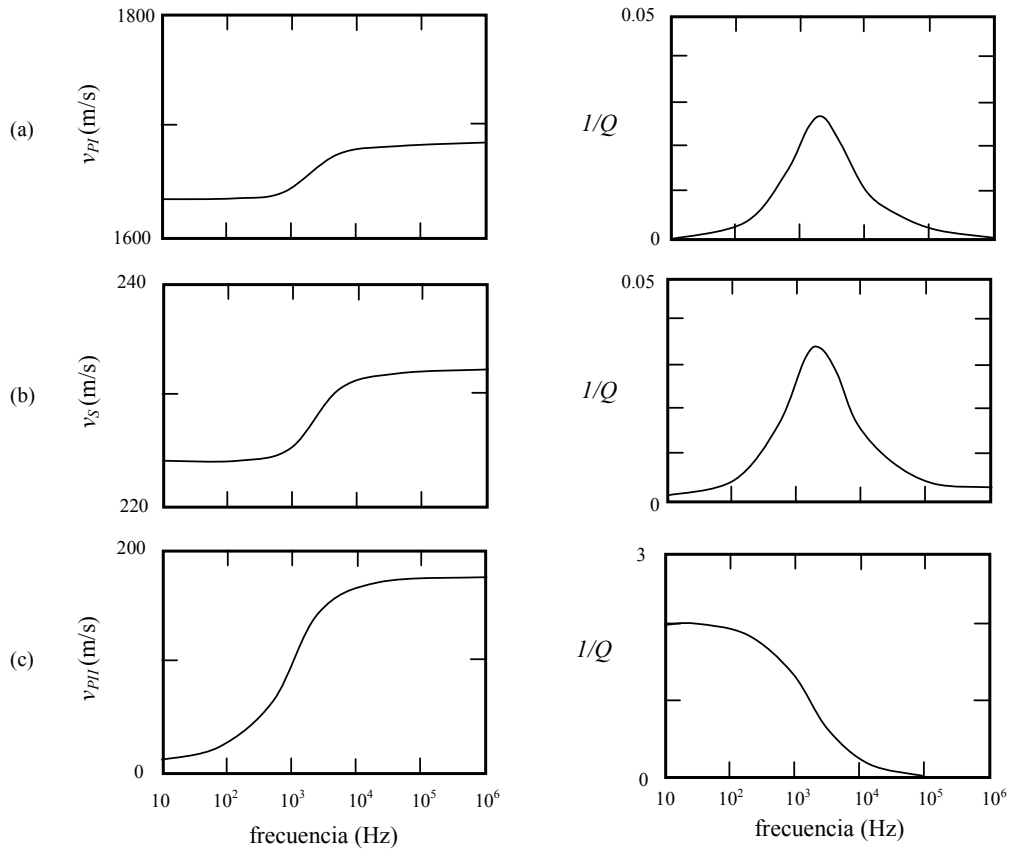


Figura II.9: Espectro de velocidades y de la inversa del factor de calidad. a) Para la onda primaria P, b) para la onda S, c) para la onda secundaria P. ($B_g = 50 \text{ Gpa}$, $B_f = 2.18 \text{ Gpa}$, $G_{sk} = 0.1 \text{ Gpa}$, $n = 0.4$, $K = 10^{-11} \text{ m}^2$). Adaptado de Santamarina et al. (2001).

La condición de contorno adicional a la que se hace referencia, es obtenida por diversos autores (Feng y Johnson, 1983a, b; Wu et al., 1990; Gómez Álvarez Arenas, 1994), considerando que la discontinuidad (superficie de separación entre el medio poroso y el fluido libre) en la presión de fluido, es proporcional al flujo relativo de fluido hacia dentro o afuera de la estructura porosa. La constante de proporcionalidad se denomina impedancia de flujo en la superficie y es un parámetro no calculable directamente, ya que se ajusta en forma experimental según las condiciones de trabajo (Gómez Álvarez Arenas, 1994). Cuando esta impedancia toma el valor cero, entonces la condición de contorno adicional se reduce a que la presión en el fluido libre debe ser igual a la presión en el fluido en el interior de los poros, lo cual se corresponde con la aproximación de “poro abierto”. En el otro extremo, cuando la impedancia de flujo en la superficie toma valores muy altos (tiende a infinito), entonces dicha condición de contorno se reduce a que no se produce flujo relativo entre el sólido y el fluido en la superficie, lo cual se conoce como la aproximación de “poro cerrado”.

II.7.1. Condiciones de Continuidad en la Interfase Fluido – Medio Poroso

Para la resolución del problema del cálculo de la energía reflejada y transmitida en la superficie libre o de separación entre un fluido y un medio poroso, se recurre al igual que en el caso elástico clásico (Carcione, 2001), a las condiciones de continuidad en la superficie:

1. Continuidad de la componente normal de la presión entre un medio y otro en la superficie.
2. Continuidad en las velocidades de propagación de onda.

Considerando en primer lugar los campos de presiones en cada una de las zonas del espacio (fluido y medio elástico infinito) en incidencia normal, representados a través del esquema de la Figura II.10. En el fluido la presión total será igual a:

$$P_f = A_i e^{i(kz - \omega t)} + A_r e^{-i(kz + \omega t)} \quad (II.50)$$

en donde A_i y A_r corresponden a las amplitudes del campo de presiones incidente y reflejado respectivamente. Asimismo, en el medio elástico el campo de presiones transmitido es igual:

$$P_{me} = A_t e^{i(kz - \omega t)} \quad (II.51)$$

siendo A_t la amplitud del campo de presiones transmitido.

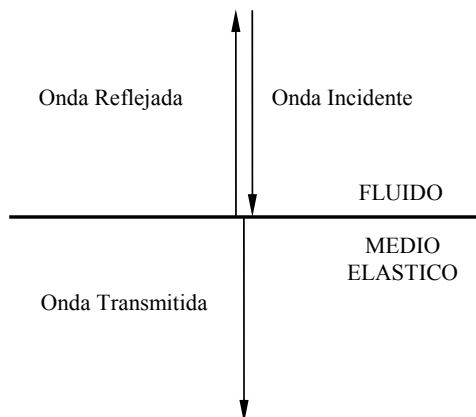


Figura II.10: Representación de los fenómenos de transmisión y reflexión de una onda elástica plana en incidencia normal sobre la superficie libre o de separación entre un fluido y un medio elástico continuo.

Asignando las condiciones de continuidad antes planteadas en la superficie libre, estos es $x = 0$, se obtiene un sistema de ecuaciones del que se puede obtener el valor de las amplitudes A_r y A_t . Por lo que el sistema a resolver es el siguiente (Gómez Álvarez Arenas, 1994):

$$\begin{aligned} A_i + A_r &= A_t \\ \frac{A_i - A_r}{z_0} &= \frac{A_t}{z_{me}} \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

en donde z_0 y z_{me} corresponden a las impedancias mecánicas específicas del fluido y del medio elástico respectivamente. Siendo la impedancia mecánica, el producto entre la densidad volumétrica del medio y la velocidad de propagación de la onda de compresión P.

Considerando ahora que el medio sobre el que incide la onda acústica es un medio poroso infinito, cuyas características acústicas responden a las proporcionadas por la teoría de Biot (1956a, b). En ese caso, se tienen dos modos longitudinales distintos de propagación para la onda transmitida, tal y como se representa en el esquema de la Figura II.11. Así, los campos de presiones en cada una de las zonas del medio fluido vendrán representados de la siguiente manera (Gómez Álvarez Arenas, 1994):

$$P_f = A_i e^{i(kz - \omega t)} + A_r e^{-i(kz + \omega t)} \quad (\text{II.53})$$

mientras que en el medio poroso el campo de presiones es igual a:

$$P_t = A_R e^{i(k_R z - \omega t)} + A_L e^{i(k_L z - \omega t)} \quad (\text{II.54})$$

siendo A_R y A_L las amplitudes de los campos de presión transmitidos al medio poroso, relacionadas con el modo longitudinal MLR y con el modo longitudinal MLL, respectivamente. De esta forma, las expresiones de (II.52) para este caso resultan iguales a:

$$A_i + A_r = A_R + A_L$$

$$\frac{A_i - A_r}{z_0} = \frac{A_R}{z_R} + \frac{A_L}{z_L} = n \frac{A^F}{z^F} + (1-n) \frac{A^S}{z^S} \quad (\text{II.55})$$

en donde z_R y z_L corresponden a las impedancias mecánicas relacionadas con cada uno de los modos transmitidos (MLR, MLL), A^F y A^S representan las amplitudes de los campos de presión transmitidos correspondientes al fluido y sólido, respectivamente. z^F y z^S corresponden a las impedancias mecánicas relacionadas con la fase fluido y sólido, respectivamente. Como puede observarse en la segunda condición de contorno de la expresión (II.55), la suma de los campos de velocidades correspondientes a los modos MLL y MLR es igual al campo de velocidades logrado por cada una de las fases del medio poroso.

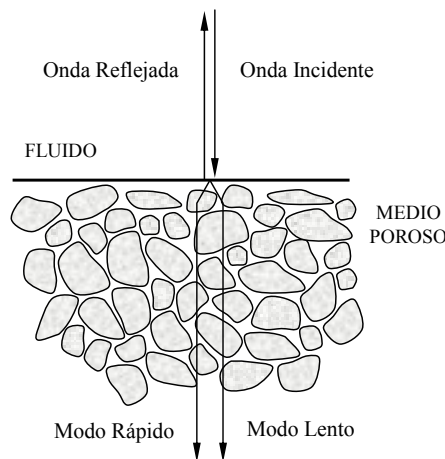


Figura II.11: Representación de los fenómenos de reflexión, transmisión y conversión de modos en la superficie de separación entre un fluido y un medio poroso, para incidencia normal.

La resolución del sistema de ecuaciones de (II.55) requiere el conocimiento de una tercera condición de contorno, tal como se comentó anteriormente, que contemple la proporcionalidad entre la discontinuidad en la presión y el flujo relativo de fluido a sólido en la interfase del medio poroso. La misma se define de la siguiente manera (Gómez Álvarez Arenas, 1994):

$$(A_i + A_r) - (A_R^F + A_L^F) = z_{FS} n \left(\frac{A^F}{z^F} - \frac{A^S}{z^S} \right) \quad (\text{II.56})$$

en donde A_R^F y A_L^F representan las amplitudes de los campos de presión transmitidos del fluido, relacionadas con cada uno de los modos de propagación (MLR y MLL). z_{FS} es el parámetro de proporcionalidad denominado impedancia de flujo en la superficie

II.7.2. Condiciones Continuidad en Relación con las Fases del Medio Poroso

Las fases del medio poroso corresponden a la mezcla de fluido alojada en la matriz del poro (el fluido) y la matriz del poro (el sólido). La proporción de cada una de estas fases en el total del volumen ocupado por las mismas, puede identificarse a través de la porosidad n (ver Apéndice A). Así, la porción de sólido se encuentra en relación al factor $(1-n)$, mientras que la porción de fluido se encuentra en relación a n .

Analizando la primera condición de contorno de la expresión (II.55), la misma puede ser escrita a partir de cada una de las fases del medio poroso de la siguiente manera (Gómez Álvarez Arenas, 1994):

$$(1-n)A_i + nA_i + (1-n)A_r'' + nA_r' = (1-n)A_R^S + nA_R^F + (1-n)A_L^S + nA_L^F \quad (II.57)$$

en donde en donde A_R^S y A_L^S representan las amplitudes de los campos de presión transmitidos de la fase sólido, relacionadas con cada uno de los modos longitudinales de propagación. Análogamente, A_R^F y A_L^F representan las amplitudes de los campos de presión transmitidos de la fase fluido, correspondientes con cada uno de los modos longitudinales de propagación. El término A_r' , viene definido de la siguiente manera:

$$A_r' = A_r - z_{FS} n \left(\frac{A^F}{z^F} - \frac{A^S}{z^S} \right) \quad (II.58)$$

mientras que el termino A_r'' debe cumplir:

$$(1-n)A_r'' + nA_r' = A_r \quad (II.59)$$

Teniendo en cuenta las expresiones (II.56) y (II.57), se obtiene una versión de la primera condición de contorno con respecto a la fase sólido del medio poroso:

$$A_i + A_r'' = A_R^S + A_L^S \quad (\text{II.60})$$

en donde el termino A_r'' viene definido de la siguiente manera:

$$A_r'' = A_r + z_{FS} \frac{n^2}{1-n} \left(\frac{A^F}{z^F} - \frac{A^S}{z^S} \right) \quad (\text{II.61})$$

Por otro lado, analizando la segunda condición de contorno de la expresión (II.55), la misma puede ser escrita a partir de cada una de las fases del medio poroso, de la siguiente manera:

$$\frac{A_i - A_r}{z_0} = n \frac{A_R^F}{z_R^F} + n \frac{A_L^F}{z_L^F} + (1-n) \frac{A_R^S}{z_R^S} + (1-n) \frac{A_L^S}{z_L^S} \quad (\text{II.62})$$

Utilizando las expresiones obtenidas de las condiciones de contorno (II.56), (II.60) y (II.62), expresadas en términos de cada una de las fases que componen el medio poroso, es posible obtener las siguientes versiones paramétricas de las ecuaciones (II.55):

$$\begin{aligned} A_i + A_r + \Lambda^p (1-n)^{-1} &= A_R^S + A_L^S \\ \frac{A_i - [A_r - \Lambda^v (1-n)^{-1}]}{z_0} &= \frac{A_R^S}{z_R^S} + \frac{A_L^S}{z_L^S} \end{aligned} \quad (\text{II.63.a})$$

$$\begin{aligned} A_i + A_r - \Lambda^p n^{-1} &= A_R^F + A_L^F \\ \frac{A_i - (A_r + \Lambda^v n^{-1})}{z_0} &= \frac{A_R^F}{z_R^F} + \frac{A_L^F}{z_L^F} \end{aligned} \quad (\text{II.63.b})$$

siendo Λ^p y Λ^v unos parámetros introducidos, definidos como:

$$\Lambda^p = z_{FS} n^2 \left(\frac{A^F}{z^F} - \frac{A^S}{z^S} \right) \quad (\text{II.64})$$

$$\Lambda^v = z_0 (1-n) n \left(\frac{A^F}{z^F} - \frac{A^S}{z^S} \right) \quad (\text{II.65})$$

Estos parámetros, junto a la relación de velocidades de la ecuación (II.46), permiten obtener la correspondencia entre los campos de presiones para cada modo de propagación longitudinal en cada una de las fases del medio poroso. Dicho de otra manera, el conocimiento de la relación entre los parámetros introducidos de (II.64) y (II.65), es equivalente a conocer la impedancia de flujo en la superficie z_{FS} (Gómez Álvarez Arenas, 1994).

De lo expuesto y utilizando el punto de vista de Gómez Álvarez Arenas (1994), el cual asume al medio poroso como un medio elástico continuo homogéneo, se tendrá la siguiente relación entre los parámetros introducidos de (II.64) y (II.65):

$$\Lambda^p = -\Lambda^v \quad (\text{II.66})$$

la cual se verifica para el siguiente valor de la impedancia de flujo en la superficie:

$$z_{FS} = z_0 \frac{n-1}{n} \quad (\text{II.67})$$

Para realizar el cálculo de esta impedancia, se emplea una de las dos situaciones límites (Gómez Álvarez Arenas; 1994):

1. Aproximación de poro abierto, donde $z_{FS} = 0$. En este caso, la presión sobre el fluido varía de forma continua a través de la superficie de separación entre el fluido y el medio poroso. Según la condición (II.66), la aproximación de poro abierto sólo se produce cuando la porosidad $n \rightarrow 1$. Esta apreciación resulta lógica, ya que el flujo de fluido en la superficie de la interfase es completamente libre cuando la matriz sólida esta ausente. En el caso en que la matriz este presente, se produce una cierta modificación de la presión de fluido en el interior del medio poroso.

2. Aproximación de poro cerrado, donde $z_{FS} \rightarrow \infty$. En este caso, no hay flujo de fluido hacia dentro o afuera de la matriz del poro. Esta aproximación es especialmente válida cuando se tiene una interfase del tipo medio poroso – sólido continuo o cuando los poros en la superficie se hayan sellados por una capa de sólido (porosidad cero). Justamente, según la condición (II.66), la aproximación de poro cerrado sólo se produce cuando $n \rightarrow 0$.

En la Figura II.12, se muestra la evolución de la impedancia de flujo en la superficie en función de la porosidad del medio, y las zonas de aplicabilidad de las aproximaciones antes especificadas.

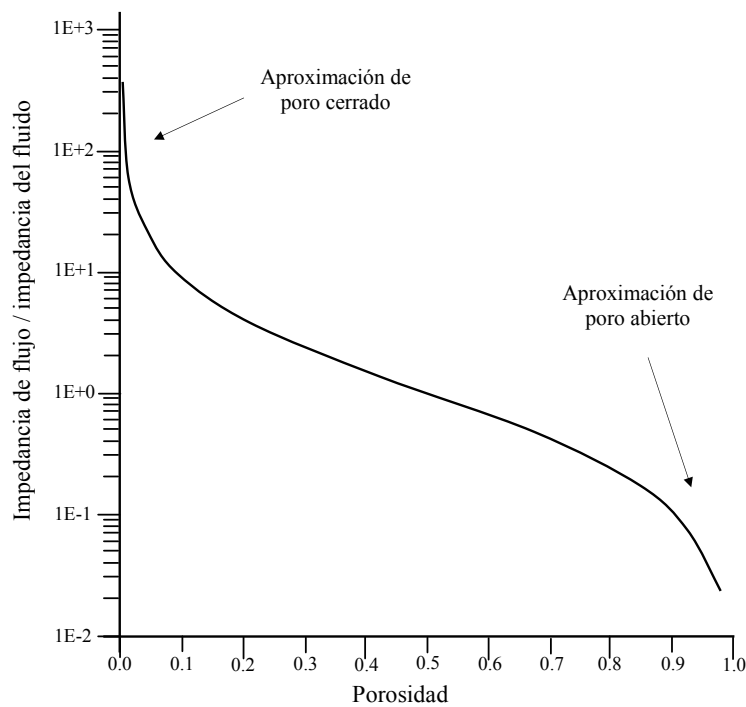


Figura II.12: Variación de la impedancia de flujo en la superficie de un medio poroso en función de la porosidad. Adaptado de Gómez Álvarez Arenas (1994).

Cabe aclarar que la expresión (II.67) de la impedancia de flujo en la superficie es real, por el hecho de considerar al medio poroso en el marco de la teoría de Biot (1956a, b) (las pérdidas de energía en el medio poroso son solo de origen viscoso). Sabatier et al. (1986) propone una expresión compleja de la impedancia de flujo en la superficie, a la cual le llama impedancia acústica superficial del aire-suelo. La razón de esto es que Sabatier et al. (1986) considera al medio poroso en el marco de la reformulación de

Stoll (1980) sobre la teoría de Biot (1956a, b), esto es un medio poroso anelástico disipativo.

A partir de la condición mostrada en (II.66), el sistema definido por (II.63) resulta:

$$\begin{aligned} A_i + A_r'' &= A_R^S + A_L^S \\ \frac{A_i - A_r''}{z_0} &= \frac{A_R^S}{z_R^S} + \frac{A_L^S}{z_L^S} \end{aligned} \quad (\text{II.68.a})$$

$$\begin{aligned} A_i + A_r' &= A_R^F + A_L^F \\ \frac{A_i - A_r'}{z_0} &= \frac{A_R^F}{z_R^F} + \frac{A_L^F}{z_L^F} \end{aligned} \quad (\text{II.68.b})$$

en donde los términos A_r' y A_r'' pueden describirse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} A_r' &= A_r - \Lambda^p n^{-1} \\ A_r'' &= A_r + \Lambda^p (1-n)^{-1} \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

Puede observarse, que el sistema de ecuaciones definido por (II.68), es claramente similar al sistema de ecuaciones definido por (II.55). En este sistema aparecen las fases sólido y fluido aparentemente separadas, sin embargo los términos A_r' y A_r'' no pueden ser relacionadas con los campos reflejados de una u otra fase ya que la relación asumida entre la longitud de onda y el tamaño de poro por parte de la teoría de Biot (1956a, b), impone que el cálculo de los campos asociados a cada modo de propagación longitudinal se realice sobre volúmenes de dimensiones mucho mayores que el tamaño de poro y del orden de magnitud de la longitud de onda. Gómez Álvarez Arenas (1994), expresa que el significado físico de las magnitudes A_r' y A_r'' estarían relacionados con el campo total reflejado, más o menos una cierta contribución debida a las características del flujo del fluido hacia adentro o afuera del sólido poroso en la superficie de discontinuidad.

Finalmente, a partir de la expresión (II.68) y la consideración realizada en la expresión (II.66), y teniendo en cuenta la información proporcionada por la expresión (II.46), se

obtiene que las amplitudes de los campos de presiones asociadas a los modos MLL y MLR en cada una de las fases viene determinada por:

$$\begin{aligned}
 A_R^F &= \left[2A_i - \frac{A_L^F}{\Phi_L} \left(1 + \frac{z_0}{z_L^S} \right) \right] \left(1 + \frac{z_0}{z_R^S} \right)^{-1} \Phi_R \\
 A_L^F &= 2A_i \frac{1 + \frac{z_0}{z_R^S} - \Phi_R \left(1 + \frac{z_0}{z_R^F} \right)}{\left(1 + \frac{z_0}{z_L^F} \right) \left(1 + \frac{z_0}{z_R^S} \right) - \left(1 + \frac{z_0}{z_L^S} \right) \left(1 + \frac{z_0}{z_R^F} \right) \frac{\Phi_R}{\Phi_L}} \quad (\text{II.70}) \\
 A_R^S &= \frac{A_R^F}{\Phi_R} \\
 A_L^S &= \frac{A_L^F}{\Phi_L}
 \end{aligned}$$

De esta manera, Gómez Álvarez Arenas (1994) resolvió plenamente el problema de la transmisión y reflexión en la superficie entre un medio poroso y un fluido, quedando completamente descrito el fenómeno de generación de los modos longitudinales de propagación en función de características acústicas y mecánicas del medio poroso.

Suponiendo en primera instancia que las impedancias del modo MLR son semejantes, esto es $z_R^F \cong z_R^S$, se tiene para el caso de la segunda expresión de (II.70), la siguiente simplificación:

$$A_L^F = 2A_i \frac{1 - \Phi_R}{\left(1 + \frac{z_0}{z_L^F} \right) - \left(1 + \frac{z_0}{z_L^S} \right) \frac{\Phi_R}{\Phi_L}} \quad (\text{II.71})$$

Analizando particularmente los valores que puede tomar el coeficiente Φ_R y recordando que para el modo MLR los desplazamientos tienden a ser semejantes y en fase, según la ecuación (II.46) se tiene:

$$\Phi_R = - \frac{\left[(1-n)B_f^{-1}k_R^2 - \rho_{12}\omega^2 \right] - i\omega b}{\left(nB_f^{-1}k_R^2 - \rho_{22}\omega^2 \right) + i\omega b} \quad (\text{II.72})$$

de forma que cuando el término dominante es el asociado a la resistencia al flujo b , entonces: $\Phi_R \rightarrow 1$, para frecuencias $f \gg f_c$, por lo que $A_L^F, A_L^S \rightarrow 0$. Es decir, cuando las impedancias que presentan las fases sólido y fluido en el modo MLR son semejantes entre sí, y los desplazamientos tanto del sólido como del fluido son próximos y en fase, el modo de propagación MLL predicho por Biot no se genera. Dicho de otra manera, si las propiedades acústicas del sólido y del fluido son muy semejantes en el medio poroso, el modo MLL no podrá ser observado debido a que no se genera o que la generación es muy débil. Estos resultados proporcionan una idea aproximada sobre la generación y observabilidad del modo MLL.

II.8. ACOPLAMIENTO ACÚSTICO SÍSMICO EN LA INTERFASE FLUIDO - MEDIO POROSO

En la sección anterior se trató el tema de la interacción entre las ondas acústicas y ondas elásticas en la interfase fluido y medio poroso. En dicha interfase existe un parámetro fundamental para la interacción de los tipos de ondas que allí intervienen, denominado por Gómez Álvarez Arenas (1994) como la impedancia de flujo en la superficie del medio poroso. Numerosas investigaciones en torno a conocer el comportamiento de la interacción entre las ondas acústicas y ondas elásticas en la interfase fluido y medio poroso (Bass et al., 1980; Attenborough, 1982; Feng y Johnson, 1983a, 1983b; Attenborough et al., 1986; Sabatier et al., 1986; Gómez Álvarez Arenas, 1994), permitió el desarrollo de técnicas con las cuales se identificaron ciertos patrones de onda relacionados con dicho fenómeno de interacción.

Sabatier et al. (1986a, 1986b), estudiaron la interacción entre las ondas acústicas y ondas sísmicas (interfase aire y suelo), con el objeto de llevar a cabo prospecciones para la identificación de objetos enterrados a baja profundidad. A este fenómeno de interacción Sabatier et al. (1986a, 1986b) la denominaron acoplamiento acústico sísmico o por su terminología en el idioma inglés "compliance". A diferencia de lo expuesto en la Sección II.2, acerca de los tipos de ondas que se propagan en un medio elástico homogéneo ante una perturbación directa impuesta en su superficie (ver Figura II. 13); al utilizar un pulso de onda acústica que perturbe la superficie de un medio poroso, gran parte de esta energía se refleja. Sin embargo, debido a la naturaleza porosa del suelo, existirá una porción de energía transmitida, dando lugar a los modos

de propagación de ondas establecidos en la reformulación de Stoll (1980) sobre la teoría de Biot (1956a, b) (ver Figura II. 13). Así, el aire presente en los poros del suelo oscila dentro y fuera de los mismos, dando lugar a una oscilación resultante que depende tanto de la frecuencia y de la amplitud de la perturbación acústica, como de las propiedades del suelo. La penetración de las ondas acústica es mayor si la permeabilidad al paso del aire es elevada (alta porosidad o baja impedancia de flujo en la superficie). Por el contrario, si la permeabilidad al aire es baja (baja porosidad o alta impedancia de flujo en la superficie), el acoplamiento es débil y por ende, se tiene poca penetración. En ambos casos, la transmisión de ondas acústicas es atenuada debido a la naturaleza anelastica disipativas del medio poroso (Stoll, 1980). De la porción de energía transmitida al medio poroso, la porción de onda correspondiente al modo MLL es el que transporta la mayor cantidad de energía (Sabatier y Xiang, 2001). Asimismo, cuando existe un cambio de impedancia mecánica en el medio poroso (es decir un reflector) la onda secundaria P regresa hacia la superficie del medio poroso y debido a que esta presenta menor velocidad de propagación que la velocidad del sonido en el aire, la onda secundaria P se refracta en la interfase afectando el modo de vibración de la superficie.

Existe una región o campo de influencia en donde el acoplamiento acústico sísmico, se revela tal como se explicó en el párrafo anterior. Este campo de influencia esta acotado por el coeficiente de atenuación del modo MLL y del grado de observabilidad o campo de acción de este modo. Hickey y Sabatier (1997), determinaron cual es el grado de observabilidad de los modos MLL y MLR en arenas sueltas como medio poroso de estudio. Para ello desarrollaron una serie de ensayos que consistieron en la perturbación directa del medio poroso y en la perturbación acústica del mismo, utilizando en ambos casos como sensores de onda, geófonos, micrófonos y una sonda acústica (Sabatier et al., 1996). Estos sensores se ubicaron a varias profundidades dentro del recipiente con arena, con los cuales pudieron registrar aquellos parámetros de onda relacionados con los modos longitudinales de propagación, en toda la profundidad del recipiente con arena. Particularmente en la Figura II.14 se muestran los resultados obtenidos del tiempo de propagación de los pulsos de onda en función de la profundidad. Como puede observarse en la Figura II.14.a, cuando se realiza la perturbación del medio poroso en forma directa mediante un agitador mecánico, se observan que las pendientes de las rectas relacionadas con los resultados es una sola. Por lo que el medio poroso se comporta como un medio elástico homogéneo no dispersivo, ya que solo se genera el

modo MLR de propagación. Por otro lado, cuando se realiza la perturbación del medio poroso en forma acústica, se observa en la Figura II.14.b la presencia de dos rectas de diferentes pendientes relacionadas a los resultados obtenidos: una de las rectas evidencia al modo MLL de propagación, observable solo hasta una profundidad aproximada de 15 cm; mientras que la otra recta, evidencia al modo MLR de propagación observable a partir de los 20 cm de profundidad, ya que a esa profundidad el modo MLL se atenuó considerablemente con respecto al modo MLR de propagación. La zona intermedia entre ambas rectas Hickey y Sabatier (1997) la denominaron como zona de transición, ya que allí se hace difícil la distinción entre ambos modos de propagación, debido a la coexistencia de los mismos. La profundidad para la cual el modo MLL presenta relevancia, se encuentra condicionada no solo por la atenuación del modo de propagación, si no también por la longitud de onda desarrollada por el mismo (Sabatier y Xiang, 2001).

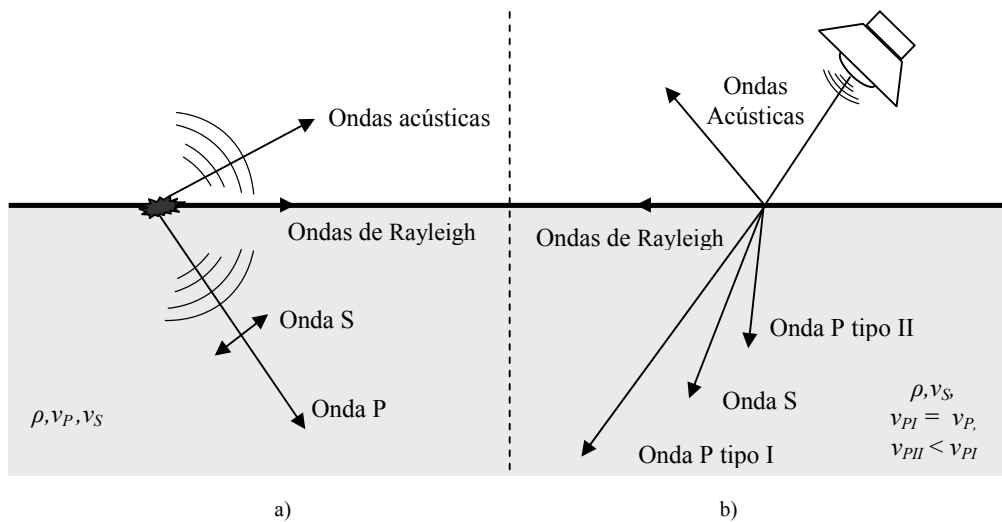


Figura II. 13: a) Forma convencional de generar ondas sísmicas a partir de la perturbación directa del medio, generando la propagación de una onda de compresión u onda P, una onda de corte u onda S y ondas de Rayleigh. b) Resultado de la perturbación acústica del suelo, generando la propagación de dos tipos de ondas de compresión (onda primaria P y onda secundaria P), una de onda de corte u onda S y ondas de Rayleigh.

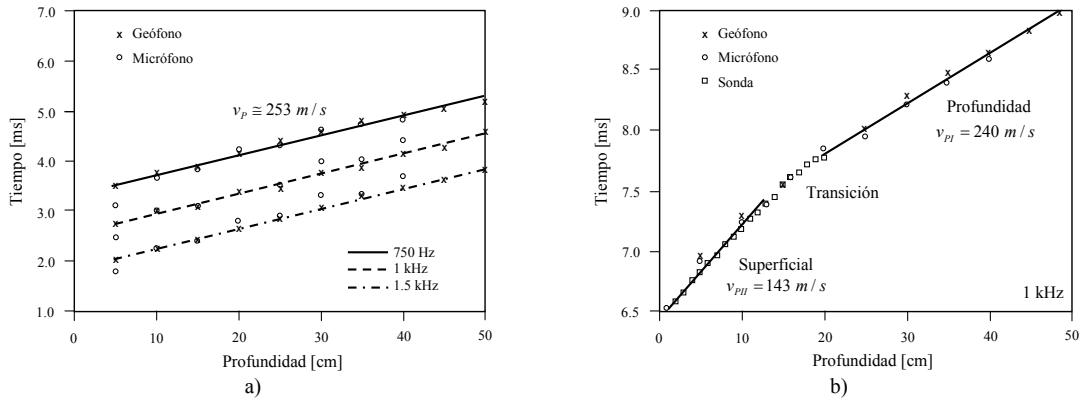


Figura II.14: Tiempo de propagación de los pulsos de onda en función de la profundidad. a) Resultados obtenidos a través de la perturbación directa del medio poroso mediante un agitador mecánico. b) Resultados obtenidos a través de la perturbación acústica del medio poroso mediante un parlante suspendido a 2 m de la superficie del medio. Hickey y Sabatier (1997).

Otra característica observada por Hickey y Sabatier (1997) respecto del modo MLL de propagación, es el comportamiento dispersivo anómalo que este presenta, ya que la velocidad de propagación de la onda secundaria P (velocidad de fase) como el coeficiente de atenuación varían en forma creciente con la frecuencia (ver Figura II. 15). La ley de crecimiento en ambos casos es proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Con respecto a los valores de magnitud y de fase de los pulsos de onda registrados a través de las sondas acústicas en el medio poroso, pudieron observar que la magnitud y la fase decrecen sistemáticamente tanto con el aumento de la profundidad como del aumento de la frecuencia. Siendo este último, el factor dominante en el decrecimiento de ambas magnitudes.

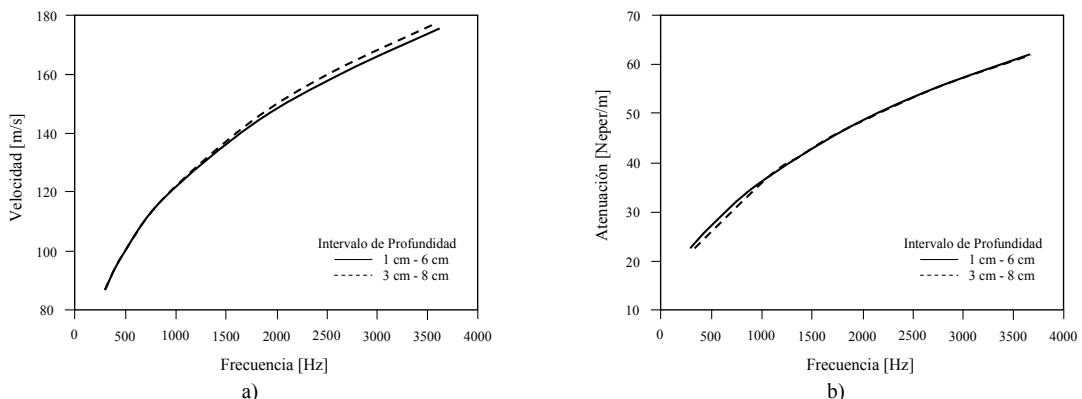


Figura II. 15: a) Variación de la velocidad de fase de la onda con respecto a la frecuencia, b) Variación del coeficiente de atenuación de la onda con respecto a la frecuencia. En ambos casos los resultados fueron obtenidos para dos intervalos de profundidad dentro de la zona de influencia del modo MLL de propagación. Hickey y Sabatier (1997).

Las características mencionadas acerca del modo MLL de propagación permitieron el desarrollo de ciertas técnicas de prospección para la detección de objetos enterrados a bajas profundidades. Como se comentó anteriormente, cuando existe un cambio de impedancia mecánica en el medio poroso la onda secundaria P regresa hacia la superficie del medio poroso, refractando en la interfase y afectando el modo de vibración de la superficie. Dicha vibración, permite ser sensada desde la superficie a través de diferentes sensores, como por ejemplo geófonos, vibrómetros láser de efecto Doppler o LDV (por sus siglas en inglés de Laser Doppler Vibrometry), vibrómetros ultrasónicos de efecto Doppler o UDV (por sus siglas en inglés de Ultrasonic Doppler Vibrometer), entre otros (Sabatier et al., 2003). Un ejemplo de lo enunciado se aprecia en la Figura II.16, en la cual se muestra el resultado obtenido por Hickey et al. (2000), sobre la variación de la velocidad de vibración con respecto a la frecuencia, medida en un punto de una porción de superficie lisa de suelo utilizando un LDV. La perturbación se llevó a cabo mediante un parlante suspendido a 2 m de altura de la superficie del suelo y con el cual se generó un pulso acústico del tipo chirp con una variación de frecuencia de 10 Hz a 10 KHz. Como puede observarse en la Figura II.16, el comportamiento en frecuencia de las velocidades sensadas en la superficie cambia ante la presencia de un objeto enterrado, manifestándose una resonancia característica debido a la presencia del objeto enterrado. Similares resultados pueden encontrarse en Xiang y Sabatier (2000) o Sabatier y Xiang (2001).

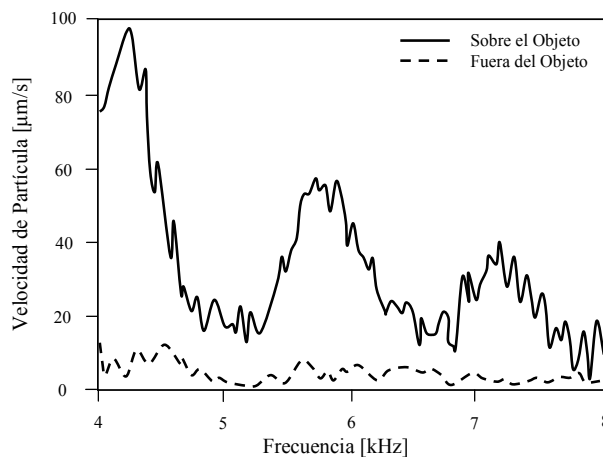


Figura II.16: Amplitudes de la velocidad con respecto a la frecuencia, medida en un punto de una porción de superficie lisa de suelo utilizando un LDV. El resultado de mayor amplitud de velocidad corresponde al punto de la superficie, por debajo del cual se encontraba un disco de acero de 10 cm de diámetro y a una profundidad de 1 cm. Hickey et al. (2000).

La resonancia característica a la que se hace referencia, es el patrón de onda por la cual diversos investigadores se interesaron en estudiar para la detección de minas enterradas (Bass et al., 1980; Sabatier y Xiang, 2001; Bellan et al., 2004; Korman y Sabatier, 2004). Dichas investigaciones plantean modelos lineales como no lineales de las impedancias mecánicas en la interfase aire y suelo, y en la porción de suelo comprendida entre el objeto y la superficie. Con estos modelos y en base a mediciones experimentales, intentan predecir la respuesta en frecuencia de la oscilación en aquellos sectores en donde se encuentra un objeto enterrado.

La resonancia característica es también visible en la impedancia de flujo en la superficie del medio poroso. Esto se puede observar en los resultados experimentales obtenidos mediante técnicas acústicas para determinar la variación de la impedancia de flujo en la superficie del medio poroso en función de la frecuencia (Cramond y Don, 1984; Don y Cramond, 1984; Lawrence y Don, 1995). Estas técnicas consisten básicamente en la perturbación acústica del medio poroso con diferentes ángulos de incidencia y en el análisis de las señales sensadas a través de cierta configuración de dos micrófonos próximos a la superficie del medio poroso. Una de las señales sensada con un micrófono está relacionada con el pulso directo de onda acústica ($s_i(t)$), mientras que la otra señal sensada con el segundo micrófono está relacionada con el pulso de onda acústica reflejado en la superficie ($s_r(t)$). A través de cierto modelo matemático que represente el fenómeno de propagación y de reflexión de onda acústica, se determina el coeficiente de reflexión $R = f(S_i(\omega), S_r(\omega))$, el cual es función de las versiones en frecuencia de las señales $s_i(t)$ y $s_r(t)$. Este coeficiente de reflexión puede representarse además como una función de la impedancia mecánica del aire y de la impedancia de flujo en la superficie, por lo que es posible determinar en forma indirecta a la impedancia de flujo en la superficie en el dominio de la frecuencia. En la Figura II.17 se muestran los resultados obtenidos por Rogers y Don (1993), de la determinación en forma acústica de la impedancia de flujo, en dos puntos de la superficie de un suelo arenoso suelto. Uno de los puntos medidos presentaba una superficie suave y uniforme, mientras que el otro punto presentaba una superficie rugosa. Seguidamente en la Figura II.18, se muestra el resultado obtenido por Rogers and Don (1993), de la determinación en forma acústica de la impedancia de flujo en un tercer punto de la superficie del suelo arenoso suelto con una leve rugosidad, y que presentaba a 6 cm de profundidad una capa de dicho

suelo con una elevada densificación. Como puede observarse en ambas figuras, las impedancias de flujo en la superficie muestran los picos de las resonancias características, tanto para el sector de la superficie en donde se encuentra rugosa como para el sector en donde se encuentra la capa densificada de suelo; siendo en el último caso, el que presenta el mayor pico de resonancia. Por otro lado se observa que los valores de impedancia de flujo son sensibles a la rugosidad de la superficie, pudiendo dar a lugar a falsas interpretaciones, a pesar de que los picos de resonancia presentan diferentes anchos de banda y se llevan a cabo en diferentes frecuencias.

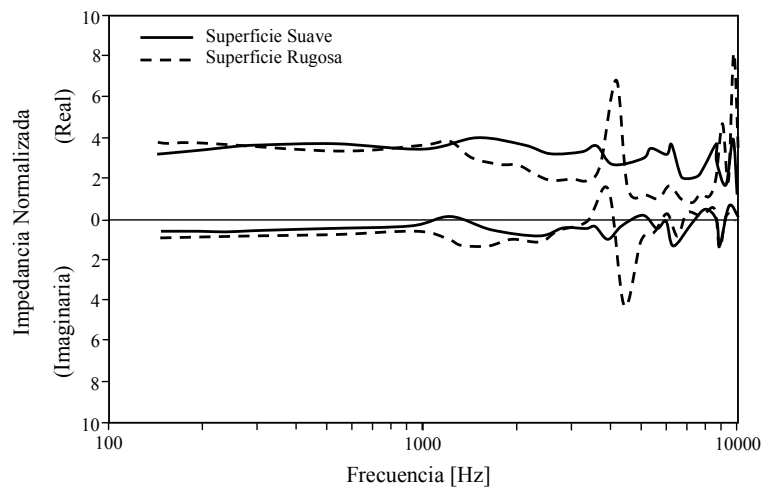


Figura II.17: Variación con respecto a la frecuencia, de la impedancia de flujo de la superficie de un suelo arenoso suelto, medida en forma acústica en dos puntos de la superficie con diferentes características. La parte real en ambos casos corresponde a las curvas superiores y la parte imaginaria a las curvas inferiores. Rogers y Don (1993).

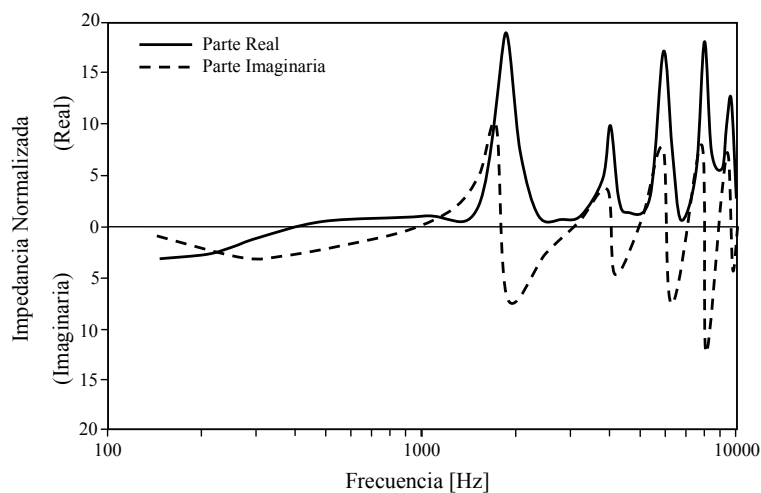


Figura II.18: Variación con respecto a la frecuencia, de la impedancia de flujo de la superficie de un suelo arenoso suelto, medida en forma acústica en un punto de la superficie, el cual presentaba a 6 cm de profundidad una capa de dicho suelo con mayor densificación. Rogers y Don (1993).

Finalmente en la Figura II.19, se muestran las formas de onda obtenidas por Rogers y Don (1993), a través de los dos micrófonos ubicados en las proximidades de los puntos A y B de las partes rugosas de la superficie del suelo arenoso suelto, en donde se determinaron las impedancias de flujo de la superficie. El punto A corresponde al sector de la superficie con mayor rugosidad mientras que el punto B corresponde al sector de la superficie que albergaba la capa densificada de suelo a 6 cm de profundidad. Como puede observarse en la figura, ambas señales obtenidas por los micrófonos son diferentes y cada una de ellas contiene información implícita relacionadas con la rugosidad en la superficie para ambos casos, y con la capa densificada de suelo en el caso de la señal obtenida en el punto B. Por lo que al restar ambas señales es posible revelar un patrón de onda, relacionado con la capa densificada de suelo. Rogers y Don (1993) utiliza este criterio para la detección acústica de objetos enterrados a nivel subsuperficial.

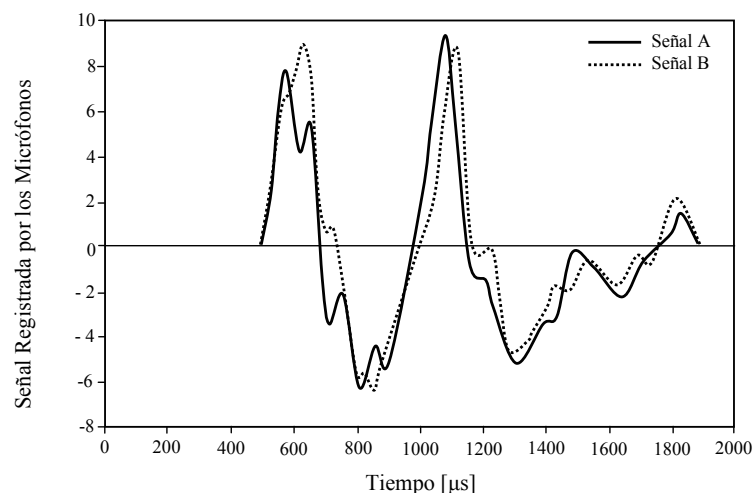


Figura II.19: Formas de onda obtenidas a través de dos micrófonos ubicados en la proximidad de dos puntos A y B, de las partes rugosas de la superficie de suelo arenoso suelto. Por debajo del punto B de la superficie, se encuentra la capa densificada de suelo. Adaptado de Rogers y Don (1993).

II.9. CONSIDERACIONES FINALES

En este Capítulo se hace una síntesis de la propagación de ondas en los suelos, partiendo de la base de considerar al suelo como un medio elástico sometido a bajas deformaciones, homogéneo e isótropo. Posterior a ello, se realiza un estudio sobre la propagación de ondas en medios anelásticos y en medios porosos. Finalmente se estudia

la propagación de ondas en la interfase fluido – medio poroso y se introduce el concepto de acoplamiento acústico – sísmico. Este último concepto demuestra la posibilidad tanto de perturbar como de prospectar un medio poroso acústicamente. Logra poner de manifiesto que es posible utilizar sensores acoplados como no acoplados directamente en la superficie del suelo, para sensor los fenómenos de onda que se desarrollan en la superficie. Se expresa que el patrón de onda a considerar en las señales sensadas, consiste en la identificación de resonancias características que se pueden observar desde el dominio de la frecuencia de la señal. Estas resonancias características representan la presencia de cambios de impedancia mecánica en el suelo a diferentes profundidades como así también del grado de rugosidad de la superficie del suelo. Estos efectos son posibles de observar de aquellos resultados obtenidos por medio de técnicas acústicas, para obtener la impedancia de flujo en la superficie.

CAPÍTULO III

ECOGRAFÍA SÍSMICA ACÚSTICA: ESTUDIO Y EVOLUCIÓN

III.1. INTRODUCCIÓN

En este Capítulo se realiza una revisión acerca de la ecografía sísmica acústica como un método de prospección del suelo relacionado al método de sísmica de reflexión utilizado en geofísica. El propósito de este Capítulo es estudiar la cronología o evolución de la ecografía sísmica acústica en lo que respecta a los campos de aplicación y escala de prospección, la tecnología utilizada para llevar a cabo la prospección y la manera de representar o procesar los datos obtenidos de las prospecciones. En principio se realiza una breve descripción de los métodos geofísicos, sus principales características y campos de aplicación. Posteriormente, se define lo que aquí se designa como ecografía sísmica acústica y se exponen todos aquellos avances científicos y tecnológicos relacionados con la misma. Se realiza además la síntesis del procesamiento digital de datos en el método de sísmica de reflexión, contando así con una visión general de cada una de las etapas de procesamiento utilizadas frecuentemente, la aplicabilidad de las mismas según el caso, sus inconvenientes y ventajas. Finalmente, en base a las etapas de procesamiento utilizadas en el método de sísmica de reflexión, se muestran las variantes de procesamiento utilizadas en otros campos de exploración basados en el principio de reflexión de onda.

III.2. MÉTODOS GEOFÍSICOS

El objeto de estudio de la geofísica, es la descripción de la composición y dinámica de la corteza terrestre, sobre la base de medidas indirectas de magnitudes físicas de parámetros físicos intrínsecos en los materiales que componen dicha corteza, llevadas a cabo desde la superficie de manera no invasiva. Cuando este estudio tiene que ver con áreas relativamente pequeñas y profundidades que no sobrepasen los pocos kilómetros, para obtener un fin económico inmediato, se habla de geofísica aplicada, y el conjunto de métodos para obtener ese fin constituyen los métodos geofísicos de prospección o prospección geofísica. La inferencia de la composición del subsuelo mediante la

medición indirecta de algún parámetro físico medido en la superficie, puede ser la velocidad de una onda mecánica, o la variaciones de un campo gravitacional producidas por diferencias de densidad, o la intensidad de una corriente eléctrica asociada al grado de facilidad de circulación de las cargas eléctricas por el material, entre otros. Esta cualidad de inferencia de las condiciones del subsuelo sin invadir el sitio, ofrece beneficios en lo que respecta al costo y a los menores riesgos de alterabilidad del medio, obteniendo un mayor entendimiento general de las complejas condiciones del sitio prospectado. Para poder emplear un método geofísico en una prospección, es necesario que se presente dos condiciones importantes:

- Que existan contrastes significativos de los parámetros geofísicos a medir o detectar.
- Que estos contrastes se puedan correlacionar con la morfología o geología del subsuelo.

Es por ello que resulta muchas veces necesario complementar el estudio con varios métodos geofísicos o estudios invasivos, para cerciorarse acerca de los resultados obtenidos de la prospección.

III.3. MÉTODOS DE PROSPECCIÓN DESDE LA SUPERFICIE

En los párrafos subsiguientes, se mencionan las características y campo de aplicación de los distintos métodos geofísicos de prospección desde la superficie, actualmente mas relevantes. Puede encontrar mayor información respecto de los métodos de prospección desde la superficie en Dobrin (1976), Milsom (2003) o Gadallah y Fisher (2009). En la Tabla III.1, se puede establecer una síntesis de los métodos geofísicos de prospección desde la superficie más comunes, mostrando la aplicabilidad según las recomendaciones del US Army Corps of Engineers (1995).

Tabla III.1: Métodos geofísicos de prospección desde la superficie y recomendaciones de su uso según el área de aplicación. Adaptado de US Army Corps of Engineers (1995).

Métodos de Prospección Desde la Superficie								Recomendaciones en el uso del método según el área de aplicación
Gravimétrico	Magnéticos	Geoeléctrico	Potencial espontáneo	Electromagnéticos	GPR	Sísmica de refracción	Sísmica de Reflexión	
Naturaleza del Contraste o Característica Intrínseca								
Densidad del medio	Susceptibilidad magnética	Conductividad o resistividad eléctrica	Potenciales eléctricos naturales	Conductividad o resistividad eléctrica y magnetismo	Rigidez dieléctrica y conductividad eléctrica	Impedancia mecánica del medio	Impedancia mecánica del medio	
		FS				FS	FS	Litología
		FS			FS	FB	FS	Determinación del basamento rocoso
						FB	FS	Ripabilidad
	FS	FS			FS	FS		Detección de agua superficial
FS		FS		FS	FS	FS	FS	Detección de Fallas
FS		FS			FS			Detección de cavidades u oquedades
						FB		Determinación de módulos elásticos (In situ a baja deformación)
FS		FS		FS	FS	FS	FB	Determinación de contornos o estratos, agrupamiento de material, etc.
			FB	FB	FS			Detección de conductos de agua subsuperficiales
	FB	FB		FS	FS			Determinación de contornos de rellenos sanitarios o vertederos
	FB	FS		FS	FS			Detección de cuerpos ferrosos de gran tamaño
		FB	FS	FB				Detección de cuerpos conductivos, minerales, napas, plumas, etc.

FB: Funciona bien en la mayoría de los materiales y configuraciones naturales
 FS: Funciona según la configuración que se tenga sobre algunos materiales especiales.
 Espacio en blanco: No se recomienda

III.3.1. Prospección gravimétrica

El método está basado en el estudio de la variación de la componente vertical del campo gravitatorio terrestre producto de la distorsión que sufre el campo gravitatorio, ante la presencia de geomateriales con diferentes densidades. Se realizan mediciones relativas a partir de las variaciones laterales de la atracción gravitatoria de un lugar a otro respecto del campo gravitatorio absoluto de la tierra. El método gravimétrico se emplea como un método de reconocimiento general para definir los límites de los acuíferos, naturaleza y estructura de las formaciones del subsuelo y caracterización de los mantos rocosos.

III.3.2. Métodos magnéticos

La tierra es un imán natural que da lugar al campo magnético terrestre. Las pequeñas variaciones de este campo, indican la presencia en profundidad o superficial de sustancias diamagnéticas o paramagnéticas. El método magnético es el método geofísico de prospección más antiguo aplicable en la prospección petrolífera, en las prospecciones mineras y en la búsqueda de aguas subterráneas. En la prospección petrolífera el método magnético brinda información acerca de la profundidad de las rocas pertenecientes al basamento. A partir de estos conocimientos se puede localizar y definir la extensión de las cuencas sedimentarias ubicadas encima del basamento que posiblemente contienen reservas de petróleo. En las exploraciones mineras se aplica el método magnético en la búsqueda directa de minerales paramagnéticos y en la búsqueda de minerales diamagnéticos asociados con los minerales que ejercen un efecto magnético mensurable en la superficie terrestre.

III.3.3. Métodos Eléctricos

Los métodos eléctricos se basan en las propiedades eléctricas o electromagnéticas intrínsecas del subsuelo (conductividad eléctrica, la permeabilidad magnética y la permitividad dieléctrica.) a partir de un campo artificial que se encuentra en la superficie. Existe una diversidad de configuraciones de métodos eléctricos los cuales pueden diferenciarse en métodos *inductivos* y métodos *conductivos*. La diferencia entre ellos radica en las distintas configuraciones entre el campo artificial de transmisión y el receptor utilizado para captar las manifestaciones eléctricas o electromagnéticas del subsuelo. Los métodos eléctricos tienen la ventaja de ser mucho más sencillos en el procesamiento y la interpretación de los resultados, pero su mayor desventaja es que cualquier material aislante o muy conductor (como son por ejemplo las arcillas y limos

saturados) pueden apantallar los materiales que lo rodean como así también limitar la profundidad de prospección. En el caso del Geo Radar, la profundidad de prospección es de algunos centímetros (Annan, 1992; Rinaldi et al., 1997; Rinaldi y Francisca, 2000, Rinaldi, 2002). Por otro lado, muchas veces puede ocurrir que exista un pobre contraste, de parámetros eléctricos de los materiales que subyacen en el suelo (por ejemplo concreto de hormigón en arenas) por lo que la detección resultaría muy dificultosa. Los siguientes son algunos de los métodos eléctricos más comunes (Orellana, 1974, Iakubovskii y Liajov, 1980; Orellana, 1982; Annan, 1992; Daniels, 2004):

- Métodos Conductivos.
 - Prospección Geoeléctrica o Resistiva: Sondeos Eléctricos Verticales SEV, Calicatas Eléctricas, Tomografía Geoeléctrica.
 - Polarización Inducida.
 - Potencial Espontáneo.
- Métodos Inductivos.
 - Métodos Electromagnéticos: Sondeos electromagnéticos de baja frecuencia VLF, Sondeos Electromagnéticos en el dominio temporal SEDT o TDEM.
 - Sondeos Magnetotelúricos.
 - Geo Radar o GPR.

III.3.4. Prospección Sísmica

Los métodos sísmicos consisten en producir ondas sísmicas a través generalmente de una perturbación mecánica en la superficie y detectar los tiempos y amplitudes del arribo de las ondas producidas, una vez reflejadas o refractadas en las distintas interfases o contactos entre formaciones geológicas que subyacen en el subsuelo. De esta manera, es posible determinar algunos parámetros de onda, como es el caso de la velocidad de propagación y atenuación, las cuales varían de acuerdo a estas formaciones geológicas. A través de curvas o imágenes que muestran la variación de los parámetros de onda, es posible inferir discontinuidades estratigráficas a partir de las discontinuidades sísmicas. Los métodos sísmicos se clasifican según el método de interpretación (refracción o reflexión de onda), según el tipo de onda a considerar (onda P, onda S u onda de Rayleigh) y según la escala o profundidad de investigación (Richard, 1970; US Army Corps of Engineers, 1995; Kramer, 1996); en:

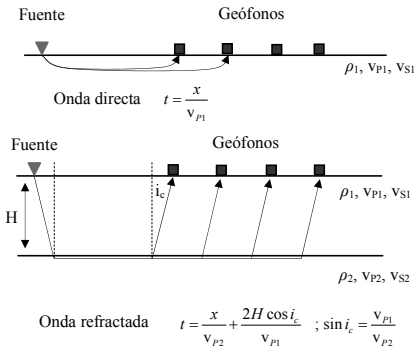
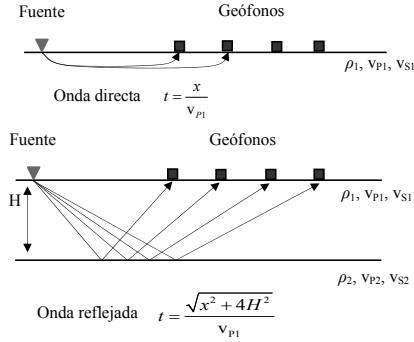
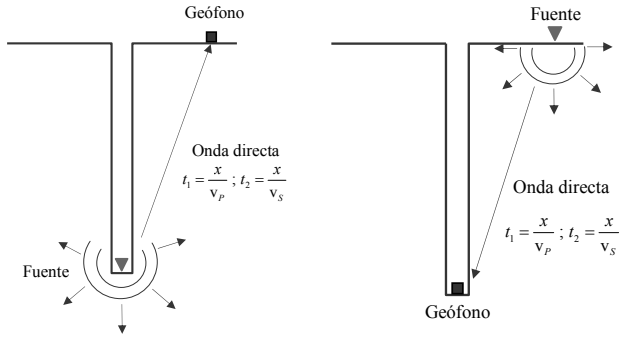
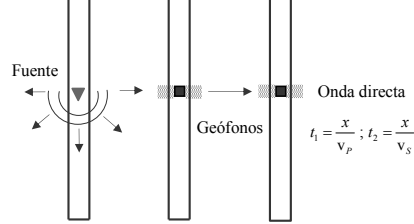
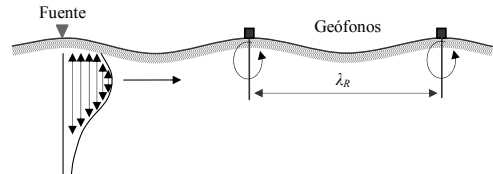
- Método de Sísmica de Refracción
- Método de Sísmica de Reflexión
- Método Up Hole y Down Hole
- Método Cross Hole
- Método de Análisis Espectral de Ondas de Superficie SASW

Las características principales de los mismos en cuanto al principio y esquema de la técnica, se muestran en la Tabla III.2.

III.4. MÉTODOS DE EXPLORACIÓN O PROSPECCIÓN BASADOS EN EL PRINCIPIO DE LA REFLEXIÓN DE ONDAS MECANICAS

Como se comentó en los párrafos anteriores, el método de sísmica de reflexión es ampliamente conocido en la geofísica y su campo de aplicación como método de prospección desde la superficie, se resumió en la Tabla III.1. Las aplicaciones mencionadas basadas en este principio requieren de cierto equipamiento, dispositivos de medición y procesamiento de la información, específicos. Lo mismo sucede en otras áreas y ámbitos de exploración que utilizan los mismos principios en lo que respecta a la reflexión de ondas mecánicas. Así es que, en las prospecciones marinas, se utilizan como fuentes de emisión cañones de aire comprimido y como receptores hidrófonos que son remolcados por una embarcación. En prospecciones sísmicas petroleras y mineras se emplean como fuentes energizantes vibradores de alta energía o explosivos, y como receptores geófonos colocados en la superficie (Dobrin, 1976; Milsom, 2003). A nivel de ultrasonido, el principio de reflexión de onda mecánica ha sido empleado con éxito y es en donde se han visto los mayores desarrollos tecnológicos en lo que respecta a la electrónica utilizada y los sistemas de procesamiento de señal en tiempo real. Los sistemas ultrasónicos son utilizados para determinar la presencia de fisuras o la integridad de materiales y espesores de piezas metálicas, en las prospecciones marinas de alta resolución y en los equipos utilizados para el diagnóstico por imágenes en el campo de la medicina (Lee y Wade, 1986; Mosher y Simpkin, 1999; Chen, 2007). Para ello se utilizan arreglos piezoeléctricos, tanto para emitir como para recibir los pulsos de onda, con diseños específicos para cada tipo de aplicación. Se utilizan además, procesadores digitales de señal o DSP por sus siglas en inglés Digital Signal Processor (Higgins, 1990; Eyre y Bier, 2000), con los cuales es posible implementar algoritmos de procesamiento digital de señal en tiempo real.

Tabla III.2: Principios básicos de los distintos métodos sísmicos de prospección

Método Sísmico de Prospección	Esquemas Básico del Método
<p>Sísmica de Refracción</p> <p>Basado en el principio de refracción de ondas, utiliza la identificación de la onda P, ya que su velocidad de propagación es mayor que la velocidad de propagación de la onda S y por lo tanto es la más rápida en arribar. El método es valido de aplicar, siempre que se cumpla que las velocidades de propagación sean crecientes entre los estratos profundos.</p>	 <p>Fuente Geófonos ρ_1, v_{P1}, v_{S1}</p> <p>Onda directa $t = \frac{x}{v_{P1}}$</p> <p>Fuente Geófonos ρ_1, v_{P1}, v_{S1}</p> <p>H</p> <p>i_c</p> <p>ρ_2, v_{P2}, v_{S2}</p> <p>Onda refractada $t = \frac{x}{v_{P2}} + \frac{2H \cos i_c}{v_{P1}} ; \sin i_c = \frac{v_{P1}}{v_{P2}}$</p>
<p>Sísmica de Reflexión</p> <p>Basado en el principio de reflexión de ondas, utiliza la identificación de onda P ya que su velocidad de propagación es mayor que la velocidad de propagación de la onda S.</p>	 <p>Fuente Geófonos ρ_1, v_{P1}, v_{S1}</p> <p>Onda directa $t = \frac{x}{v_{P1}}$</p> <p>Fuente Geófonos ρ_1, v_{P1}, v_{S1}</p> <p>H</p> <p>ρ_2, v_{P2}, v_{S2}</p> <p>Onda reflejada $t = \frac{\sqrt{x^2 + 4H^2}}{v_{P1}}$</p>
<p>Up Hole y Down Hole</p> <p>Estos métodos se basan en el monitoreo de ondas de compresión P o de corte S, propagándose verticalmente a través del suelo, en la vecindad de un orificio.</p>	 <p>Geófono</p> <p>Fuente</p> <p>Onda directa $t_1 = \frac{x}{v_P} ; t_2 = \frac{x}{v_S}$</p> <p>Fuente</p> <p>Onda directa $t_1 = \frac{x}{v_P} ; t_2 = \frac{x}{v_S}$</p> <p>Geófono</p>
<p>Cross Hole</p> <p>Este método se basa en el monitoreo de ondas de corte S o de compresión P, propagándose horizontal a través del suelo, en la vecindad de múltiples orificios adyacentes.</p>	 <p>Fuente</p> <p>Onda directa $t_1 = \frac{x}{v_P} ; t_2 = \frac{x}{v_S}$</p> <p>Geófonos</p>
<p>Análisis Espectral de Ondas de Superficie SASW</p> <p>Este método se basa en el análisis de la dispersión geométrica de las ondas de superficie, a partir del análisis de la distribución de rigidez del suelo con la profundidad.</p>	 <p>Fuente</p> <p>Geófonos</p> <p>λ_R</p>

En las prospecciones sísmicas en general, el desarrollo tecnológico se vio reflejado en los sistemas electrónicos de adquisición de datos y en los algoritmos de post – procesamiento e inversión, no así, en lo que respecta a la velocidad con que se realiza la prospección. Particularmente en los métodos sísmicos de prospección a baja profundidad, aun no se reportan sistemas que permitan realizar la prospección sísmica con velocidades operativas similares al Geo Radar o de los sistemas ultrasónicos de exploración. Sin embargo, existen una serie de estudios y desarrollos de sistemas tendientes a cambiar tal situación (Van der Veen et al., 2001; Inazaki, 2004). En la Tabla III.3 se muestra un resumen de las características generales que diferencian a los métodos de exploración o prospección basados en el principio de la reflexión de ondas mecánicas.

Tabla III.3: Métodos de prospección o exploración basados en el principio de reflexión de ondas mecánicas.

Campo de Aplicación	Tipo de Emisión	Tipo recepción	Velocidad de prospección
Prospecciones marina	Cañones de aire comprimido	Hidrófonos remolcados por una embarcación	Estática
Prospección sísmica petrolera y minera	Vibradores de alta energía o explosivos	Geófonos colocados en la superficie	
Prospección sísmica a baja escala	Explosivos, caída de pesas, chispas eléctricas, aire comprimido, etc.	Geófonos colocados en la superficie	
Prospección sísmica vial	Vibradores de alta energía	Geófonos remolcados a través de un cinta de transporte	Cuasi estática
Prospección ultrasónica (ecografía médica, integridad de materiales)	Arreglos de transductores piezoeléctricos	Arreglos de transductores piezoeléctricos	Tiempo real
Prospecciones marinas de alta resolución (Sonar, Chirp sonar)	Arreglos de transductores piezoeléctricos	Arreglos de transductores piezoeléctricos. Lentes acústicas	

Referencias: Dobrin, 1976; Lee y Wade, 1986; Belcher et al., 1999; Mosher y Simpkin, 1999; Van der Veen et al., 2001; Milsom, 2003; Inazaki, 2004; Chen, 2007.

III.5. EL PRINCIPIO DE LA ECOGRAFIA SISMICA ACUSTICA

En la búsqueda de un sistema de prospección sub-superficial basado en los fenómenos de interacción y propiedades de las ondas mecánicas, que adquiera o desempeñe maneras más ágiles de llevar a cabo una prospección, surge el concepto de ecografía de

suelo o ecografía sísmica. Esta técnica utiliza en parte los mismos principios del método de sísmica de reflexión, pero requiere de diferentes maneras de realizar tanto la perturbación del medio como de sistemas de adquisición, medición y procesamiento de señal diferentes, tendientes a obtener la versatilidad que posee el Geo Radar, en cuanto a la velocidad de prospección y a la operatividad del método. Particularmente, si la perturbación del medio a prospectar se realiza indirectamente a través de la emisión de ondas acústicas y se lleva a cabo la prospección a partir de los fenómenos de interacción de ondas acústicas y sísmicas (tal como se desarrolló en el Capítulo II), el sistema adquiere el nombre de ecografía sísmica acústica o ecografía acústica del suelo. La Figura III.1 muestra un esquema que ilustra el concepto del método de ecografía sísmica. Básicamente, se mide la diferencia de tiempo transcurrido entre el pulso de onda que se emite y aquellos pulsos de onda reflejados. Aún cuando la propagación del pulso es esférica, la dirección principal del frente de onda puede materializarse mediante una línea recta. La reflexión se produce en planos en los cuales existe una discontinuidad en el material o un cambio en la impedancia mecánica del mismo.

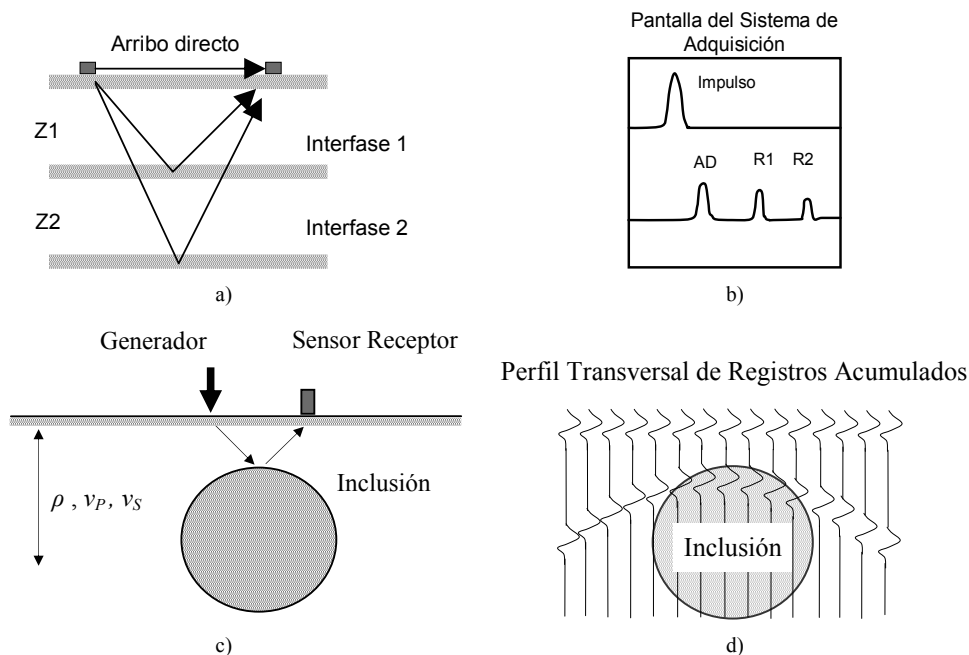


Figura III.1: Principio de funcionamiento de la ecografía sísmica acústica. a) Principio de la reflexión sísmica. b) Arribo directo del frente de ondas AD; reflexión en la interfase 1, R1; reflexión en la interfase 2, R2. c) Modo de prospección por reflexión. d) Registros de señales indicando arribos directos y reflexiones o ecografía sísmica.

Cada registro obtenido del sensado de la onda reflejada constituye una traza o señal. El procedimiento de emisión y recepción de los pulsos de onda, se repiten a lo largo de una

línea de barrido obteniéndose una traza para cada posición (Scanning). Estos registros son capturados por un conversor analógico – digital de alta velocidad y enviados en formato digital a una computadora personal. Mediante un programa computacional, es posible almacenar las trazas digitales y representarlas en la pantalla del computador de manera ordenada y secuencial (Figura III.1.d). A esta matriz de trazas se la denomina como ecografía sísmica, en modo A de representación (A mode scan). Si a los valores de esta matriz de amplitudes, se les asigna una escala de colores, se obtiene una imagen de ecografía en modo B de representación (B mode scan). Por otro lado puede representarse imágenes en coordenadas cartesianas o polares de ubicación versus energía de reflexión. En ese caso se obtiene una imagen de ecografía en modo C de representación (C mode scan).

Existen una serie de investigaciones y desarrollos sobre sistemas de prospecciones subsuperficiales de elementos estructurales u objetos enterrados a bajas profundidades, destinados principalmente a la detección de minas enterradas (Rogers y Don,1993; House y Pape, 1994; Codron, 2000; Sabatier y Gilbert, 2000; Scott et al., 2000; Xiang y Sabatier, 2000; Sabatier y Xiang, 2001; Donskoy y Sutin, 2002; Younis et al., 2002; Scanlon, 2003; Bellan et al., 2004; Hickling, 2005). Dicha detección se realiza mayormente a través de la utilización de fuentes acústicas de perturbación y diferentes tipos de sensores: sensores acoplados directamente al suelo (como por ejemplo geófonos y acelerómetros) y no acoplados directamente al suelo. Entre los sensores no acoplados, cabe destacar la utilización de configuraciones de micrófonos, vibrómetros láser de efecto Doppler o LDV (por sus siglas en ingles de Laser Doppler Vibrometry), vibrómetros ultrasónicos de efecto Doppler o UDV (por sus siglas en ingles de Ultrasonic Doppler Vibrometer), entre otros (Sabatier et al., 2003). El resultado de dicha detección se manifiesta a través de una señal acústica que informa el lugar en donde se encuentra la interfase o cambio de impedancia mecánica, mediante el análisis de los registros sensados (en el dominio del tiempo o de la frecuencia) o mediante el análisis de imágenes que muestren algún patrón o contraste relacionado a la detección. En la Tabla III.4 se distinguen aquellos métodos subsuperficiales de detección a través de sensores no acoplados directamente al suelo, cuyos resultados finales consisten en imágenes. Si bien estos sistemas presentan sus resultados finales en un formato de imagen, los mismos no se pueden relacionar directamente con el concepto de ecografía sísmica, ya que estas imágenes no se obtienen conforme se realizan las detecciones.

Existen adicionalmente, investigaciones y desarrollos destinados puntualmente a la obtención de imágenes ecográficas del suelo aplicable a diferentes escenarios y cuyas características principales se describen en los párrafos siguientes.

Tabla III.4: Sistemas de detección subsuperficiales de sensores no acoplados directamente al suelo, cuyos resultados finales consisten en imágenes.

Tipo de Emisión	Tipo recepción	Formato de Representación	Referencia
Ondas acústicas generadas por medio de un tubo resonante	Configuración de micrófonos	Señales e imágenes ecográficas en modo C.	Rogers and Don, 1993
Ondas acústicas generadas por medio de un tubo resonante	Utilización de un micrófono o un transductor ultrasónico	Imágenes ecográficas en modo C.	House and Pape, 1994
Ondas acústicas generadas por medio de un parlante	Vibrómetro Laser de efecto Doppler	Imágenes ecográficas en modo C	Sabatier and Gilbert, 2000; Xiang and Sabatier, 2000; Sabatier and Xiang, 2001
Ondas elásticas generadas por medio de un vibrador electromecánico	Sistema transductor por medio de guías de onda	Imágenes ecográficas en modo C	Scott et al., 2000
Ondas acústicas generadas por medio de 4 tubos resonantes	Array de 32 micrófonos	Imágenes ecográficas en modo C y tomografías acústicas de elementos superficiales	Younis et al., 2002

Cannelli, et al. (1987) y Cannelli y D'ottavi (1989), muestran el desarrollo de un sistema para obtener imágenes ecográficas en todo tipo de terreno, llegando en sus experimentos a profundidades de investigación del orden de los 30 m. Para realizar la prospección el sistema cuenta con un diseño novedoso tanto para perturbación del medio como para la recepción de ondas P. El diseño consiste en dos campanas parabólicas en cuyos orificios inferiores posee membranas de goma de policloropreno (marca comercial neopreno) que sirven como medio de acople entre el suelo y un fluido, no volátil ni combustible (Ej: vaselina), interno a las campanas. Con respecto a la fuente, la perturbación del medio se produce a partir de la generación de ondas de choque dentro de la campana debido a un arco eléctrico controlado que se realiza en tres electrodos especiales ubicados en el extremo superior de la campana. Para lograr el arco eléctrico controlado, desarrollaron una fuente de tensión capaz de generar 150 kV con energías del orden de los 1.1 kJ. Para controlar la respuesta en frecuencia del arco eléctrico, la fuente de tensión posee un

banco de capacitores de diferentes valores de capacidad. Con respecto a la campana receptora, esta posee en la parte superior interna una varilla piezoeléctrica cuyo extremo libre se encuentra en el foco de la parábola, ya que allí se concentran los pulsos de onda recibidos. El movimiento de la varilla piezoeléctrica se transduce en una señal eléctrica, la cual se acondiciona, digitaliza y visualiza en un osciloscopio. Las dimensiones de las campanas están en función de los rangos de frecuencia con la cual opera el sistema. Para llevar a cabo la prospección se trasladan las campanas con separaciones fijas en el sentido del perfil a prospectar, obteniendo en cada proceso de perturbación el registro correspondiente a las ondas reflejadas, con los cuales componen la imagen de ecografía sísmica en modo A de representación.

Smith et al. (1997) muestran el desarrollo de un método para la localización de elementos enterrados en arenas a profundidades del orden de los 3 m, a partir de la interpretación de reflexiones de onda superficiales. Como fuente de perturbación del medio utiliza un transductor electromecánico de bobina que transduce pulsos eléctricos de frecuencia fundamental de 100 Hz, en el movimiento de un soporte que se apoya en la superficie y que posee clavos metálicos para una mayor adherencia. Como elemento receptor, utiliza una configuración de tres geófonos triaxiales que se adhieren a la superficie a una distancia de 50 cm de la fuente. Para realizar la prospección se mueve el arreglo de geófonos alrededor de la fuente desde un ángulo 0° a 180° con un paso de rotación de 22.6°. En cada proceso de rotación se incrementa la distancia entre la fuente y el receptor, en pasos de 1.08 m. De esta manera se obtiene una imagen polar de ecografía en modo C de representación y cuya escala de colores representa la amplitud de la densidad espectral de potencia cruzada entre la señal compuesta vertical y la señal compuesta radial proveniente del arreglo de geófonos triaxiales. Debido a problemas de reverberancia manifestados en las imágenes ecográficas como contrastes no deseados, desarrollaron un modo de procesamiento al cual lo llamaron “*substracción coherente de fondo*” o “*coherent subtraction background*”. La técnica consiste básicamente en restar las imágenes que se obtienen de realizar la prospección del lugar con y sin objeto enterrado, obteniéndose una mejora significativa en la apariencia de las imágenes resultantes, pero que conlleva a una situación de poca practicidad.

Frazier et al. (2000) muestran un sistema desarrollado en laboratorio para obtener ecografías en arenas con una profundidad máxima de investigación de 1 m, realizado en

una celda de 0.86 m^3 con arena media. El sistema utiliza transductores piezoeléctricos tanto para realizar la perturbación del medio como para la recepción de ondas de P. Para acoplar los transductores con la superficie de arena, se utiliza una tela plástica con la cual se logra un recipiente que contiene agua. De esta manera los transductores pueden sumergirse en el agua a una profundidad de 3 cm . El transmisor de pulsos de onda consiste en un transductor circular de 7.5 cm mientras que el receptor consta de un arreglo de 52 transductores rectangulares de 3.56 cm^2 cada uno. La distancia entre los centros del transmisor y receptor es de 33 cm . La excitación eléctrica del transmisor se logra con un generador de señal y un amplificador de 3000 W que produce un pulso cosenoidal modulado por amplitud (AM) de 6 kHz de frecuencia fundamental y 6 ciclos. Las características de esta señal están en relación a la resolución versus profundidad de investigación. El proceso de prospección consiste en trasladar el conjunto transmisor – receptor en la dirección del perfil de arenas a prospectar. En cada proceso de transmisión y recepción de los pulsos de onda se capturan 52 señales, las cuales se acondicionan, digitalizan y se componen en una única señal digital a partir de la implementación de un modelo de procesamiento que contempla las características físicas del receptor. Para realizar la composición de señal utilizan un computador personal lo que les permite finalmente construir las imágenes de ecografía sísmicas conforme se realiza la prospección.

Mamou (2002), muestra también un sistema desarrollado en laboratorio para obtener ecografías en arenas con una profundidad máxima de investigación de 30 cm , realizado en una celda de 0.86 m^3 con arena fina. El concepto es similar al desarrollado por Frazier et al. (2000), sin embargo, presenta notables variantes en el transmisor y receptor, como en el modo en que estos se acoplan con la arena. Como elemento transmisor utiliza un transductor piezoeléctrico desarrollado por Penn State Applied Research Laboratory de 3.8 cm de diámetro y como receptor utiliza un transductor magnetostrictivo o magnetostrictive desarrollado por Industrial Measurements System de 3.75 cm de diámetro; ambos de frecuencia fundamental 2 kHz . Los transductores se colocan en contacto directo con la arena y sostenidos a través de dos soportes. Estos soportes son parte de un sistema de movimiento del par transmisor – receptor controlado por un computador, lo que permite cubrir toda la superficie de estudio y posicionarse según coordenadas rectangulares como en coordenadas polares. El proceso de prospección consiste en trasladar sucesivamente el conjunto transmisor – receptor a

una posición en particular, para luego transmitir y recibir los pulsos de onda P. La señal eléctrica que se obtiene del receptor se acondiciona, se digitaliza y se envía a un computador. Implementaron una serie de algoritmos en la aplicación MATLAB, lo que les permitió procesar las señales, como así también construir y procesar las imágenes de ecografías sísmicas.

III.6. PROCESADO DE DATOS EN SISMICA DE REFLEXIÓN

La interpretación de los registros obtenidos del método de sísmica de reflexión, pueden algunas veces interpretarse directamente. Sin embargo, muchas veces, es necesario contar con una secuencia de procesamiento de señales de manera de resaltar algún evento en particular o mejorar la apariencia de la señal en lo que respecta a la relación señal – ruido SNR (por sus siglas en inglés de Signal to Noise Ratio) y a la manera en como se representan los datos sísmicos.

Antes de proceder al procesado de los datos sísmicos, se realizan estudios previos que permiten contar con información de la zona a prospectar, como por ejemplo estudios geológicos, relevamientos topográficos, fotografías aéreas, etc. Una vez analizada esta información y planificada la campaña de estudio se procede a la adquisición de datos en campo y a su tratamiento e interpretación posterior (Dobrin, 1976).

Los equipos de adquisición de datos utilizados en los métodos de sísmica de reflexión, constan de un juego de geófonos que se fijan en el suelo (1, 6, 8, 12, 24, 48, 96 y hasta más de 1000 geófonos con sus respectivos canales), cable multifilar de conexión de geófonos, unidad de amplificación y acondicionamiento de señal, sistema de disparo o trigger, una etapa de conversión de analógico a digital de múltiples canales, un sistema de visualización similar a un osciloscopio y un sistema de comunicación que permite enviar las trazas digitales en un formato de archivo digital hacia una computadora personal PC o sistema de almacenamiento. Puede ampliar información respecto de las características de los sistemas utilizados en los métodos sísmicos en general en Dobrin (1976), Dobrin y Savit (1988), Telford et al. (1990), Milsom (2003).

Luego de realizar el procedimiento de adquisición de datos, se realizan anotaciones con el objeto de documentar aquellos eventos o condiciones que se den durante los trabajos de campo que puedan ayudar posteriormente en la interpretación. Los datos obtenidos

de la prospección se almacenan en un soporte adecuado, como por ejemplo el disco de almacenamiento de un computador, lo que permite continuar posteriormente con el proceso de representación de los datos sísmicos.

De esta manera, el procesado de los datos sísmicos se realizarán sobre las versiones discretas o digitales de las trazas sensadas, de duración y energía finita. Por lo tanto, los datos digitales, están constituidos por una secuencia de N valores muestreados cada t segundos. Se denomina entonces como $x[n]$ a la señal discreta de N elementos, la cual se corresponde con las muestras de la señal continua o analógica $x(nT)$ de la traza sensada, donde los valores de n están asociados a los datos discretos en cada tiempo $t_n = n f_s^{-1}$ con f_s como la frecuencia de muestreo o frecuencia de Nyquist (Oppenheim y Willsky, 1983; Proakis y Manolakis; 1996; Oppenheim y Schafer, 1999).

El procesamiento a realizar, luego de la adquisición de datos, tiene que ver con una secuencia ordenada de transformaciones sobre los registros o señales digitales, que por lo general consisten en:

1. Edición de los registros para poder determinar las zonas en las que existen anomalías.
2. Descartar las anomalías que están producidas durante el proceso de adquisición de datos por efectos externos al medio a analizar (si es posible).
3. Selección de la escala para las amplitudes.
4. Aplicación de filtros digitales para eliminar las frecuencias no deseadas.
5. Aplicación de tratamientos de señales: migración, deconvolución y transformada de Hilbert.
6. Correcciones estáticas.
7. Aplicación de Ganancia.
8. Apilamiento de trazas (“stacking”).
9. Obtención de los tiempos de propagación para cada una de las anomalías registradas.
10. Obtención de velocidades de propagación en cada uno de los medios (si se conocen o se pueden estimar los parámetros de onda mecánica).
11. Obtención de las profundidades correspondientes a cada una de las anomalías.

12. Correlación de los resultados con los obtenidos en otros perfiles próximos al perfil estudiado.
13. Correlación con los resultados de otros estudios geofísicos o geológicos y con las informaciones u observaciones previas al estudio efectuado.
14. Interpretación final de los perfiles y obtención de un modelo de medio que explique todas las anomalías observadas o la mayor parte de ellas.

Yilmaz y Doherty (1987), propone tres etapas genéricas en el procesamiento de datos aplicados al método de sismica de reflexión y que se resumen a continuación:

1. Etapa de pre-apilamiento o *pre-stack*, en donde una de las operaciones más significativas es la deconvolución.
2. Etapa de apilamiento o *stack*; en la cual el análisis de velocidad es el punto fundamental.
3. Etapa de post-apilamiento o *post-stack*, en donde los algoritmos de migración de datos son unas de las etapas finales de procesamiento que se aplican.

En cada uno de estas etapas intervienen una serie de tratamientos fijos, mientras que hay otros algoritmos que se pueden aplicar en cualquier momento del procesamiento de los datos (filtrado, escalado de amplitud, etc.). En la Figura III.2 se muestra el esquema de la secuencia básica de procesamiento según Yilmaz y Doherty (1987). En los párrafos siguientes, se describe cada uno de los tratamientos que componen cada una de las etapas de procesamiento.

III.7. PROCEDIMIENTOS DE PRE-APILAMIENTO

III.7.1. Almacenamiento

Los datos de campo son grabados en diferentes tipos de formatos, que deben ser compatibles con el software utilizado. Estos formatos de datos cumplen con los estándares propuestos por el comité de la Society of Exploration Geophysicists (The SEG Technical Standards Committee). De esta manera se cuenta con formatos estandarizados para los registros digitales en general (Badger, 1988), el formato SEG-2 para sismica superficial (Pullan, 1990) y el formato SEG-Y para sismica profunda (Barry et al., 1975); entre otros.

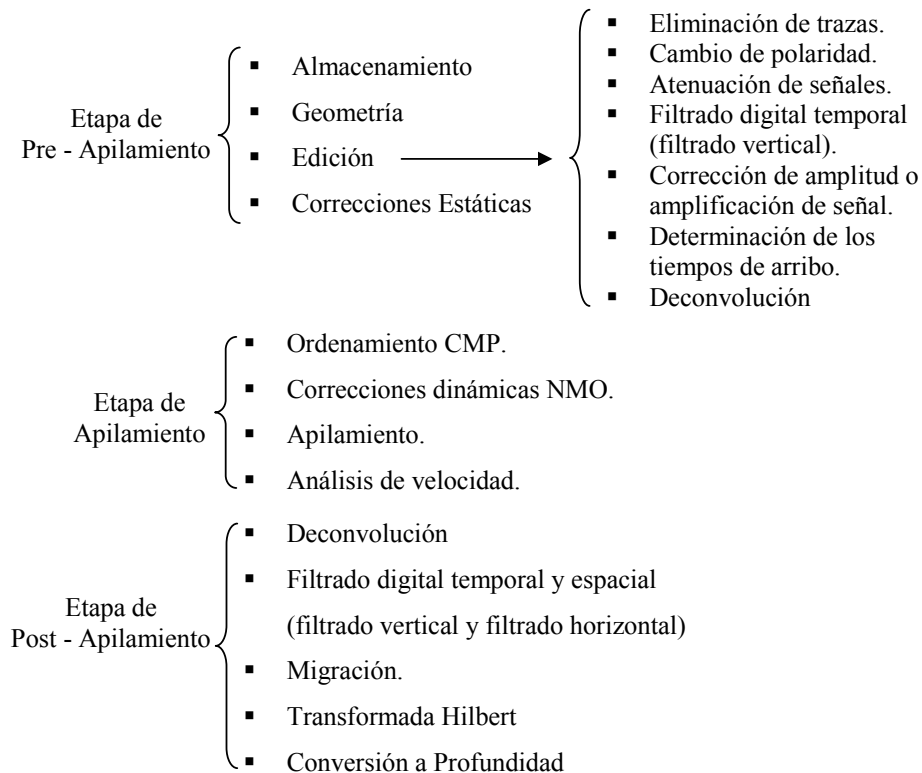


Figura III.2: Secuencia básica de procesamiento utilizada en los datos de sísmica de reflexión (Yilmaz y Doherty, 1987).

III.7.2. Definición de la Geometría

En primer lugar es esencial definir correctamente las coordenadas (x, y, z) de cada una de las estaciones (fuentes y receptores), así como algunas otras características como el nivel de compensación (offset), el azimut, entre otras. Algunos de estos datos deben ser introducidos manualmente, mientras que otros ya se encuentran en las cabeceras (headers) de los archivos digitales de cada registro sísmico. Una vez definida la geometría de la línea sísmica se procede a su implementación de manera de que cada traza para cada una de las perturbaciones realizadas o tiros de campo, quede perfectamente ubicada.

III.7.3. Edición de los Registros

Durante la adquisición de datos, se pone mucho empeño en que el registro sísmico sea de alta calidad ya que esta parte del procesado es la más importante de todo el flujo de tratamiento de los datos. Es por ello, que los resultados posteriores van a depender de la calidad con la cual se identificaron y revelaron los patrones correspondientes a las reflexiones de onda. A continuación se presenta una descripción de las etapas más significativas de este paso:

III.7.3.1. Eliminación de trazas o kill trace:

Este procedimiento consiste en descartar en forma total o parcial, aquellas trazas que presentan ruido debido a una mala conexión del geófono. El malfuncionamiento del geófono implica la pérdida de una traza en lo que respecta a la calidad de señal sensada.

III.7.3.2. Cambio de polaridad o reverse trace

Este procedimiento consiste en la inversión de signo del registro o traza, ya que algunas trazas suelen presentar cambios de polaridad debido al intercambio de conexiones de los geófonos.

III.7.3.3. Atenuación de señales o mute

Las señales arribadas correspondientes a las refracciones de onda deben eliminarse o de lo contrario se superpondrán con las reflexiones de onda, cuando este es el caso el procedimiento se denomina “*eliminación de las refracciones o top mute*”. En el caso de sísmica profunda, este aspecto es sencillo de resolver, mientras que en sísmica superficial el procedimiento debe realizarse minuciosamente debido a las mínimas distancias temporales entre ambos trenes de ondas. Por otro lado existen ciertos eventos sísmicos que a pesar del tratamiento aplicado es difícil eliminarlos completamente, por lo que es necesario utilizar un procedimiento que permita atenuar localmente en el registro o señal. Este procedimiento se conoce como “*atenuación directa por zonas o surgical and bottom mute*”. Este procedimiento se aplica principalmente para atenuar las componentes de ondas superficiales con fuerte aliasing y las componentes de ondas aéreas.

III.7.3.4. Filtrado digital temporal

El objetivo del filtrado digital temporal o filtrado vertical es eliminar algunas componentes notables de ruido y resaltar los eventos de reflexión presentes en cada una de las trazas adquiridas. Los filtros, por lo general, operan sobre las bases de la frecuencia y la amplitud de las trazas, aunque también se pueden usar filtros que actúan sobre su coherencia o su longitud de onda.

Un filtro es un sistema, que dependiendo de algunos parámetros, realiza un proceso de discriminación de una señal de entrada obteniendo variaciones en su salida. Los filtros digitales tienen como entrada una señal digital y a su salida tienen otra señal digital,

pudiendo haber cambiado en amplitud, frecuencia o fase dependiendo de las características del filtro; de allí las siguientes clasificaciones:

- De acuerdo con la parte del espectro que dejan pasar y que atenúan se tienen: Filtros pasa alto, filtros pasa bajo, filtros pasa banda, filtros elimina banda, filtros multibanda y filtros ranura o rechaza banda (Notch filter), etc.
- De acuerdo con el orden del polinomio con la cual se sintetizan: Primer orden, Segundo orden, etc.
- De acuerdo con el tipo de respuesta ante un impulso unitario: FIR (Finite Impulse Response), IIR (Infinite Impulse Response), TIIR (Truncated Infinite Impulse Response).

Para entender el concepto de filtro o de la acción de transformación que este produce sobre la señal es necesario entender o englobar a los diferentes tipos de filtros bajo la denominación genérica de sistemas. Un sistema opera sobre una señal de entrada o excitación según una regla preestablecida, para generar otra señal llamada salida o respuesta del sistema a la excitación propuesta y que puede simbolizarse:

$$y[n] = T(x[n]) \quad (\text{III.1})$$

donde T simboliza la transformación, operador o procesado realizado por el sistema, sobre la señal x para producir la señal y (ver Figura III.3).

Una de las motivaciones más fuertes para el desarrollo de herramientas generales para el análisis y diseño de sistemas es que proviniendo a menudo de aplicaciones muy diferentes tienen descripciones matemáticas similares. Existen varias maneras de representar un sistema, ya que muchos sistemas reales están contruidos como interconexiones de varios subsistemas, tal como se grafica en la Figura III.4.



Figura III.3: Esquema de sistema, señal de entrada y respuesta o salida del sistema.

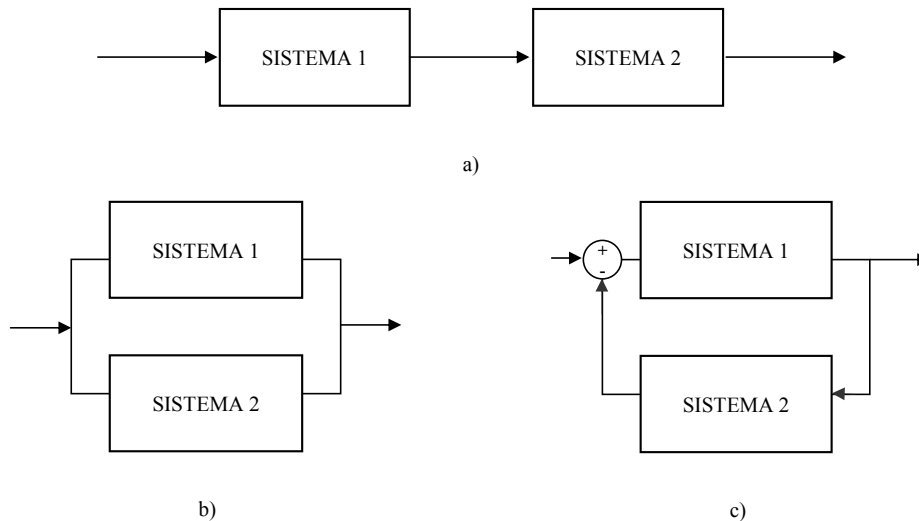


Figura III.4: Interconexión de Sistemas. a) Interconexión serie o cascada, b) Interconexión paralelo, c) Interconexión con retroalimentación.

Se conocen dos métodos básicos para el análisis de la respuesta de un sistema lineal, ante una determinada entrada. Un primer camino se basa en obtener la solución de la ecuación entrada-salida del sistema que en general tiene la forma de las ecuaciones en diferencias lineales a coeficientes constantes a_m, b_k :

$$\sum_{m=0}^{N_a-1} a_m y[n-m] = \sum_{k=0}^{N_b-1} b_k x[n-k] \quad (III.2)$$

siendo N_a y N_b los ordenes máximos de las diferencias en la ecuación correspondientes a la salida y entrada del sistema.

El segundo método para el análisis del comportamiento del sistema reside en la aplicación del principio de superposición y consiste en descomponer la señal de entrada en una suma pesada de señales elementales las cuales se escogen de manera que sea conocida la respuesta del sistema a las mismas. Siguiendo este punto de vista, una señal a tiempo discreto puede visualizarse como una secuencia pesada de impulsos unitarios:

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \delta[n-k] \quad (III.3)$$

Aplicando la propiedad de superposición de los SLIT (Sistemas Lineales e Invariantes en el Tiempo) (Oppenheim y Willsky, 1983), se puede determinar la salida del sistema ante una cierta entrada de la siguiente manera:

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h[n-k] \quad (\text{III.4})$$

siendo $h[n]$ la respuesta o salida del sistema ante una entrada equivalente a un impulso unitario $\delta[n]$, denominada *respuesta al impulso del sistema*. El segundo miembro de la expresión representa el producto de convolución de la señal de entrada $x[n]$ y la respuesta al impulso del sistema $h[n]$, esto es:

$$y[n] = x[n] * h[n] = h[n] * x[n] \quad (\text{III.5})$$

Tanto en el caso continuo como en el caso discreto, la respuesta al impulso del sistema SLIT presenta las siguientes propiedades:

- a. sin memoria: $h[n] = 0$ para $n \neq 0$
- b. causal: $h[n] = 0$ para $n < 0$
- c. invertible: dado $h[n]$ existe $h^{-1}[n]$ talque $h[n] * h^{-1}[n] = \delta[n]$
- d. estable: $\sum_{k=-\infty}^{\infty} |h[k]| < \infty$

Existen otras formas de representar un filtro, todas estas equivalentes a la respuesta al impulso unitario de sistema SLIT, sin embargo muchas veces conviene más una u otra representación. En el caso aplicar la transformada Z, a la ecuación en diferencias de (III.2) se obtiene la función de transferencia del sistema (Oppenheim y Willsky, 1983; Proakis y Manolakis; 1996; Oppenheim y Schaffer, 1999):

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{N_b-1} b_k z^{-k}}{\sum_{m=0}^{N_a-1} a_m z^{-m}} \quad (\text{III.6})$$

en donde $z = Ae^{j\Omega}$ es la variable compleja en forma polar. Particularmente si el modulo $A = 1$, la expresión (III.6) se reduce a la respuesta en frecuencia del sistema a través de la transformada de Fourier a tiempo discreto (ver Apéndice B):

$$H(\Omega) = \frac{\sum_{k=0}^{N_b-1} b_k e^{-j\Omega k}}{\sum_{m=0}^{N_a-1} a_m e^{-j\Omega m}} \quad (III.7)$$

en donde Ω es la frecuencia angular relacionada a dicha transformada. Por otro lado, para el caso de realizar la representación en el dominio temporal discreto o de la variable n , se obtiene la salida del sistema:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N_b-1} b_k x[n-k] - \sum_{m=1}^{N_a-1} a_m y[n-m] \quad (III.8)$$

donde los coeficientes a_m y b_k son los coeficientes que definen el filtro, por lo tanto el diseño consiste en calcularlos. Como regla general se suele dejar el término $a_0 = 1$.

En la Figura III.5 se muestran las magnitudes de las respuestas en frecuencia ideales de diferentes tipos de filtros digitales. Recordar que $H(\Omega)$ es periódica con periodo 2π y simétrica alrededor de π (ver Apéndice B). Obsérvese que el rango de frecuencias del filtro es: $-\pi \leq \Omega \leq \pi$, lo equivale a decir que el rango de frecuencias f es de $-f_m/2 \leq f \leq f_m/2$, siendo f_m la frecuencia de muestreo o frecuencia de Nyquist. En la práctica, las respuestas en frecuencia mostradas en la Figura III.5, no se obtienen. Un filtro implementado físicamente tiene bandas de paso, transición y rechazo y no solo frecuencias de corte. En la Figura III.6 se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos, en donde se aprecia las características mencionadas.

En general los filtros digitales se clasifican en dos categorías y estas dependen del tipo de respuesta ante un impulso unitario. Por un lado se tiene los filtros digitales con respuesta al impulso finita FIR y los filtros con respuesta al impulso infinita IIR.

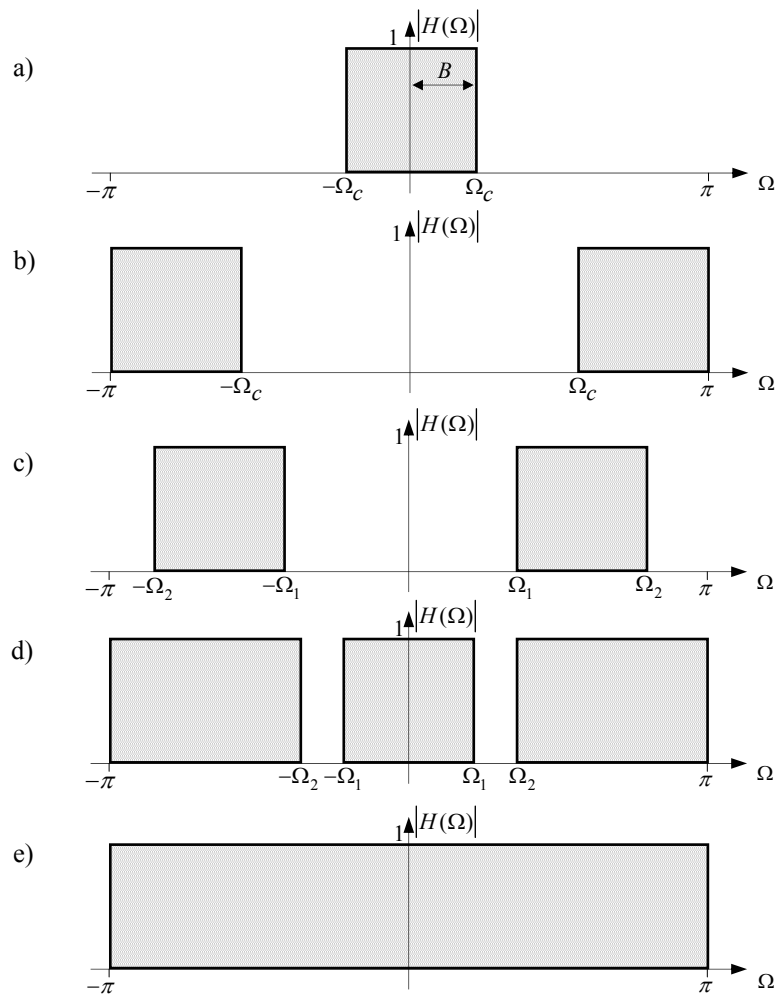


Figura III.5: Magnitud de la respuesta en frecuencia de filtros ideales, a) Pasa bajos, b) Pasa altos, c) Pasa banda, d) Rechaza banda, e) Pasa todo.

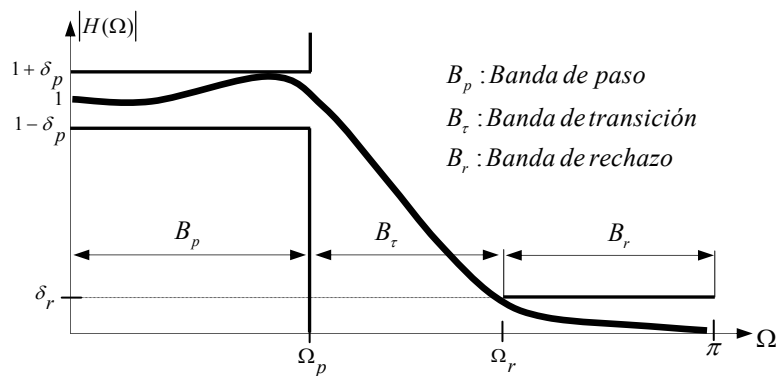


Figura III.6: Parámetros de un filtro digital pasa bajos.

Los filtros digitales de *Respuesta Finita Impulsiva* o filtros FIR (por sus siglas en ingles Finite Impulse Response), se trata de un tipo de filtros digitales en el que, como su nombre indica, si la entrada es una señal impulso unitario, la salida tendrá un número

finito de términos no nulos. La estructura de señal a la salida del filtro se basa en la combinación lineal de las entradas actuales y anteriores, esto es:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x[n-k] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] x[n-k] \text{ con } h[k] = \{h_0 h_1 \dots h_{N-1}\} \quad (\text{III.9})$$

en donde N es el orden del filtro, que también coincide con el número de términos no nulos y con el número de coeficientes b_k del filtro. Observe que la expresión de la ecuación (III.9) corresponde a la convolución de la señal de entrada $x[n]$ con la respuesta impulsional del filtro FIR $h[n]$.

Aplicando la transformada Z a la respuesta impulsional del filtro FIR $h[n]$, se tiene:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k z^{-k} = h_0 + h_1 z^{-1} + \dots + h_{N-1} z^{-(N-1)} \quad (\text{III.10})$$

Ya que un filtro FIR ideal es aquel sistema discreto cuya salida es una versión escalada, a través de un factor A_0 , y desfasada de la entrada, por D muestras, es decir:

$$y[n] = A_0 x[n-D] \quad (\text{III.11})$$

el filtro no distorsiona la excitación $x[n]$ al permitir el paso de sus componentes frecuenciales en el rango de interés. Rescribiendo la función de transferencia de la ecuación (III.6) a partir de la ecuación (III.10), tenemos:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = A_0 z^{-D} \quad (\text{III.12})$$

siendo la respuesta en frecuencia o la transformada de Fourier a tiempo discreto del filtro FIR igual a :

$$H(e^{j\Omega}) = H(\Omega) = A_0 e^{-j\Omega D} \quad (\text{III.13})$$

De la ecuación (III.13) se observa que la magnitud de $H(\Omega)$ es constante en el rango de frecuencias para el cual fue diseñado el filtro, mientras que la fase varía linealmente con la frecuencia. Es importante tener una fase lineal para aplicaciones en donde se desee conservar la forma de onda original o la integridad de la fase.

Para diseñar un filtro FIR es necesario tener en cuenta que la cantidad de coeficientes o duración de la respuesta al impulso del filtro es siempre finita, a diferencia de la respuesta al impulso de su respectivo filtro ideal. Por lo que la respuesta al impulso del filtro FIR exhibirá cierto truncamiento implícito en comparación con la respuesta al impulso del filtro ideal. Este truncamiento se manifiesta en la respuesta en frecuencia del filtro FIR, como un fenómeno de Gibbs (Oppenheim y Willsky, 1983; Oppenheim y Schaffer, 1999), el cual produce ondulaciones antes y después de cualquier discontinuidad. Es por ello que se realiza comúnmente en toda aplicación de filtros FIR, el enventanado a través de un número finito de secuencias de $w[n]$ (Proakis y Manolakis; 1996; Oppenheim y Schaffer, 1999), de manera de aplanar principalmente los rizados o lóbulos de la banda de rechazo en la respuesta en frecuencia del filtro. En la Tabla III.5 se muestran las ventanas típicas utilizadas en dicho proceso. Puede ampliar información respecto de los filtros digitales FIR en Proakis y Manolakis (1996) o en Oppenheim y Schaffer (1999).

Los filtros digitales de *Respuesta Infinita Impulsiva* o IIR (por sus siglas en inglés de Infinite Impulse Response), se trata de un tipo de filtros digitales, en el cual si la entrada es una señal impulso unitario, la salida tendrá un número infinito de términos no nulos es decir nunca vuelve al reposo. La salida de los filtros IIR depende de las entradas actuales y pasadas, y además de las salidas en instantes anteriores. Por lo que se trata de un sistema recursivo causal y cuya salida del sistema corresponde a la expresión general de (III.8), mientras que la función de transferencia del filtro corresponde a la expresión (III.6). Como puede observarse en estas expresiones, los filtros IIR poseen polos y ceros que determinan la estabilidad y la causalidad del sistema. Cuando todos los ceros están en el interior de la circunferencia unidad se dice que es fase mínima, por el contrario, si todos los ceros están en el exterior el filtro es de fase máxima. Si algún polo está fuera de la circunferencia unidad el sistema es inestable (Proakis y Manolakis, 1996; Oppenheim y Schaffer, 1999).

La ventaja del filtros digital IIR con respecto al filtro digital FIR es que los filtros IIR requieren menos coeficientes para su implementación, por lo tanto, tienen una ejecución mas rápida y consumen menor cantidad de recursos computacionales, pueden ser mas selectivos y son de diseños mas sencillo. La desventaja principal de estos filtros es que su fase es no lineal (efecto a considerarse cuando la aplicación requiere información de la fase de la señal) y son de implementación practica mas compleja.

Tabla III.5: Ventanas utilizadas en las operaciones de ventaneo.

Ventana	Expresión
Rectangular	$w[n] = 1$ para $0 \leq n \leq N - 1$ $w[n] = 0$ para cualquier otro valor
Barlett o Triangular	$w[n] = \frac{2n}{N-1}$ para $0 \leq n \leq \frac{N-1}{2}$ $w[n] = 2 - \frac{2n}{N-1}$ para $\frac{N-1}{2} \leq n \leq N - 1$ $w[n] = 0$ para cualquier otro valor
Hann	$w[n] = \frac{1}{2} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right]$ para $0 \leq n \leq N - 1$ $w[n] = 0$ para cualquier otro valor
Hamming	$w[n] = 0.54 - 0.46 \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right)$ para $0 \leq n \leq N - 1$ $w[n] = 0$ para cualquier otro valor
Blackman	$w[n] = 0.42 - 0.5 \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) + 0.08 \cos \left(\frac{4\pi n}{N-1} \right)$ para $0 \leq n \leq N - 1$ $w[n] = 0$ para cualquier otro valor
Kaiser	$w[n] = \frac{I_0 \left[\omega_a \sqrt{\left(\frac{N-1}{2} \right)^2 - \left(n - \frac{N-1}{2} \right)^2} \right]}{I_0 \left[\omega_a \left(\frac{N-1}{2} \right) \right]}$ para $0 \leq n \leq N - 1$ $w[n] = 0$ para cualquier otro valor siendo I_0 es la función de Bessel de primer tipo de orden cero

Con respecto al diseño de filtros IIR, existen dos posibilidades o modos de diseño. Un modo de diseño se realiza en forma directa mientras que el segundo modo de diseño se realiza en forma indirecta. La forma directa se resuelve numéricamente a través de algoritmos como la aproximación de Padé, mínimos cuadrados y el diseño en dominio frecuencial. Este modo de diseño es utilizado para resolver filtros con respuesta en frecuencia arbitraria, no caracterizados por las respuestas en frecuencia de filtros analógicos existentes. La forma indirecta para el diseño de filtro IIR, consiste en el previo diseño de un filtro analógico para luego transformarlo a su equivalente digital.

Para ello se utiliza frecuentemente la aproximación de derivadas, la invariancia impulsional, la transformación bilineal y las transformaciones al plano complejo Z a través de los filtros Butterworth, Chebyshev, Elípticos o Bessel. Puede ampliar información respecto de los filtros digitales IIR en Proakis y Manolakis (1996) o en Oppenheim y Schaffer (1999).

III.7.3.5. Corrección de amplitud o amplificación de señal

La amplitud de los registros sísmicos obtenidos varía dentro de un amplio rango debido al efecto de atenuación de la energía con la distancia o profundidad. Esta atenuación de la onda está ligado al modo geométrico de propagación y por las características intrínsecas de disipación del medio (ver Capítulo II). Para compensar todos estos factores se aplican varios tipos de algoritmos de amplificación de señal, siendo los más utilizados los siguientes:

- **Control de ganancia programada o Programmed Gain Control, PGC:** Es un algoritmo de corrección sencillo, el cual consiste en multiplicar un valor predefinido a cada una de las muestras de los registros. Para ello se calcula el inverso de la envolvente del registro, de manera que al multiplicar en cada instante el valor del registro con la inversa de su envolvente, se corrige el decaimiento de la amplitud.
- **Control de ganancia automática o Automatic Gain Control, AGC:** Es el tipo de corrección adaptativo más utilizado. Se obtiene calculando la diferencia entre el valor medio A_{m_i} y el valor eficaz o RMS (por sus siglas en inglés de Root Mean Square) A_{RMS_i} , de una porción de registro definida por una ventana específica de tiempo. Este valor es asignado a la siguiente función de ganancia:

$$G_{i+1} = G_i + \mu(A_{m_i} - A_{RMS_i}) \quad (\text{III.14})$$

en donde μ es el paso de adaptación de ganancia, G_i es el valor de ganancia en el paso anterior y G_{i+1} es el valor de ganancia que se aplica a cada muestra dentro de la ventana temporal elegida. El parámetro i , representa los desplazamientos de la ventana en todo el registro (Manolakis et al., 2005).

- **Corrección de amplitud por decaimiento esférico y exponencial o True Amplitude Recovery, TAR:** El objetivo de esta corrección es reconstruir las amplitudes debido a la absorción de los materiales y al decaimiento del frente de ondas con la distancia, para ello se utiliza un modo de amplificación creciente con el tiempo y produce dos acciones: una amplificación lineal y otra amplificación exponencial.

III.7.3.6. Determinación de los tiempos de arribo o picking

En sismica de reflexión la determinación de los primeros tiempos de arribo se emplean para el cálculo de las correcciones estáticas. En el caso específico de la sismica superficial, el conjunto de estas lecturas también se utiliza para calcular el campo de velocidades de refracción y así obtener un primer modelo del subsuelo.

III.7.3.7. Deconvolución

La deconvolución tiene como objeto mejorar la resolución temporal de los registros mediante la compresión de la forma de onda principal en la señal, produciendo el consecuente ensanchamiento del espectro en frecuencia de los registros. Además de ello, se utiliza la deconvolución con el objeto de reducir los efectos del instrumental, las reverberaciones y las reflexiones múltiples (Dobrin, 1976; Yilmaz y Doherty, 1987; Dobrin y Savit, 1988; Telford et al., 1990; Sheriff y Geldart, 1995; Ulrych y Sacchi, 2005; Gadallah y Fisher, 2009). En la Figura III.7, se muestra una ilustración del objetivo que se busca al aplicar la deconvolución.

Considerando que la traza registrada a través de los geófonos es una señal que depende de la respuesta en frecuencia del geófono, la respuesta en frecuencia obtenida por el tipo de perturbación o excitación y la respuesta en frecuencia del medio por donde se propaga la onda. Todas estas respuestas en frecuencia hacen las veces de filtro, sobre la señal excitación. Por lo que la señal recibida en los geófonos es el resultado de la convolución del pulso de excitación con las sucesivas repuestas al impulso que transforman la señal. Asumiendo que la respuesta en frecuencia de los geófonos e instrumentos digitales presentan el mayor ancho banda en comparación a las otras respuestas en frecuencia, es posible representar la señal registrada como una convolución entre la señal de excitación y los efectos que el subsuelo induce sobre la

misma, sumándole una señal ruido de cualquier naturaleza que puede contener el registro (Schutz, 1994). Esto es:

$$x[n] = p[n] * s[n] + w[n] \tag{III.15}$$

en donde $x[n]$ es la traza registrada, $p[n]$ es el pulso de onda generado o señal excitación, $s[n]$ es la respuesta del terreno y $w[n]$ la señal ruido.

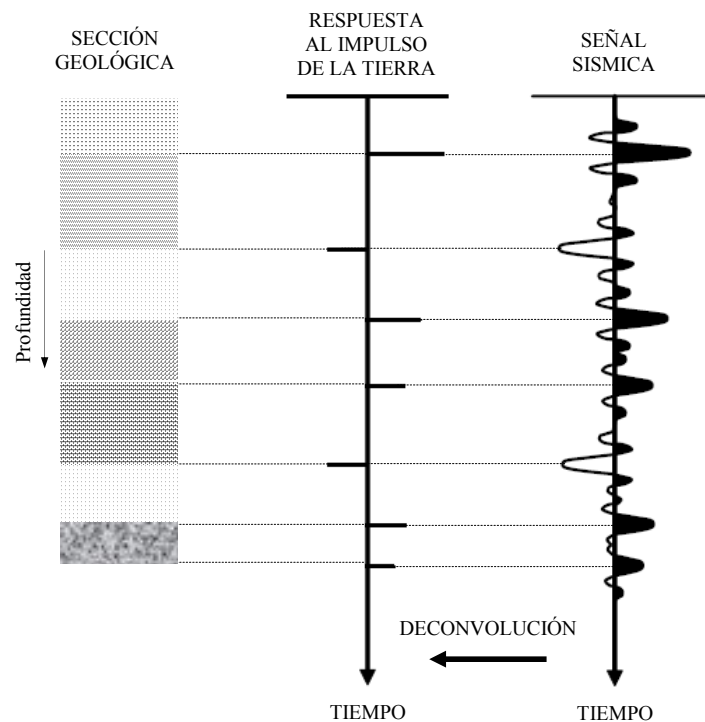


Figura III.7: Ilustración del objetivo de la deconvolución. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).

Si la fuente de excitación es del tipo impulsiva, la señal registrada representaría la respuesta del medio a dicho impulso si la relación señal – ruido SNR es lo suficientemente grande. Sin embargo, aquellos tipos de fuentes de excitación utilizados como fuentes impulsivas no logran reproducir las características de un impulso ideal (una delta de Dirac). Por lo que el objetivo es obtener una estimación de la respuesta al impulso del terreno $s[n]$ a partir de la señal $x[n]$ conocida (deconvolución Spiking). Asumiendo entonces que la relación SNR es grande, esto es $w[n] \rightarrow 0$, la señal ruido se puede despreciar de forma que la señal o traza registrada puede representarse únicamente como la convolución entre la señal excitación y la respuesta del terreno:

$$x[n] = p[n] * s[n] \quad (\text{III.16})$$

Efectuando la transformada de Fourier de la expresión (15), se obtiene:

$$X(\Omega) = P(\Omega)S(\Omega) \quad (\text{III.17})$$

en donde las $X(\Omega)$, $P(\Omega)$ y $S(\Omega)$ son las transformadas de Fourier (ver Apéndice B) de las funciones temporales discretas $x[n]$, $p[n]$ y $s[n]$ respectivamente.

La metodología para estimar la respuesta al impulso del terreno $s[n]$ es a través de encontrar un filtro de respuesta al impulso $h[n]$ tal que convolucionado con la señal excitación $p[n]$, se obtiene una señal impulso unitario o delta de Dirac. Este filtro será el inverso de $p[n]$. La respuesta en frecuencia del filtro inverso puede expresarse de la siguiente manera:

$$H(\Omega) = \frac{1}{P(\Omega)} \quad (\text{III.18})$$

donde $H(\Omega)$ es la transformada de Fourier de la respuesta al impulso del filtro inverso $h[n]$.

Generalizando el concepto del filtro inverso aplicado a la expresión (III.15), se tiene la respuesta en frecuencia del terreno $S(\Omega)$, de la siguiente manera:

$$S(\Omega) = X(\Omega)H(\Omega) - \frac{W(\Omega)}{P(\Omega)} = \frac{X(\Omega)}{P(\Omega)} - \frac{W(\Omega)}{P(\Omega)} \quad (\text{III.19})$$

Como puede observarse en la expresión (III.19), para valores de $P(\Omega)$ grandes, el ruido se verá fuertemente atenuado y por tanto se obtendrá una buena aproximación de la señal deseada. El problema surge en aquellos valores de frecuencia para los cuales $P(\Omega)$ es muy pequeño. En este último caso, el ruido es amplificado y puede llegar a ocultar completamente la señal de interés. Este efecto de amplificación de ruido puede

ser evitado si se utiliza una función inversa regularizada en vez de la función inversa pura de la expresión (III.18). El objetivo de la regularización es conseguir reducir el ruido a cambio de cierta distorsión.

Si la señal $x[n]$ es parte de las realizaciones de un proceso aleatorio estacionario y se asume el total desconocimiento de la respuesta al impulso del terreno, el filtro de Wiener o los métodos de predicción proporcionan la manera óptima de regularización (ver Apéndice B). Sin embargo, resultan inapropiados para señales no estacionarias en el sentido que suaviza por igual a todas las componentes de frecuencia, pudiendo eliminar ciertos fenómenos. En ese caso los filtros adaptativos, el filtro de Kalman y la deconvolución homomorfica a través del cepstro complejo, son variantes utilizadas para llevar a cabo la deconvolución (ver Apéndice B).

De esta manera se puede recuperar la respuesta al impulso del terreno desconocida a partir de una excitación conocida, observando la salida. Si la excitación es también desconocida, que es lo más común en la práctica, se esta ante un problema que se puede resolver a través de la deconvolución ciega o blind deconvolution. Stockham et al. (1975) desarrolló el concepto de deconvolución ciega como un método para restaurar antiguos registros, el cual presenta tres criterios:

- Identificar la excitación $P(\Omega)$, con el cual es posible diseñar el sistema inverso $H(\Omega)$ y posteriormente obtener la respuesta al impulso del terreno $s[n]$.
- Identificar directamente el filtro inverso $H(\Omega) = 1/P(\Omega)$ y a continuación, determinar la respuesta al impulso del terreno $s[n]$.
- Estimar directamente la respuesta al impulso del terreno $s[n]$ a partir de la traza obtenida $x[n]$.

Todo lo anterior requiere de la estimación, de manera directa o indirectamente, de la magnitud de la respuesta en frecuencia $|P(\Omega)|$ como de la fase de la respuesta en frecuencia $\angle P(\Omega)$, de la excitación. En la Figura III.8 se muestra un esquema del modelo básico de deconvolución ciega.

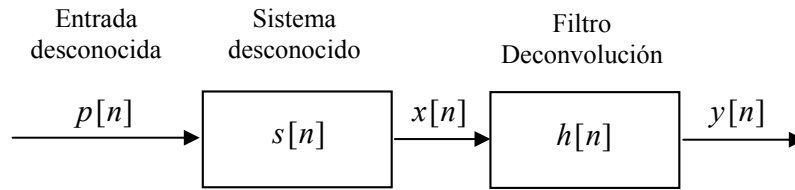


Figura III.8: Esquema del modelo básico de deconvolución ciega.

III.7.4. Aplicación de Correcciones Estáticas

Las correcciones estáticas son un tipo de procesado que tiene como objeto corregir los efectos presentes en aquellos registros obtenidos en superficies con irregularidades topográficas o con la presencia heterogeneidades superficiales que se traducen en variaciones considerables de la velocidad de propagación de la onda en el medio. Cuando no se consideran estas correcciones se producen errores en la interpretación de los datos, ya que se pueden atribuir reflectores en los registros que no conciben con la situación geológica del perfil estudiado.

Tanto la topografía como las variaciones considerables de la velocidad de propagación de la onda en medio, distorsionan la imagen del reflector en profundidad, produciendo variaciones importantes entre los tiempos de propagación de onda registrados, en comparación a los tiempos de propagación de onda que se obtienen si la superficie es plana o con cierta homogeneidad.

Las correcciones se realizan a partir de los desplazamientos temporales de conjuntos de registros o trazas, de tal manera de ajustar el tiempo de propagación de los eventos de ondas registrados, al que se obtendría si el perfil se hubiese prospectado sobre una superficie totalmente plana o con cierta homogeneidad hasta el elemento reflector. Las cantidades de los conjuntos de registros o trazas, dependerán de las dimensiones de las alteraciones esperadas.

III.8. PROCEDIMIENTOS DE APILAMIENTO

III.8.1. Ordenamiento CMP

Una vez identificadas las ubicaciones de las fuentes o tiros realizados, con respecto a las trazas sensadas, se procede a realizar un reordenamiento de las trazas sísmicas correspondiente a cada conjunto de punto reflector común o CMP (por sus siglas en

ingles de Common Mid Point) realizados a lo largo del perfil prospectado. Este reordenamiento consiste en agrupar las trazas correspondientes a cada CPM, entre una fuente y un receptor determinado. Se deduce, por construcción, que la distancia de separación entre CMP es igual a la mitad de la distancia de separación entre geófonos.

III.8.2. Aplicación de Correcciones Dinámicas (NMO)

A partir de este nuevo orden, todas las trazas pertenecientes a un mismo punto reflector pueden sumarse para obtener una traza resultante (traza CMP) que posee mejor relación SNR. Tal es el objeto de la ordenación en conjuntos CMP. Pero para ello, antes del apilamiento (o suma de las trazas CMP) la trayectoria hiperbólica de los eventos de reflexión debe ser transformada, en el eje del tiempo, en una línea horizontal (corrimientos verticales nulos o paso de offset cero) de manera que todas las trazas al ser sumadas estén en fase. A este paso se le conoce como corrección NMO (Normal Move Out) y la forma de conseguir dicha alineación es mediante la asignación de la velocidad de la trayectoria de reflexión. Si existe un estrato reflector inclinado la corrección NMO no será óptima, siendo en ese caso aplicable la corrección DMO (Dip Move Out) o también conocida como migración parcial de pre apilamiento o PSPM (por sus siglas en ingles de Pre-Stack Partial Migration) (Gadallah y Fisher, 2009).

III.8.3. Apilamiento

En los estudios de sísmica de reflexión, el apilamiento o stacking, da como resultado a la denominada sección sísmica. Así es que el apilamiento consiste en la superposición de las trazas o suma (constructivamente) que pertenezcan al mismo CMP, tras haber realizado las correcciones previas y los ajustes necesarios de tiempo, amplitud y fase. Después de realizar el apilamiento se logra mejorar la relación entre la señal – ruido SNR, enfatizando las señales coherentes y disminuyendo los efectos de las señales incoherentes. De esta manera una sección sísmica está formada por una matriz de todas las trazas CMP, las cuales representan una imagen en modo A de representación (Lee y Wade, 1986), de los reflectores presentes en el subsuelo con tiempo de offset cero. Una vez conformada la sección sísmica, se puede relacionar cada valor de amplitud de la sección con una escala de colores, obteniéndose en ese caso una imagen en modo B de representación. Puede ampliar este tema en Dobrin (1976), Dobrin y Savit (1988), Telford et al. (1990).

III.8.4. Análisis de Velocidad

Este proceso se realiza sobre conjuntos o grupos de CMP determinados. El resultado del análisis es un campo de velocidades NMO el cual se utilizará en el apilamiento para obtener la sección sísmica. Cuando hay poca precisión en el establecimiento de las velocidades de reflexión, la calidad de la sección apilada puede degradarse, ya que las reflexiones no se suman en forma coherente (Dobrin y Savit, 1988). Otros tipos de análisis de velocidad son (Dobrin, 1976; Dobrin y Savit, 1988; Gadallah y Fisher, 2009):

- Análisis de velocidad $T^2 - X^2$.
- Análisis de velocidad constante de apilamiento.
- Método de espectro de velocidades.

III.9. PROCEDIMIENTOS DE POST-APILAMIENTO

Las secuencias de procesamiento de post-apilamiento no solo se aplican a las trazas o señales digitales que componen la sección sísmica, como en el caso del filtrado digital o los algoritmos de deconvolución. También se aplican secuencias de procesamiento a nivel de la sección o imagen sísmica, es esto es, el procesamiento digital en forma bidimensional (Lee y Wade, 1986). En principio la secuencia típica de procesamiento propuesta por Yilmaz y Doherty (1987) y mostrada en el diagrama de la Figura III.2, incluye la deconvolución, el filtrado digital temporal y espacial (filtrado vertical y filtrado horizontal), los algoritmos de migración, la transformada Hilbert y la conversión a profundidad.

III.9.1 Filtrado Digital Espacial

Los filtros espaciales o filtros horizontales, se trata de un filtrado de datos en la dirección horizontal a la sección o imagen sísmica, teniendo en cuenta cada una de las trazas que la conforman. El objetivo de este filtrado es eliminar el ruido de fondo que se observa en la sección sísmica, como así también de aquellos contrastes originados por las reverberaciones o reflexiones múltiples y ondas aéreas. Estos contrastes presentan algún grado de similitud en toda la sección sísmica o en tramos de la misma, lo que permite su identificación. Debido a las características de baja frecuencia que presentan estos contrastes, es posible aplicar filtros horizontales pasa altos o filtros horizontales pasa banda de manera de atenuar estos efectos no deseados (Yan, 2002).

La aplicación de estos filtros espaciales se realiza a partir de la selección de una ventana espacial de trazas de la sección sísmica, las que se operan aritméticamente, situando el valor calculado en el centro de dicha ventana. La ventana se “desplaza” horizontalmente a través de toda la sección sísmica. El ancho de esta ventana queda determinado por las dimensiones de los reflectores a destacar y controlando los efectos que produce el filtrado sobre los mismos. Este accionar puede interpretarse como la convolución entre la imagen o sección sísmica con la ventanas de datos o un kernel cuya estructura contemple los cambios horizontales (Gonzalez y Woods, 2002; Ulrych y Sacchi, 2005).

Cuando las reflexiones múltiples presentan características particulares en cuanto a la periodicidad de sus apariciones, los filtros espaciales pueden agruparse de la siguiente manera (Yan, 2002):

- **Filtro Wiener y los filtros adaptativos:** Este tipo de filtros son utilizados en procesos de deconvolución predictiva, para eliminar aquellos eventos de reverberación o de reflexiones múltiples periódicas, en las secciones sísmicas (Prasad y Mahalanabis, 1980). En el Apéndice B, se presenta una introducción al tema de filtro de Wiener y filtros adaptativos.
- **Transformada Karhunen-Loève (K-L):** Este tipo de filtro se utiliza para suprimir los fenómenos de reflexiones múltiples, aun cuando estas se presentan superpuestas con la reflexión principal. El procedimiento parte de calcular la matriz de covarianza de dichas trazas y obtener la matriz de valores propios de la matriz de covarianza. Esta matriz de valores propios brinda información de las componentes principales de las reflexiones presente en cada traza. La desventaja principal de este filtro es su elevado costo computacional de implementación.
- **Transformada Radon ($\tau - p$):** La transformada Radon, transforma los datos de la sección sísmica del dominio tiempo – profundidad ($t - x$), al dominio τ (tiempo de intercepción) y p (parámetro de rayo). Al realizar dicha transformación, los datos en el dominio $t - x$ son sumados a un conjunto de funciones lineales (Transformada lineal $\tau - p$) o sumados a un conjunto de funciones parabólicas o hiperbólicas (Transformada parabólica o hiperbólica $\tau - p$). De esta manera se obtiene una sección sísmica en el dominio $\tau - p$, que permite diferenciar los patrones múltiples lineales, parabólicos o hiperbólicos,

en forma separada. Así tras la eliminación del patrón no deseado, se aplica la transformada inversa Radon, para contar con la sección sísmica filtrada en el dominio $t - x$.

- **Filtro de Frecuencia - número de onda (filtros $F-K$):** Este filtro es útil para eliminar el ruido coherente que presenta una tendencia lineal. Se le conoce también como filtro de velocidad ya que en el espacio en que opera (Frecuencia - Número de onda), se discriminan los distintos eventos por estar alineados según hipérbolas, cuyas asíntotas se presentan como rectas cuyas pendientes definen las distintas velocidades. De esta forma los eventos lineales de baja velocidad (ondas superficiales u onda aérea) se encuentran con ángulos menores respondiendo a las bajas velocidades, mientras que los eventos correspondientes a los reflectores, se localizan en sectores angulares mayores.

III.9.2 Migración

La técnica de migración, es un proceso de inversión que se utiliza para corregir los patrones visibles en la sección sísmica, correspondiente a falsas reflexiones o difracciones producidas de aquellos reflectores con características geométricas particulares (Ej: reflexiones en superficies inclinadas, discontinuidades laterales, etc.). El objetivo de este tipo de procesamiento es reubicar esta energía dispersa a su verdadera posición, trasladando o *migrando* al lugar en donde se encuentra el verdadero patrón de reflexión. En el caso de la sísmica de reflexión, los patrones observados como falsas reflexiones o difracciones, se deben tanto a las características de propagación esférica del pulso de onda P y a las diferencias temporales del pulso de onda sentido en cada geófono.

Considerando el caso de incidencia normal, en la Figura III.9.a se muestra el modelo simple de un reflector horizontal. Como se puede observar, la trayectoria de un pulso de onda desde la fuente transmisor es vertical hacia el estrato reflector, regresando hacia el geófono que se encuentra al lado de la fuente. Si el estrato reflector presenta variaciones como por ejemplo en su inclinación, la trayectoria del pulso de onda registrado por el geófono será la que presente menor distancia (aquella trayectoria normal al reflector). Por lo que el reflector registrado está desplazado con respecto al verdadero reflector inclinado, tal como se ilustra a través de la línea recta de puntos en la Figura III.9.b. La Figura III.9.c muestra el resultado de aplicar la migración para realizar la corrección en

la diferencia de caminos. Como puede observarse en la figura, luego de aplicar la migración, el reflector se traslado en la sección sísmica.

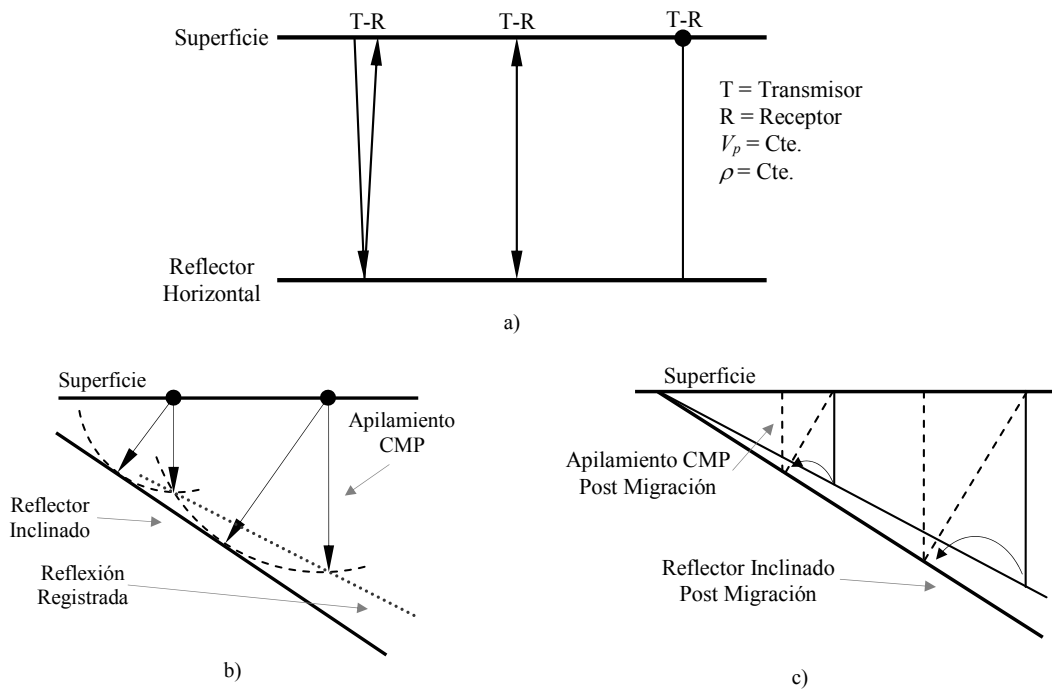


Figura III.9: Trayectorias del pulso de onda con incidencia normal y concepto de migración. a) Trayectoria de la onda ante un reflector horizontal, b) Trayectoria de la onda ante un reflector inclinado, c) Corrección del reflector a través de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).

Las consideraciones mostradas sobre incidencia normal, sirven para mostrar algunas características respecto de la corrección a realizar a través de la migración, ante un supuesto formato específico de reflector presente en el subsuelo. En las Figuras III.10 a III.12, se muestran algunos casos particular de reflectores y las trayectorias de corrección al aplicar la migración en la sección sísmica. Como puede observarse en dichas figuras, luego de aplicar la migración, las secciones sísmicas resultantes cambian su aspecto con respecto a las secciones sísmicas previas.

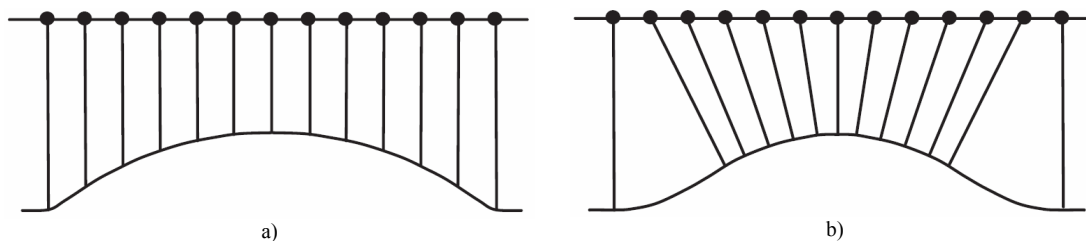


Figura III.10: Reflector en forma de cresta (sección anticlinal). a) Falso reflector obtenido en la sección sísmica, b) Sección obtenida luego de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).

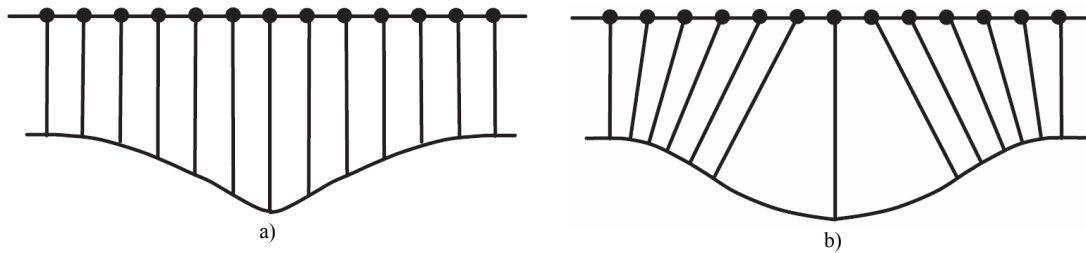


Figura III.11: Reflector en forma de depresión (sección sinclinal). a) Falso reflector obtenido en la sección sísmica, b) Sección obtenida luego de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).

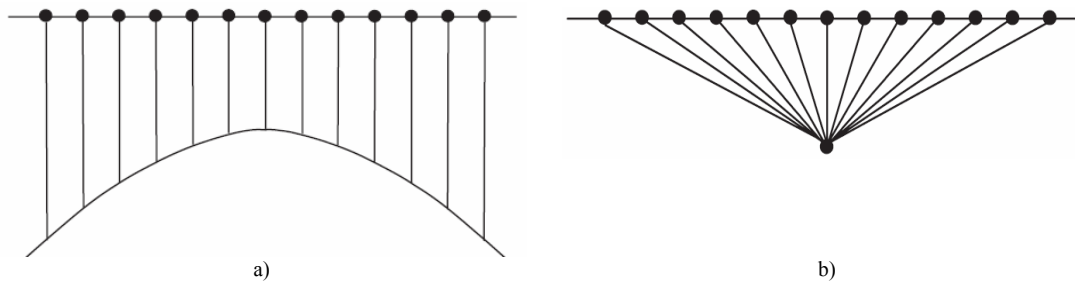


Figura III.12: Reflector puntual o anomalía. a) Falso reflector obtenido en la sección sísmica, b) Sección obtenida luego de la migración. Adaptado de Gadallah y Fisher (2009).

Con respecto a los métodos y algoritmos de migración existen una cantidad notable de ellos, aplicados según los casos de procesamiento de las secciones sísmicas y dependiendo del parámetro de onda que estos contemplen. Una lista básica, no absoluta, de los métodos de migración los cuales contemplan a la velocidad de propagación de la onda como parámetro de los métodos, son los siguientes (Gazdag y Sguazzero, 1984; Claerbout, 1985; Bonomi et al., 1999; Gray et al., 2001):

- ***Migración de Kirchhoff***

El método de migración de Kirchhoff o migración por difracción, se basa en la solución integral de la ecuación de onda (ver Capítulo II), donde la respuesta a un punto de difracción es una hipérbola definida por una determinada velocidad y por tanto la suma sobre su inversa coloca en fase a la difracción. Este método presenta un buen desempeño en el caso de ser aplicado en la corrección de secciones sísmicas obtenidas en escenarios con estructuras o reflectores inclinados. A la vez que su desempeño se ve disminuido si la relación SNR es baja.

- ***Migración por diferencia finita***

Es un método de enfoque determinista que calcula la sección a través de una aproximación numérica de la ecuación de onda (ver Capítulo II). La solución de la ecuación de la onda se representa en el dominio tiempo-espacio. Una de las ventajas de este método es el de poder ser aplicado en secciones sísmicas obtenidas con bajas relaciones SNR. Sus principales desventajas son el extenso tiempo de cálculo que demanda y la dificultad de procesar secciones sísmicas obtenidas de escenarios que presentan reflectores en forma de valles empinados.

- ***Migración espectral o migración F-K***

Son métodos de migración que se desarrollan en el dominio F-K (frecuencia – número de onda), tales como la migración de Stolt y la migración por cambio de fase (Phase-Shift migration). La migración por cambio de fase se considera el método más exacto con respecto a su par, la migración de Stolt, sin embargo es el método de mayor costo computacional. Este método resuelve la ecuación de onda en forma analítica, a través de la transformada de Fourier bidimensional. Por otro lado, la migración de Stolt transforma los datos de la sección sísmica al dominio F-K, realizando la interpolación de los datos a partir de considerar una velocidad de propagación constante en toda la sección. A partir de esta consideración, se obtienen los datos en un pseudo-dominio de profundidad k_x y k_z (número de onda en la dirección de prospección y número de onda en profundidad). Luego se realizan las correcciones de los cambios de velocidad que presenta el medio prospectado, a través de la aplicación del “factor de escala”. Finalmente, se regresa al dominio tiempo-espacio, aplicando la transformada inversa bidimensional de Fourier. Una de las ventajas de los métodos F-K, es el bajo tiempo de cálculo informático. Otras ventajas son, el buen rendimiento a baja relación SNR y su excelente desempeño para ser aplicado en secciones sísmicas obtenidas en escenarios que presentan reflectores en forma de valles empinados. La principal desventaja de estos métodos, es su aplicación en secciones sísmicas obtenidas de aquellos ámbitos con amplia variedad de velocidades de onda o medios con la presencia de heterogeneidades.

III.9.3 Transformada de Hilbert

La transformada de Hilbert es el procedimiento matemático que expresa la relación existente entre la parte real y la parte imaginaria de una función causal, o bien entre la fase y la amplitud de la misma (Oppenheim y Schaffer, 1999). Mediante dicha transformada se puede reconstruir la parte real, conocida la parte imaginaria o viceversa o bien reconstruir la amplitud de una señal a partir de su fase conocida o viceversa. Con este tratamiento se obtiene la envolvente de los registros (amplitud instantánea), fase y frecuencia instantáneas (Kirlin et al., 1984).

En el dominio discreto, la transformada de Hilbert se define como el operador por el cual la señal causal $x[n]$ de banda limitada, da lugar a la siguiente señal discreta de banda limitada:

$$H(x)[n] = h[n] * x[n] \quad (\text{III.20})$$

en donde:

$$h[n] = \begin{cases} \frac{2 \sin^2(\pi n / 2)}{\pi n}, & n \neq 0 \\ 0, & n = 0 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

La respuesta al impulso de la transformada de Hilbert de la expresión (III.21), tiene la característica de ser no causal, de tener duración infinita y de ser antisimétrica.

La transformada de Hilbert, se comporta como un filtro pasa todo que produce un desplazamiento de fase de 90° en la señal de entrada al sistema. Por lo tanto la respuesta en frecuencia se especifica como:

$$H(\Omega) = \begin{cases} -j, & 0 < \Omega \leq \pi \\ +j, & -\pi < \Omega < 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Si asumimos que la señal discreta $x[n]$ es compleja de la forma:

$$x[n] = x_r[n] + jx_i[n] \quad (\text{III.23})$$

cuya respuesta en frecuencia es:

$$X(\Omega) = \text{Re}[X(\Omega)] + j \text{Im}[X(\Omega)] \quad (\text{III.24})$$

siendo $\text{Re}[X(\Omega)]$ y $\text{Im}[X(\Omega)]$ la transformada de Fourier de las componentes real e imaginaria de la señal discreta $x[n]$ respectivamente. Partiendo de la expresión (III.22) y de las relaciones implícitas de fase entre la parte real e imaginaria de la señal discreta $x[n]$, pueden obtenerse la parte real de la señal discreta $x[n]$ a partir de su parte imaginaria, y viceversa de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} x_i[n] &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[n-m] x_r[m] \\ x_r[n] &= - \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[n-m] x_i[m] \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

cumpléndose además la siguiente relación en el dominio de la frecuencia:

$$\begin{aligned} \text{Im}[X(\Omega)] &= H(\Omega) \text{Re}[X(\Omega)] \\ \text{Re}[X(\Omega)] &= H(\Omega)^{-1} \text{Im}[X(\Omega)] = -H(\Omega) \text{Im}[X(\Omega)] \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

La transformada de Hilbert permite además obtener los valores instantáneos que representan la señal discreta compleja $x[n]$, es decir, su amplitud, su fase y su frecuencia instantánea. Por lo que representando la señal $x[n]$ en forma polar:

$$x[n] = \hat{x}[n] e^{j\varphi[n]} \quad (\text{III.27})$$

siendo $\hat{x}[n]$ la amplitud discreta instantánea y $\varphi[n]$ la fase instantánea de la señal, puede obtenerse la amplitud instantánea discreta $\hat{x}[n]$ de la siguiente manera:

$$\hat{x}[n] = \sqrt{x_r^2[n] + x_i^2[n]} \quad (\text{III.28})$$

Por otro lado, puede obtenerse la fase instantánea discreta a través de la siguiente expresión:

$$\varphi[n] = \tan^{-1} \left(\frac{x_i[n]}{x_r[n]} \right) \quad (\text{III.29})$$

mientras que la frecuencia instantánea discreta puede obtenerse de la siguiente manera:

$$\Omega[n] = \frac{1}{2\pi} [\varphi[n] - \varphi[n-1]] \quad (\text{III.30})$$

La amplitud instantánea $\hat{x}[n]$ corresponde a la envolvente de la señal $x[n]$. Esta señal proporciona información más exacta acerca de la energía reflejada en cada objeto, en comparación con la forma de onda de un registro sísmico, ya que las reflexiones en estos registros están compuestas normalmente de varios ciclos (ver Figura III.13). Asimismo, la frecuencia instantánea es un indicador del tipo de filtrado que está sufriendo la onda sísmica al propagarse por el medio. Así pues, al realizar una transformada de Hilbert se tiene una indicación del rango de frecuencias de interés en la señal analizada.

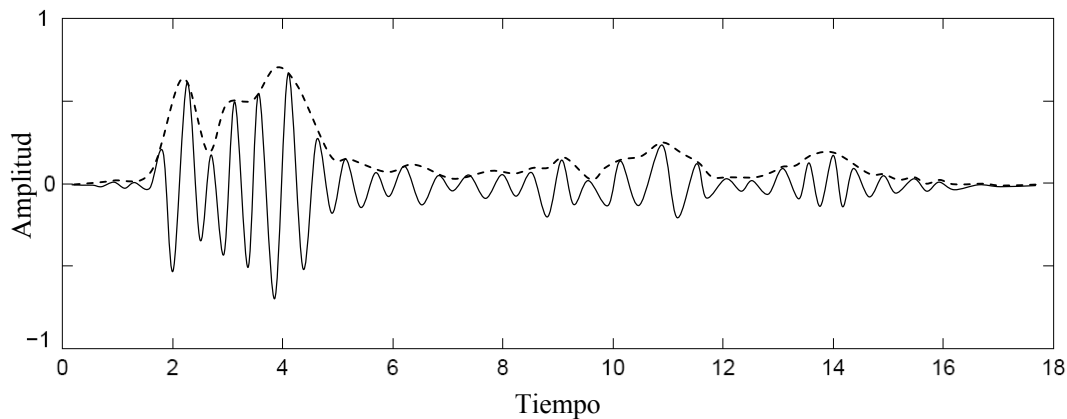


Figura III.13: Transformada de Hilbert en amplitud de una única traza. a) Traza original en línea llena. b) Envolvente de la traza en línea por trazos.

III.9.4 Conversión a Profundidad

Las secciones sísmicas están representadas en tiempo doble de propagación, debido a que cada rayo reflejado ha realizado el viaje de ida (incidencia) y vuelta (reflexión). El punto final del procesado es proporcionar una referencia a profundidad de estas

imágenes sísmicas. Para ello se elige algunos de los reflectores de mayor energía de la sección (reflectores guías) y se les calcula la profundidad de forma individual, considerando las velocidades de apilamiento.

En sismica superficial suele realizarse una conversión a profundidad de la totalidad de la sección si en el subsuelo investigado no hay un contraste fuerte entre las velocidades de los materiales. Para ello se aplica una conversión con velocidad constante a fin de que no se distorsionen las frecuencias; obteniéndose una imagen en profundidad bastante aproximada. Pero cuando existe un contraste fuerte, esta estrategia ya no es posible y las técnicas que se proponen para obtener referencias de profundidad deben basarse en la información de sondeos mecánicos y/o en el campo de velocidades de refracción (Teixidó i Ullod, 2000).

III.10. PROCESAMIENTO DE DATOS EN DISTINTOS SISTEMAS BASADOS EN EL PRINCIPIO DE REFLEXIÓN DE ONDA

La secuencia de procesamiento utilizado en aquellos métodos de exploración basados en el principio de reflexión de onda, con el objeto de obtener imágenes o perfiles bidimensionales del medio prospectado, fueron desarrollados en función del campo de aplicación del método, las características del fenómeno de onda utilizado por el método y las características especiales o de contorno del medio a prospectar o explorar. En la Tabla III.6, se muestra un resumen de los métodos de exploración basados en el principio de reflexión de ondas.

En el campo de la geofísica, las primeras secuencias de procesamiento para la obtención de imágenes o secciones bidimensionales, se aplicaron en los estudios sísmicos a partir de 1960 (Dobrin, 1976). Con respecto a las tecnologías de diagnóstico por ultrasonido, estas surgieron a partir de 1950, con el uso del sonar militar. Tiempo después, ya a partir de 1960, esta tecnología se utilizó mayormente en el campo de la medicina (Lee and Wade, 1986). Con respecto a los métodos que utilizan el principio de reflexión de ondas electromagnéticas, el Radar fue el primer sistema empleado a partir de mediados de la segunda guerra mundial (1939 -1945) (Skolnik, 1990). El objetivo de este sistema es determinar la proximidad o velocidad de objetos y la forma de representación de datos, es a través de imágenes o secciones bidimensionales polares (Sullivan, 2004). Por otro lado el Geo Radar, es un método geofísico de prospección, el cual se considera

como el sistema más versátil de aplicación entre los estudios relativamente superficiales como los requeridos en la Geotecnia (usualmente menos de 50 m) (Annan, 1992; Daniels, 2004). Su origen se remonta en aplicaciones de ecosonda para prospeccionar espesores de hielos y glaciares. Los datos obtenidos del Geo Radar, corresponden principalmente en imágenes similares a las que se obtienen de las secciones sísmicas, en cuanto a la apariencia de las imágenes y de algunas de las etapas de procesamiento (McCann et al., 1988; Daniels, 2004). La diferencia puntual entre estos dos métodos, radica en que el Geo Radar utiliza un par de antenas emisor-receptor, el modo de prospección es por lo general por reflexión, siendo en ese caso la prospección en tiempo real. Por lo que este método se asemeja a los sistemas de prospección por ultrasonido, en lo que respecta a la forma de llevar a cabo la prospección (Lee y Wade, 1986; Annan, 1992; Daniels, 2004).

Tabla III.6: Métodos de exploración basados en el principio de reflexión de Onda.

Características del Fenómeno de Onda	Nombre del Método y Campo de Aplicación	Rango de Frecuencias
Onda Mecánica: Elástica - Acústica	Sísmica de Reflexión: Métodos geofísicos de prospección utilizados en la prospección petrolera y minera, prospecciones marinas, prospección a baja escala y prospección vial.	> 0.1 Hz.
	Sistemas de Detección: Sistemas prototipos utilizados in-situ o en la laboratorio para la detección de objetos a baja profundidad a través de ondas mecánicas u ondas acústicas.	20 Hz. – 20 KHz.
	Sonar y Chirp Sonar: Métodos geofísicos para las prospecciones sísmicas marinas de alta resolución a través de la utilización de ondas ultrasónicas.	> 20 kHz.
	Ecografía o ecosonografía: Utilizado en el campo de la medicina o en estudios de integridad de materiales a través de la utilización de ondas ultrasónicas.	< 16 MHz.
Onda Electromagnética	Radar (Radio Detection and Ranging): Utilizado en la navegación, en la detección de formaciones meteorológicas y determinación de velocidades de objetos.	300 MHz. – 300GHz.
	Geo Radar (Ground Penetrating Radar): Método geofísico de prospección aplicado a las prospecciones mineras, geotécnicas, arqueológicas y ambientales.	1 MHz. – 5 GHz.

Referencias: Skolnik, 1990; Annan, A. P., 1992; Ecografía Sísmica (Informe).

En el caso de los sistemas de prospección o exploración ultrasónicos, las etapas de procesamiento que se realizan para la obtención de imágenes tienen algunas similitudes con las etapas de procesamiento aplicados en sísmica de reflexión (pre-apilamiento,

apilamiento y post-apilamiento). Las diferencias entre estas etapas radican principalmente en la forma en como se obtienen los datos correspondientes a las reflexiones de onda, y de la disposición espacial del par transmisor – receptor. La disposición del par transmisor – receptor en el caso de los sistemas ultrasónicos, consisten en arreglos piezoeléctricos tanto para emitir como para recibir los pulsos de onda, con diseños específicos para cada tipo de aplicación en particular. En general el par transmisor – receptor, está integrado en un mismo transductor o separados por algunos centímetros. Por lo que la prospección o exploración, se realiza en modo reflexión, siendo similar a la configuración en sísmica de reflexión de desplazamiento común o COR (por sus siglas en inglés de Common Offset Reflection) (Dobrin, 1976; US Army Corps of Engineers, 1995). La separación o dimensiones del conjunto transmisor – receptor, esta en función de la longitud de la onda de ultrasonido (Kino, 1987; Cheeke, 2002; Rossing, 2007).

En la etapa de pre-apilamiento de los sistemas ultrasónicos de prospección, los algoritmos o secuencias de procesamientos utilizados para cada traza o señal digital, son similares a los utilizados en sísmica de reflexión. La diferencia sustancial reside, en que la etapa de pre-apilamiento en los sistemas ultrasónicos, se realiza en tiempo real (Lee y Wade, 1986). En el caso de las secuencias de almacenamiento, geometría y correcciones estáticas, estas varían en función de los estándares o formato de datos particulares para cada campo de aplicación y de las irregularidades de cada medio.

En el caso de la etapa de apilamiento, debido al modo de prospectar por reflexión, esta se resume simplemente en la secuencia de apilamiento propiamente dicha. Esta tarea consiste en el acumulado y ordenado secuencial de las trazas o señales sensadas, obteniendo una matriz de trazas. El acumulado consiste en componer las señales provenientes de los múltiples arreglos piezoeléctricos que componen el transductor receptor, teniendo en cuenta la disposición espacial de los mismos (Lee y Wade, 1986; Yao, 1997; Cheeke, 2002; Rossing, 2007). En el campo de la medicina o en los estudios de integridad de materiales, esta matriz de trazas se conoce como ecografía, pudiéndose representar en varios formatos (modos A, B, C o M de representación) (Lee y Wade, 1986; Yao, 1997; Rossing, 2007). Este tipo de representación también se aplica a las imágenes obtenidas de las prospecciones marinas de alta resolución (sonar y el chirp sonar) (Mosher y Simpkin, 1999; Rossing, 2007). A diferencia del método de sísmica

de reflexión, tanto la etapa de pre-apilamiento como la de apilamiento se realizan en tiempo real, permitiendo visualizar los resultados en la pantalla de un computador o ser almacenadas en un formato digital, conforme se realiza la prospección o exploración.

Por ultimo, en la etapa de post-apilamiento o post-procesamiento de los sistemas de prospección o exploración ultrasónicos, los algoritmos de migración utilizados son la principal diferencia en comparación a los que se aplican en sísmica de reflexión. Esto se debe a que los eventos hiperbólicos que se registran en las imágenes, son debido a la reflexión en objetos de tamaño finito y a la configuración del transductor ultrasónico (separación y dimensiones del par transmisor-receptor, forma o curvatura del transductor, etc.). Cuando la dimensión del transductor es mucho mayor que el tamaño del objeto, las características de propagación esférica del pulso de onda junto a la estructura de transmisión de los impulsos de onda, hacen que la detección del objeto se realice antes de quedar situado sobre su vertical, siendo esta una de las razones que ocasionan los patrones hiperbólicos en las imágenes. En la Figura III.14 se puede observar el patrón típico de distorsión o diferencia de trayectorias entre los rayos reflejados, la cual puede expresarse a través de la siguiente ecuación:

$$y_n = \sqrt{y_A^2 + (x_A - x_n)^2} \quad \text{(III.31)}$$

En donde x_A es la señal digital que esta siendo analizada, x_n es la posición de la señal en cercanía a x_A , y_A es la profundidad a la que se encuentra el objeto.

Los primeros transductores ultrasónicos utilizados en los ecógrafos consistían en un único material piezoeléctrico. Posteriormente, este tipo de traductores se reemplazaron por transductores de múltiples elementos piezoeléctricos dispuestos en forma lineal (un vector de elementos) o superficial (una matriz de elementos) (Kino, 1987; Rossing, 2007).

El mayor porcentaje de la energía emitida por el transductor se centra en un “haz de onda” aproximadamente cónico, cuya apertura depende en gran medida de las características físicas del transductor y de los materiales en contacto (Kino, 1987; Cheeke, 2002; Rossing, 2007). Si el transductor presenta cierta curvatura cóncava, la

apertura del cono de radiación será menor en el foco del transductor, lográndose una mayor concentración de las ondas de ultrasonido (ver Figura III.15). Fuera del foco del transductor, en la dirección de propagación de la onda, se produce una notable apertura del cono de radiación. Aquellos reflectores que se encuentran fuera del foco del transductor, dan lugar también a los patrones hiperbólicos en las imágenes ultrasónicas. Es así que las técnicas de migración en los sistemas ultrasónicos, consisten principalmente en algoritmos de corrección que consideran aquellos reflectores fuera del foco del transductor (algoritmos de focalización). Una de las técnicas clásicas que se utilizan en estos casos, es la técnica SAFT (por sus siglas en inglés de Synthetic Aperture Focusing Technique).

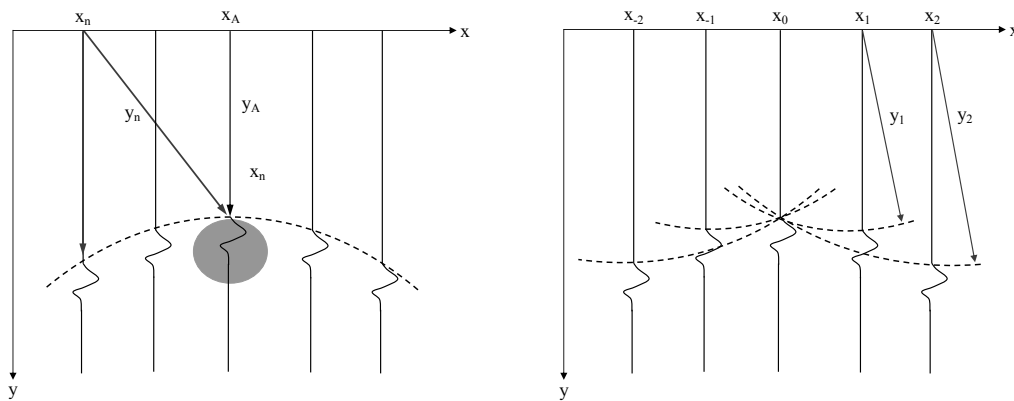


Figura III.14: Patrón de distorsión de las ondas reflejadas y principio de reconstrucción a partir de las técnicas de migración.

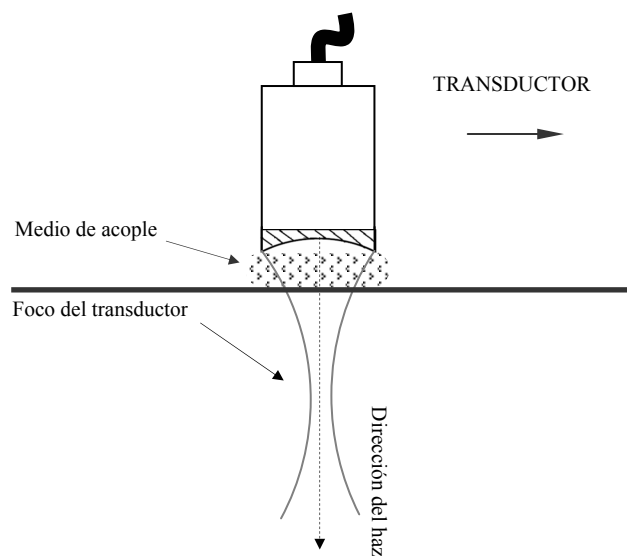


Figura III.15: Características de un transductor de ultrasonido y de la forma de emisión del haz de onda ultrasónica.

Las técnica SAFT, es una evolución de las técnicas de apertura sintética del haz concentrado (Synthetic Apertura Beamforming) utilizadas en las tecnologías de Radar como SAR (Synthetic Apertura Radar) y posteriormente en los sistemas ultrasónicos (Jonson y Barina, 1983; Doctor, 1986; Skolnik, 1990; Yao, 1997; Frazier y O'Brien Jr., 1998; Elbern y Guimarães, 1999; Lévesque et al., 2004; Sullivan, 2004; Rupitsch et al., 2006). El objetivo de estas técnicas en los equipos ultrasónicos, es componer las señales de los múltiples elementos piezoeléctricos del transductor, de manera de obtener una mayor apertura implícita del haz de onda (mayor superficie de irradiación). Sin embargo la simple apertura del haz, conlleva a registrar eventos hiperbólicos en las imágenes. Por lo que las técnicas SAFT, contempla la corrección de estos eventos a través de una focalización dinámica implícita que luego se aprecia en las imágenes.

Existen diversos algoritmos SAFT, para el post-procesamiento de imágenes, adaptados principalmente a los diferentes tipos de imágenes ultrasónicas. Básicamente estos algoritmos consisten en extrapolar una señal o traza de la imagen, a partir de un conjunto de señales correspondientes a una ventana o dominio de extrapolación. El proceso de extrapolación puede entenderse como el resultado de una suma de señales, en términos de la energía reflejada y transmitida que componen las señales dentro de la ventana de extrapolación (ver Figura III.16). La ventana de extrapolación está compuesta por un grupo de señales o trazas de la imagen.

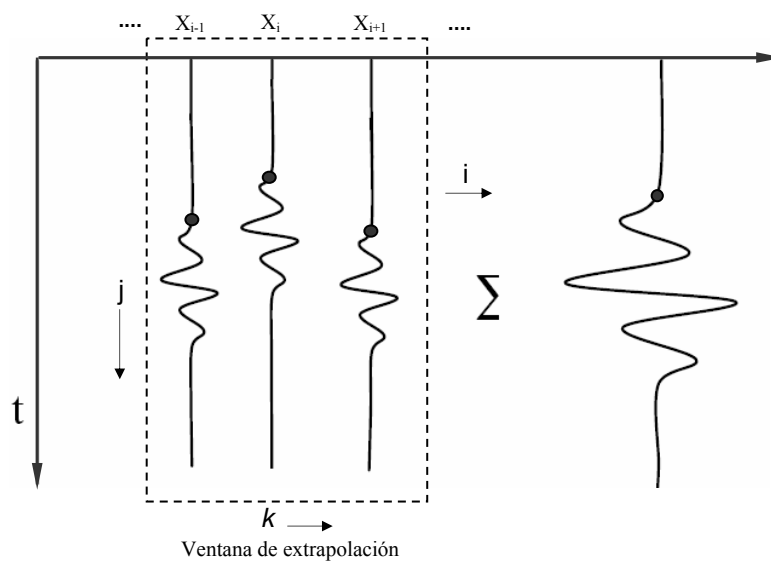


Figura III.16: Concepto de la estructura básica de los algoritmos SAFT.

Otras técnicas utilizadas para los mismos objetivos son la técnica M-SAF (Multielement Synthetic Aperture Focusing), F-SAFT (Frequency, Synthetic Aperture Focusing Technique) y la técnica SF (Synthetic Focusing method). Puede ampliar mayor información respecto de estas técnicas en Jonson y Barina (1983), Doctor (1986), Yao (1997), Frazier y O'Brien Jr. (1998), Elbern y Guimarães (1999), Lévesque et al. (2004) y Rupitsch et al. (2006).

En el caso de las prospecciones marinas de alta resolución (sonar y el chirp sonar) como así también para el caso del Geo Radar, los algoritmos de migración utilizados coinciden mayormente con los utilizados para la migración de datos en sísmica de reflexión, aunque también se utilizan como algoritmos de migración aquellos basados en las técnicas SAFT, M-SAF, F-SAFT y SF. De la misma manera, las técnicas de migración utilizadas en las secciones sísmicas, se aplican en las imágenes ultrasónicas de ecografía (Cafforio et al., 1991; Haun, 2003).

III.11. CONSIDERACIONES FINALES

En este Capítulo se realiza una breve síntesis de los métodos geofísicos de prospección y un estudio sobre aquellos avances científicos y tecnológicos, en torno a los métodos de prospección y exploración basados en el principio de reflexión de ondas mecánicas y en los fenómenos de interacción de ondas acústicas y sísmicas; que dieron lugar al concepto de ecografía sísmica y ecografía acústica del suelo. Seguidamente, se exponen aquellas técnicas típicas de procesamiento y representación de datos utilizados en el método de sísmica de reflexión, haciendo énfasis en el filtrado digital de señales, la aplicación del proceso de deconvolución, las técnicas de migración y la transformada de Hilbert. Finalmente se muestran algunas variantes de técnicas de procesamiento utilizados en aquellos métodos de prospección o exploración basados en el principio de reflexión de ondas.

CAPÍTULO IV

DESCRIPCIÓN DEL MEDIO PROPAGANTE Y DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

IV.1. INTRODUCCIÓN

En el presente Capítulo se describe el estudio realizado en laboratorio, desarrollado para estudiar el comportamiento de los parámetros relacionados con la propagación de ondas mecánicas (elásticas – acústicas), teniendo en cuenta dos medios de propagación: un medio sólido poroso y un medio fluido gaseoso. Se utilizó arena como medio sólido poroso y aire como medio fluido gaseoso. La utilización de diferentes fuentes de perturbación de los medios en cuestión, revelan la interacción que existe entre los medios propagantes y esto queda en manifiesto en los parámetros de onda obtenidos desde cada medio en particular a través de las mediciones realizadas. Para la obtención de estos parámetros, se utilizó una configuración específica de equipos e instrumentos electrónicos, junto a un determinado modo de realizar las perturbaciones mecánicas de los medios propagantes. Finalmente, se describe el sistema prototipo de laboratorio para la obtención de ecografías sísmicas acústicas. Se describe, por un lado, el método y principio de detección utilizado por el sistema, y por otro, aquellos equipos y dispositivos que conforman el mismo. Como parte de esta descripción, se detalla el tipo de señal de excitación eléctrica, la fuente de perturbación acústica y los sensores de onda utilizados.

IV.2. DESCRIPCIÓN DEL MEDIO PROPAGANTE

Para la llevar a cabo los ensayos se utilizó como medio propagante poroso alrededor de 0.7 m^3 de arena seca, alojados en una recipiente de 0.85 m^3 de capacidad. Este fue construido con perfiles de hierro y paredes de acrílico de 6 mm de espesor en contacto con los perfiles a través de burletes de goma. El recipiente se encuentra apoyado al nivel del piso a través de tres vigas de madera de 1 m de longitud y sección cuadrada de 0.1 m . Esta forma de construcción atiende a evitar la refracción de onda a través del recipiente y recipiente-piso. En la Figura IV.1 se muestran unas imágenes fotográficas del recipiente utilizado en los experimentos con arena como medio propagante poroso.

La arena utilizada presenta la distribución granulométrica que se observa en la grafica de la Figura IV.2, la cual fue obtenida según la norma ASTM D 422-63. En dicha grafica puede observarse que se trata de una arena mal graduada del grupo SP, según el Sistema Unificado de Clasificación de Suelos (Lambe y Whitman, 1972), con coeficiente de uniformidad $C_U = 3.333$ y un coeficiente de curvatura $C_C = 0.936$.

La selección de arena como medio de propagación para la realización de los experimentos, se basó en la necesidad de adoptar un medio de propiedades conocidas que pueda ser asumido como homogéneo. Si bien se tuvo en cuenta un volcado de la arena por pluviación de manera de representar un estado de baja compacidad, se observó un aumento de la densidad de la arena ocasionado por el confinamiento debido al peso de la misma y las condiciones de borde impuestas por el recipiente.



Figura IV.1: Imágenes correspondientes a la celda con arena utilizada en los experimentos como medio propagante, denominada de aquí en más como “el medio arena”.

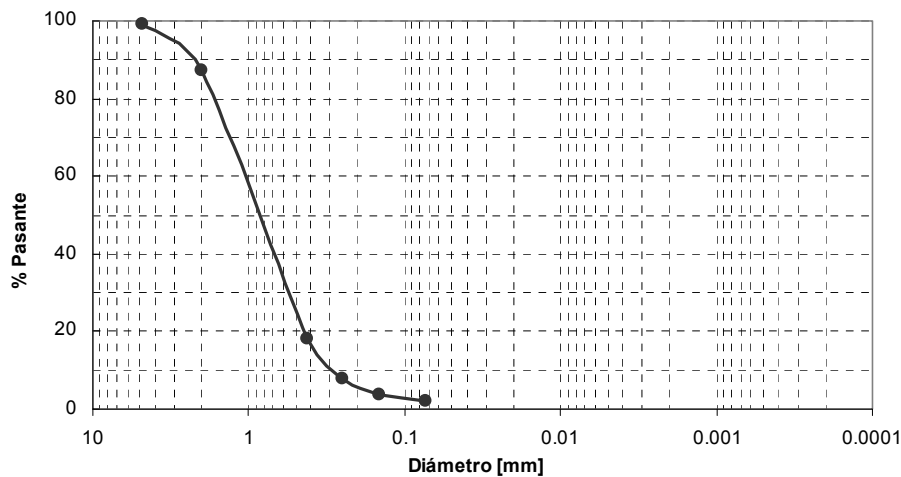


Figura IV.2: Curva de distribución granulométrica de la arena utilizada.

IV.3. DETERMINACIÓN DE LA VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN DE ONDA P Y DE LA DENSIDAD DE LA ARENA

Asumiendo en primera instancia que el medio arena es un medio elástico homogéneo, se tendrá que la velocidad de propagación de onda P y la densidad de la arena utilizada, varían con la profundidad y el peso de la misma. Con el objeto de determinar las relaciones entre estas variables, se utilizó una celda cilíndrica instrumentada de 5 *cm* de altura por 10.125 *cm* de diámetro, en donde se colocó una muestra de arena seca. Este recipiente está provisto de dos cabezales, uno fijo y otro móvil, en cuyos centros se encuentran adosados dos transductores piezoeléctricos con los cuales fue posible medir la velocidad de propagación de ondas P a través de la técnica de identificación de los tiempos de arribos (Santamarina et al., 2001; Lee, 2003). Sobre el cabezal móvil se aplica una carga de compresión, que produce el confinamiento de la arena. Asimismo el elemental descenso de la altura entre los cabezales, se traduce en un aumento de la densidad de la arena y en una variación de la velocidad de propagación de onda P (Santamarina et al. 2001). Cabe destacar que la arena fue volcada en el recipiente por pluviado, por lo que el tipo de densidad logrado debido al acomodamiento es uno solo. De esta manera la variación de densidad se logra solo por el incremento de la carga vertical, lo cual origina deslizamientos de los granos y reacomodamiento de los mismos. Esta situación es la que existe en la celda cúbica con arena utilizada como medio propagante, en donde el factor predominante sobre la densidad de la arena es el de su propio peso. En Figura IV.3 se observa un diagrama del sistema detallado anteriormente. Como señal excitatriz del transductor piezoeléctrico montado en el cabezal móvil, se utilizó un generador de señal Good Will Instruments modelo GFG-8015, con el cual se generó una señal escalón de 13 Voltios de amplitud. Esta acción dio lugar a la perturbación de la probeta de arena y a la propagación de pulsos de onda de compresión P. A través del transductor piezoeléctrico montado en el cabezal fijo se recibieron los pulsos de onda, y las señales eléctricas generadas por este transductor se acondicionaron a través del preamplificador y filtro analógico Stanford Research modelo SR650. Finalmente la señal eléctrica correspondiente al pulso de excitación y la señal eléctrica correspondiente al transductor piezoeléctrico receptor, se visualizaron y digitalizaron por medio de un osciloscopio Hewlett Packard modelo 5461B 500 *Mhz*, para posteriormente ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal PC. El diseño de los transductores piezoeléctricos utilizados es semejante al propuesto por (Claria, 2003; Lee, 2003), con la diferencia que cada

transductor se construyó con dos discos cerámicos piezoeléctricos comerciales, los cuales se soldaron con estaño para obtener una configuración paralelo o diferencial (Lee, 2003). Los terminales eléctricos de los transductores se realizaron con cable coaxial de 2 mm de diámetro de alta calidad. Para proteger los transductores y aislarlos eléctricamente se cubrieron con una resina epoxi.

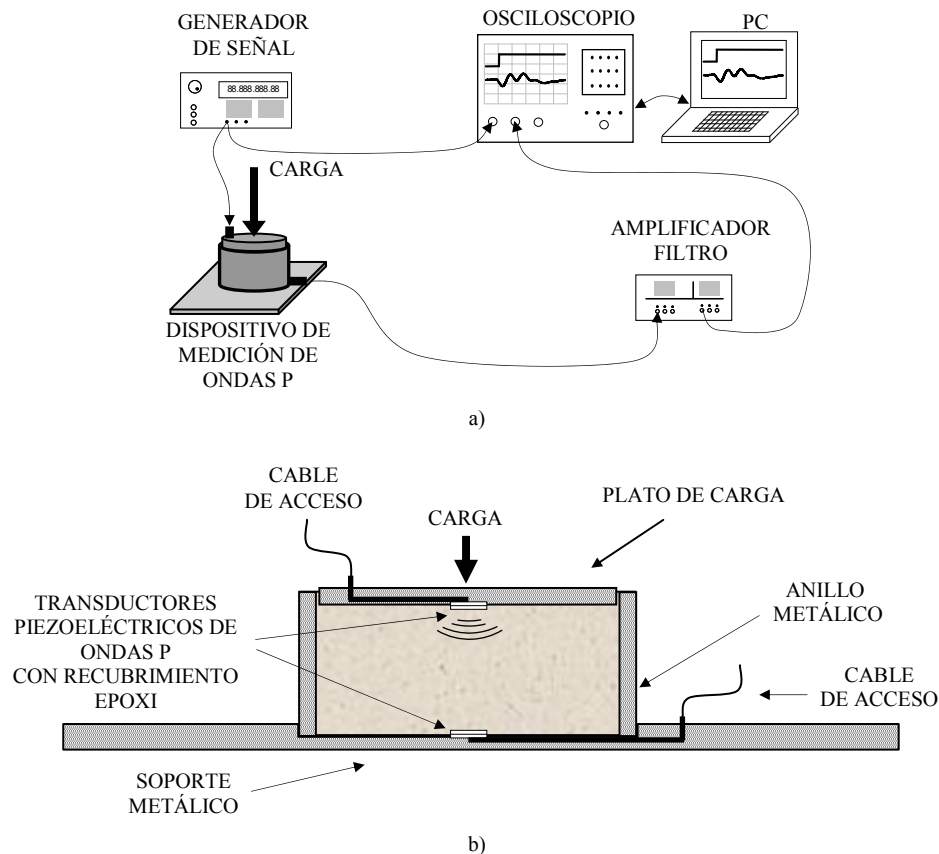


Figura IV.3: a) Esquema del ensayo utilizado para medir velocidad de onda de P en las muestras de arena. b) Corte transversal del dispositivo cilíndrico para medición de ondas P.

De estas mediciones pudo obtenerse registros como los de la Figura IV.4, para distintas tensiones verticales. La variación de la velocidad de propagación de onda P, con la tensión vertical aplicada se muestra en la Figura IV.5. Como puede observarse en la figura, la serie de datos muestra la típica tendencia potencial (Hardin y Richart, 1963; Hardin y Drnevich, 1972). Particularmente en la Figura IV.5.b. se muestra en una escala convenientemente ampliada, la curva de aproximación y la serie de datos.

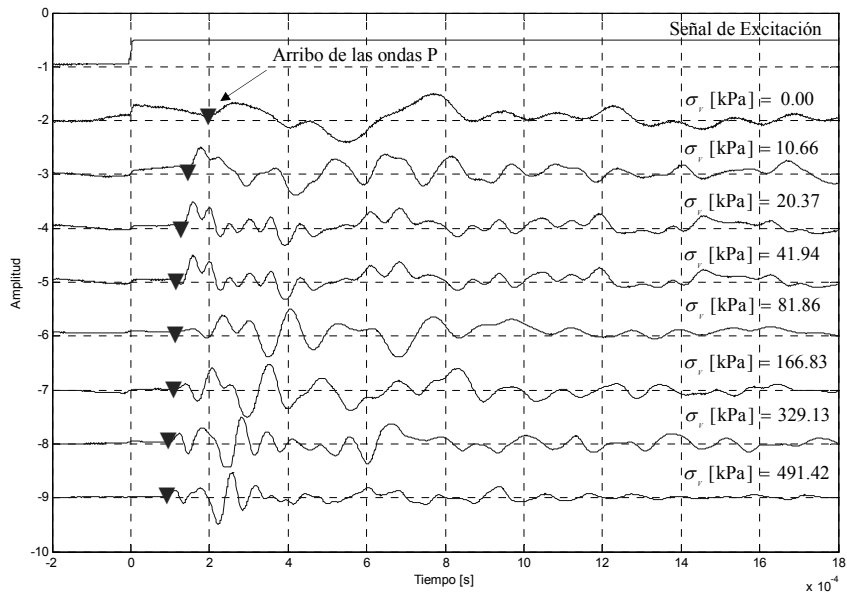
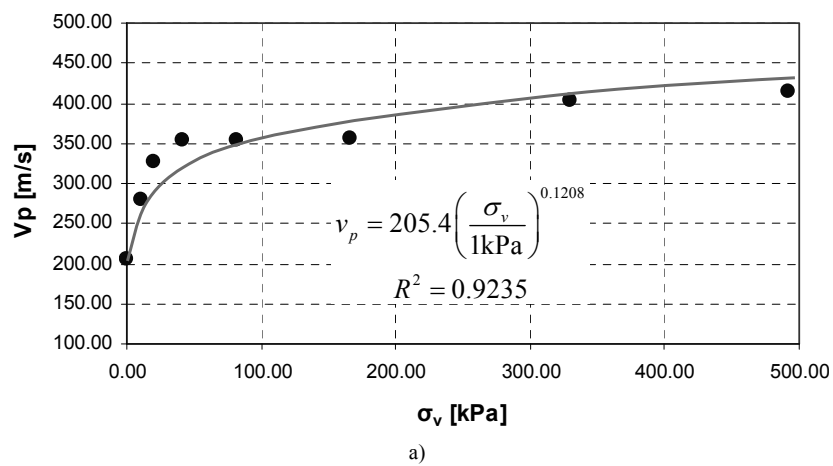
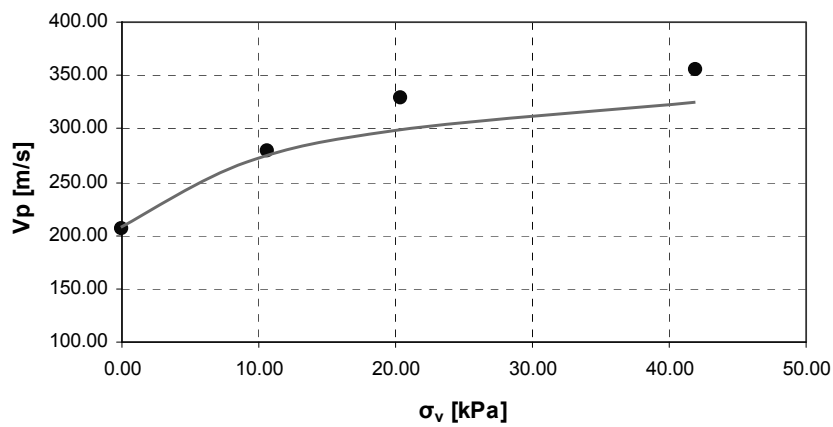


Figura IV.4: Señales obtenidas para diferentes tensiones verticales en el ensayo realizado en el dispositivo cilíndrico para medición de ondas P.



a)



b)

Figura IV.5: Variación de la velocidad de propagación de onda P en función de la tensión vertical aplicada a la muestra de arena seca.

En la Figura IV.6, se observa que la densidad de la arena seca respecto de la tensión aplicada, varía de manera lineal durante la aplicación de la carga. Esta variación de densidad se ubicó entre 1.5184 g/cm^3 y 1.5681 g/cm^3 , la cual resulta pequeña en comparación con los incrementos significativos de la velocidad de propagación y con el incremento de la tensión aplicada.

Visto ahora el medio arena como un medio poroso (ver Apéndice A), se determinó el valor de la gravedad específica de la muestra de arena, siguiendo los lineamientos de la norma ASTM D 854-83, cuyo valor fue de $G_s = 2,67$. Este valor permitió calcular el valor inicial $e_{mc} = 0.76$ y final $e_{final} = 0.70$, de la relación de vacío durante la aplicación de la tensión vertical σ_v , a partir de la siguiente expresión:

$$e = \frac{G_s \gamma_w}{\gamma_d} - 1 \quad (\text{IV.1})$$

en donde $\gamma_w = 1 \text{ g/cm}^3$ es el peso específico del agua y γ_d es el peso específico de la arena seca. Los valores máximos y mínimos de γ_d están en relación con los valores máximos y mínimos de densidad logrados.

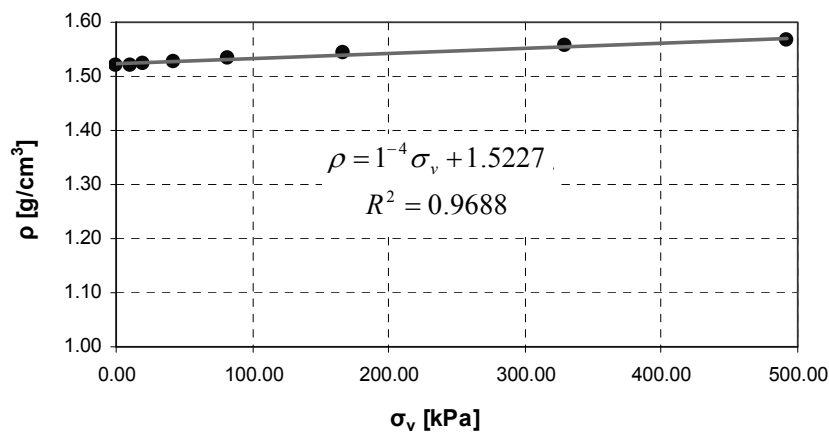


Figura IV.6: Variación de la densidad de la muestra de arena seca, en función de la tensión vertical aplicada.

En un estado de compresión confinada a baja deformación, se demuestra a partir de la Teoría de la Elasticidad (William Lambe y Whitman, 1972), que las tensiones

horizontales en las direcciones 2 y 3 desarrolladas al aplicar una carga vertical σ_1 resultan igual a:

$$\sigma_2 = \sigma_3 = \frac{\nu}{1-\nu} \sigma_1 \quad (\text{IV.2})$$

donde ν es la relación de Poisson. En ese caso la tensión media que experimenta un elemento diferencial en la celda cúbica con arena es igual a:

$$\sigma_0 = \frac{1+\nu}{3-3\nu} \sigma_1 = \frac{1+\nu}{3-3\nu} \gamma_d(z) z \quad (\text{IV.3})$$

siendo $\gamma_d(z)$ el peso específico de la arena, función de la profundidad z . Debido a que la arena no se encuentra en un estado saturado se puede asumir que la tensión media es aproximadamente igual a la tensión media efectiva, en ese caso el valor de la velocidad de propagación de la onda de corte S es igual a (Santamarina et al. 2001):

$$v_s = \alpha \left(\frac{\sigma_0}{1kPa} \right)^\beta = C f(e) \left(\frac{\sigma_0}{1kPa} \right)^\beta \quad (\text{IV.4})$$

en donde α es la velocidad de propagación de onda de corte S para $1kPa$ de confinamiento. Este parámetro α puede dividirse en dos términos: la constante C que depende de la rigidez de la estructura del suelo y una función de la relación de vacíos del medio arena a la profundidad z , $f(e)$. Finalmente el exponente β , es un parámetro que depende de las características de conformación y distribución de los granos de arena y del confinamiento existente.

Reemplazando en la expresión (IV.4), la expresión de la tensión media σ_0 de (IV.3), se obtiene:

$$v_s = C f(e) \left(\frac{1+\nu}{3-3\nu} \frac{\gamma_d(z) z}{1kPa} \right)^\beta \quad (\text{IV.5})$$

A partir del análisis anterior surge la siguiente expresión de velocidad de propagación de onda P en función de la profundidad de la arena, la cual contempla de manera implícita la relación del confinamiento como así también la relación con la tensión vertical σ_1 :

$$v_p = v_s \left(\frac{2-2\nu}{1-2\nu} \right)^{1/2} = C f(e) \left(\frac{2-2\nu}{1-2\nu} \right)^{1/2} \left(\frac{1+\nu}{3-3\nu} \frac{\gamma_d(z)z}{1kPa} \right)^\beta \quad (IV.6)$$

Dado que la arena utilizada presenta granos angulares y partidos, puede emplearse para el parámetro $f(e)$ la expresión (IV.7) (Santamarina et al. 2001, Claria, 2003). Asimismo, ya que los rangos de valores iniciales y finales obtenidos de la relación de vacíos e son aproximados, $f(e)$ se asumió como constante con un valor aproximado de 2.90. Con el mismo punto de vista, debido a la proximidad de valores de densidad logrados en el recipiente cilíndrico, se asumió un valor promedio del peso específico de la arena igual a $\gamma_d = 1.54 \text{ g/cm}^3$.

$$f(e) = \frac{(2.97 - e)^2}{1 + e} \quad (IV.7)$$

IV.4. MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS DE ONDA ELÁSTICA EN EL MEDIO ARENA

En esta sección se muestran los ensayos correspondientes a la determinación de los parámetros de onda elástica de la celda con arena de la Figura IV.1, denominada de aquí en más como “el medio arena”. Se utilizó un pisón como fuente de perturbación superficial del medio. La masa deslizante del pisón con un peso de 0.795 Kg, se arrojó a una altura de 5 cm, a modo de control de la energía del impacto. Por medio de tres laminas de diferente material (goma, madera y metal), intercalados entre el pisón y la superficie del medio arena, pudieron obtenerse tres tipos de excitaciones de igual energía y diferentes respuestas en frecuencia.

En la Figura IV.7, se muestra la configuración y conexionado de instrumentos electrónicos utilizados en este primer grupo de experimentos. Los acelerómetros utilizados fueron Brüel & Kjær modelo 4378, los cuales se conectaron a un conmutador

o switch y dos amplificadores de carga Brüel & Kjaer modelo 2635. Las señales eléctricas obtenidas a la salida de los amplificadores, se visualizaron y digitalizaron por medio de un osciloscopio Hewlett Packard modelo 5461B 500 Mhz, para finalmente ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal PC. A través de estos cinco acelerómetros, fue posible obtener una serie de acelerogramas del medio arena a distintas profundidades. Los acelerómetros fueron ubicados en la línea central vertical del recipiente, a las profundidades que se resumen en la Tabla IV.1. Cada acelerómetro se colocó a la profundidad correspondiente y luego fueron cubiertos con arena en forma de pluviación. Cabe aclarar que si bien, el procedimiento de colocación de los acelerómetros es invasivo, esta acción no resultó relevante en el cambio de la densidad de la arena, tal como se demostró en el sección IV.3.

Ya que este tipo de acelerómetros no fue diseñado para ser enterrados, se utilizaron recipientes de resguardo para aquellos acelerómetros introducidos dentro de la arena. En la Figura IV.8 se observan dos fotografías correspondientes al modelo de acelerómetro utilizado, y al recipiente de resguardo utilizado para los acelerómetros.

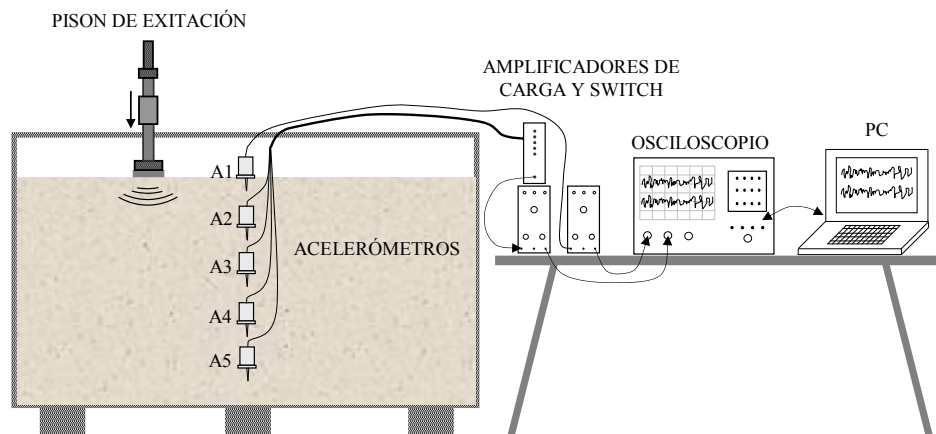


Figura IV.7: Diagrama esquemático del conexionado y disposición de instrumentos electrónicos, para la medición de los parámetros de onda elástica del medio arena.

Tabla IV.1: Profundidad a la que colocaron los acelerómetros utilizados.

Acelerómetros	Profundidad [mm]
A1	0
A2	170
A3	320
A4	470
A5	580

La obtención de los acelerogramas a distintas profundidades del medio arena, sirvió para obtener curvas de la variación de la velocidad de propagación de la onda P con respecto a la profundidad, conocer la ley de atenuación a partir del valor de máxima aceleración a distintas profundidades, determinar el valor del coeficiente de atenuación y finalmente evidenciar el comportamiento dispersivo del medio arena a través de los espectros de aceleración en cada una de las profundidades sensadas para cada una de las diferentes respuestas en frecuencia a igual energía de la fuente de excitación.



Figura IV.8: Imagen del acelerómetro Brüel & Kjær modelo 4378 y recipiente de resguardo, utilizados en los experimentos.

IV.4.1. Velocidad de propagación de la onda P en el medio arena

La velocidad de propagación de onda P se obtuvo a partir de identificar los primeros arribos entre los acelerogramas y conocer las distancias entre los acelerómetros. De esta manera pudo obtenerse las curvas que se muestran en la Figura IV.9. Como puede observarse en estas curvas la velocidad de propagación, independientemente de la respuesta en frecuencia de la fuente de excitación, tiene una ley de crecimiento potencial con respecto a la profundidad. Este crecimiento potencial está en relación con el incremento del confinamiento de la arena debido a su propio peso, el cual es creciente con la profundidad (ver sección IV.3).

Con el propósito de confirmar los resultados obtenidos en la Figura IV.9 a través de la expresión (IV.6), valuando dicha expresión a partir de los valores encontrados en la sección IV.3 de los parámetros $\beta = 0.1208$, $f(e) = 2.88$, $\gamma_a = 1,5368 \text{ g/cm}^3$; y adoptando como valor de la relación de Poisson $\nu = 0.15$, se obtuvo el valor del parámetro $C = 50.4 \text{ m/s}$. Este valor de C , permite la correspondencia entre el término de velocidad de 205.4 m/s de la curva potencial de aproximación mostrada en la Figura IV.5. Por otro lado el valor adoptado de la relación de Poisson, es el recomendado por Das (1983) para las arenas sueltas con alto contenido de gruesos.

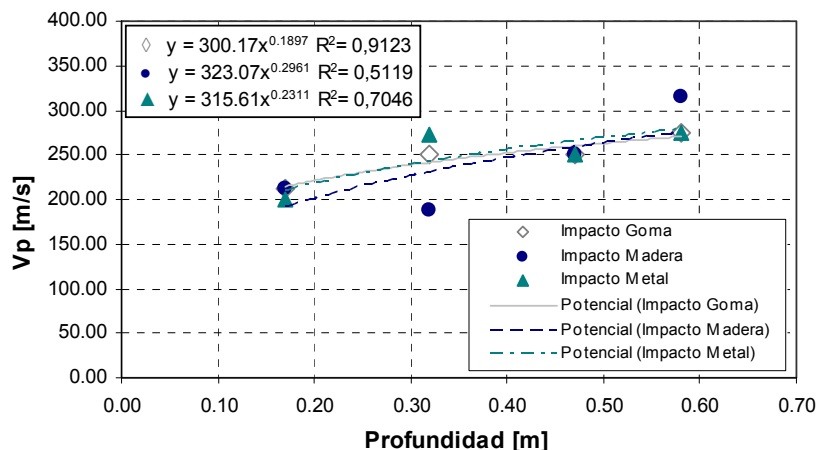


Figura IV.9: Variación de las velocidades de propagación de ondas P en la celda con arena en función de la profundidad y del tipo de impacto aplicado.

En la Figura IV.10 se muestra la curva teórica de la velocidad de propagación de onda P en la celda con arena en función de la profundidad, superpuesta a los resultados mostrados en la Figura IV.9. Como puede observarse en la figura, la tendencia potencial obtenida a través de los parámetros adoptados, presentan una buena aproximación con los resultados experimentales obtenidos de la velocidad de propagación onda P. Se muestra además, que los valores mínimos y máximos de la tensión vertical σ_v , logrados en la celda con arena son de 2.563 kPa y 8.744 kPa respectivamente. Estos valores de tensión vertical en relación con los valores alcanzados en la experiencia de la sección IV.3, se encuentran por debajo del primer incremento de carga realizado en dicha experiencia.

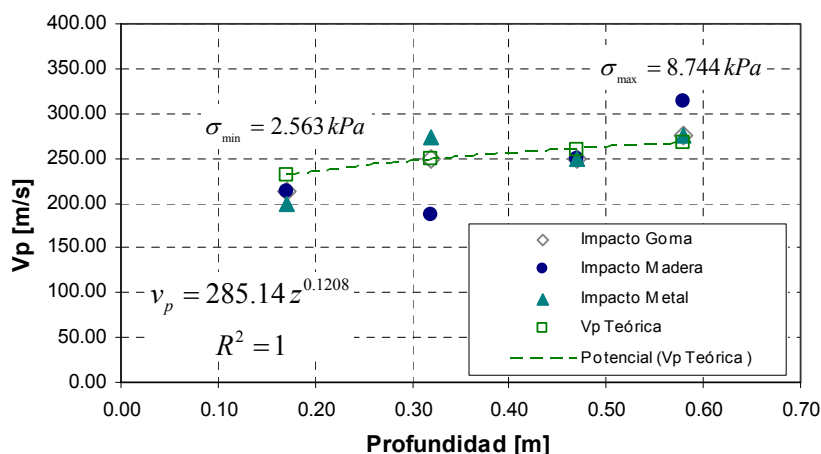


Figura IV.10: Variación teórica de la velocidad de propagación de onda P en la celda con arena en función de la profundidad.

IV.4.2. Atenuación y dispersión en el medio arena

De los valores máximos de aceleración de los acelerogramas obtenidos a distintas profundidades, pudo obtenerse las curvas de la Figura IV.11. Estas representan la ley de atenuación de la propagación de ondas P en el medio arena. Como puede observarse en la figura, la velocidad de atenuación de la onda para componentes altas frecuencias es más pronunciada, quedando en evidencia el fenómeno de dispersión en este medio. Como se comentó en el Capítulo II, existe una relación directa entre el fenómeno de atenuación y el de dispersión, en aquellos medios con características de linealidad y causalidad. Asimismo, el fenómeno de atenuación puede representarse a través del modelo exponencial de atenuación de la expresión (II.34). Rescribiendo entonces la expresión (II.34) del modelo exponencial de atenuación, se tiene:

$$A(z) = A(z_0) \left(\frac{z_0}{z} \right)^\zeta e^{-\alpha(z-z_0)} \quad (IV.8)$$

En donde $A(z)$ y $A(z_0)$ son la amplitud de la onda a las profundidades z y z_0 respectivamente en el medio arena, $(z - z_0)$ representa la distancia recorrida por la onda, α es el coeficiente de atenuación de la arena, ζ indica el grado de atenuación geométrica del frente de onda al propagarse por el medio arena. Para el caso de la onda P que acompaña al frente de onda esférico, $\zeta = 1$, salvo en la superficie del medio donde el valor de $\zeta = 2$, traduciéndose en una mayor atenuación.

En la superficie de la arena se manifiesta un efecto superficial que se adjudica a la onda Rayleigh (ver figura Figura IV.11). Esta onda se propaga en la superficie con $\zeta = 0.5$, enmascarando la atenuación que manifiesta la onda P. Este efecto es predominante hasta una profundidad de un cuarto de la longitud onda de Rayleigh. Desechando este efecto superficial, de evaluar el modelo de atenuación indicado en la ecuación (IV.8) para $\zeta = 1$, se obtuvieron las curvas de la Figura IV.12 cuya ecuación de aproximación permitió obtener el valor del coeficiente α . Como puede observarse en la figura, el valor de los coeficientes de atenuación del material encontrados dependen de la frecuencia. Asimismo se puede observar nuevamente el efecto superficial, ya que la relación entre las amplitudes y profundidades $(A_{norm}(L) * L) / (A_{norm}(L_0) * L_0)$ para la primera profundidad relativa $L - L_0$, no sigue la tendencia exponencial.

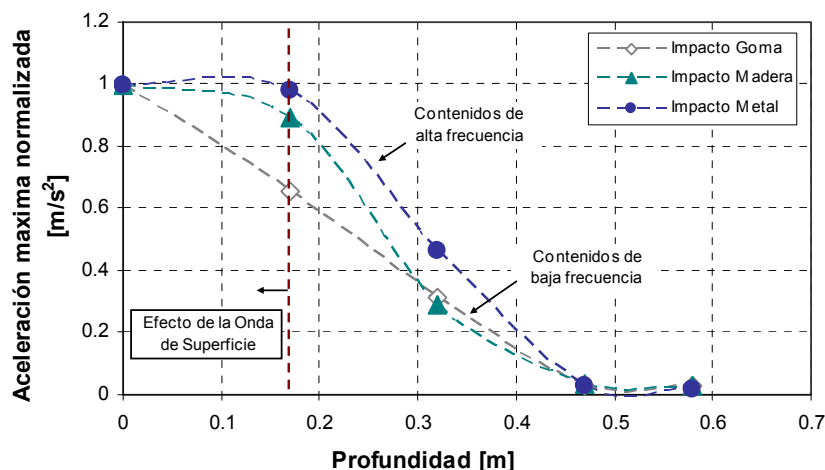


Figura IV.11: Variación de las amplitudes máximas de aceleración registradas en función de la profundidad.

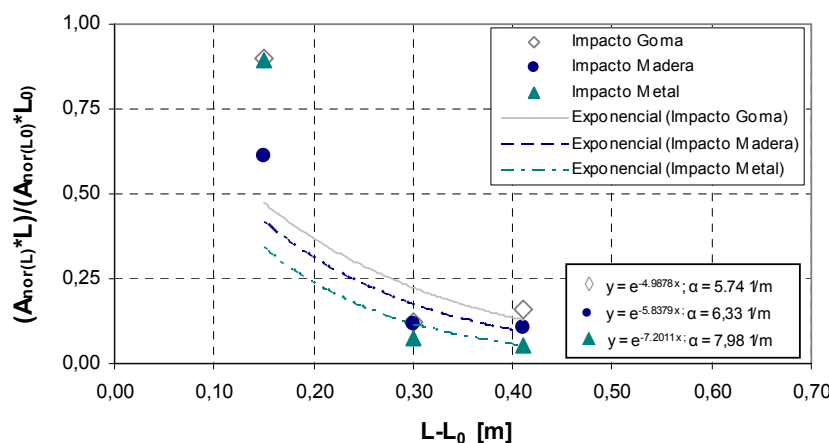


Figura IV.12: Atenuación de la onda de compresión en el suelo, según el modelo de atenuación de la ecuación (IV.8), en función del tipo de excitación.

En el en el Capítulo II se comentó además, sobre aquellas características que se manifiestan en los espectros de frecuencia de las ondas, como así también en el dominio temporal de las mismas, relativo a la relación entre atenuación y dispersión, en un medio considerado como un sistema lineal y causal. En las Figuras IV.13 a IV.15 se observan claramente algunas de estas características, como ser el corrimiento de los picos de los espectros de los acelerogramas a las bajas frecuencias y la mayor velocidad de atenuación de las componentes de altas frecuencias de los espectros. Por otro lado se mostró en el Capítulo II, a través de los estudios desarrollados por Hickey y Sabatier (1997), que un medio poroso no experimenta dispersión significativa a través de la onda P. Por lo que el fenómeno de dispersión observado entre los resultados aquí obtenidos, puede adjudicarse a los efectos superficiales generados por la onda de Rayleigh.

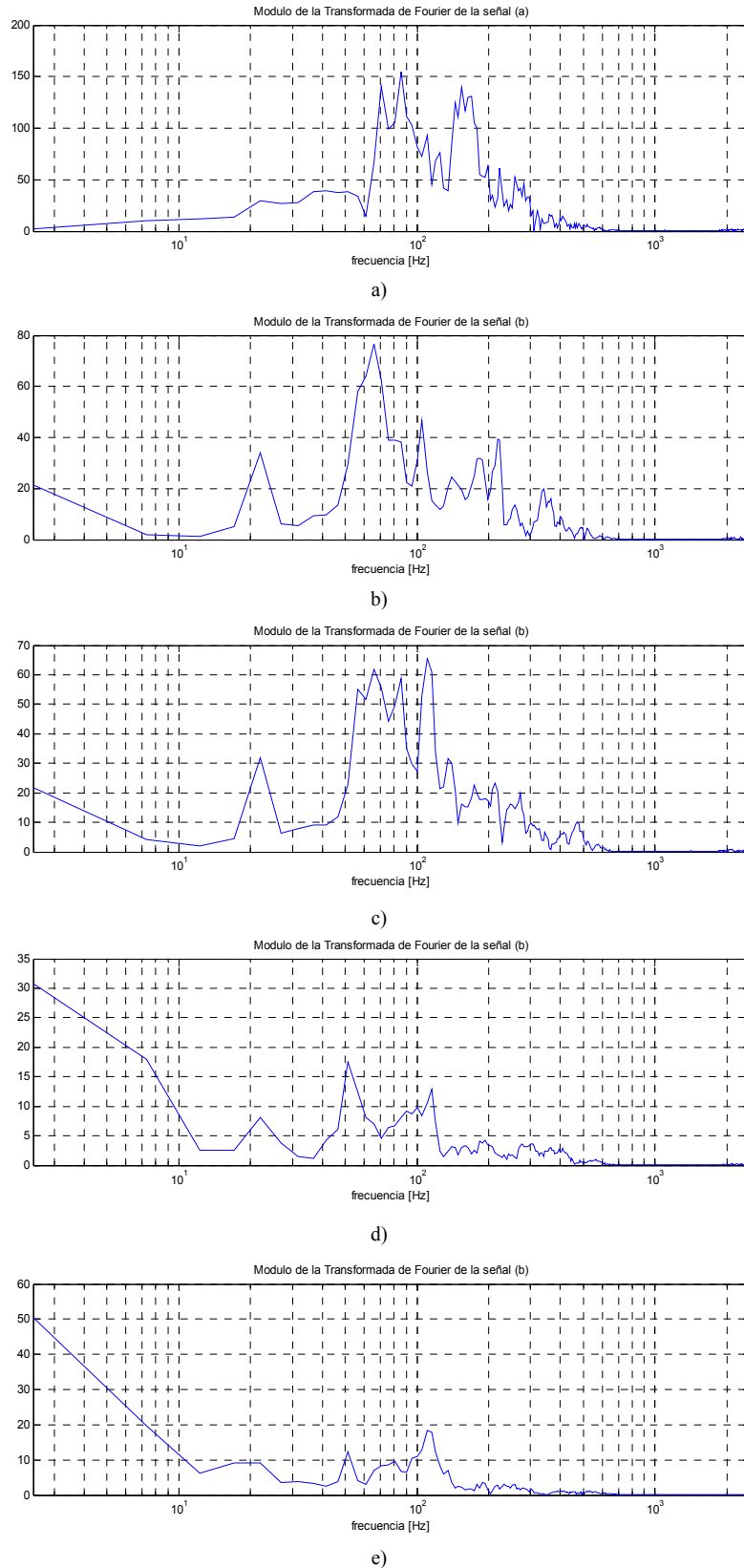


Figura IV.13: Contenido de frecuencia de los acelerogramas obtenidos de la excitación con el pisón acoplado a la superficie con la lamina de goma: a) Acelerograma de la superficie, b) Acelerograma a una profundidad de 17 *cm*, c) Acelerograma a una profundidad de 32 *cm*, d) Acelerograma a una profundidad de 47 *cm*, e) Acelerograma a una profundidad de 58 *cm*.

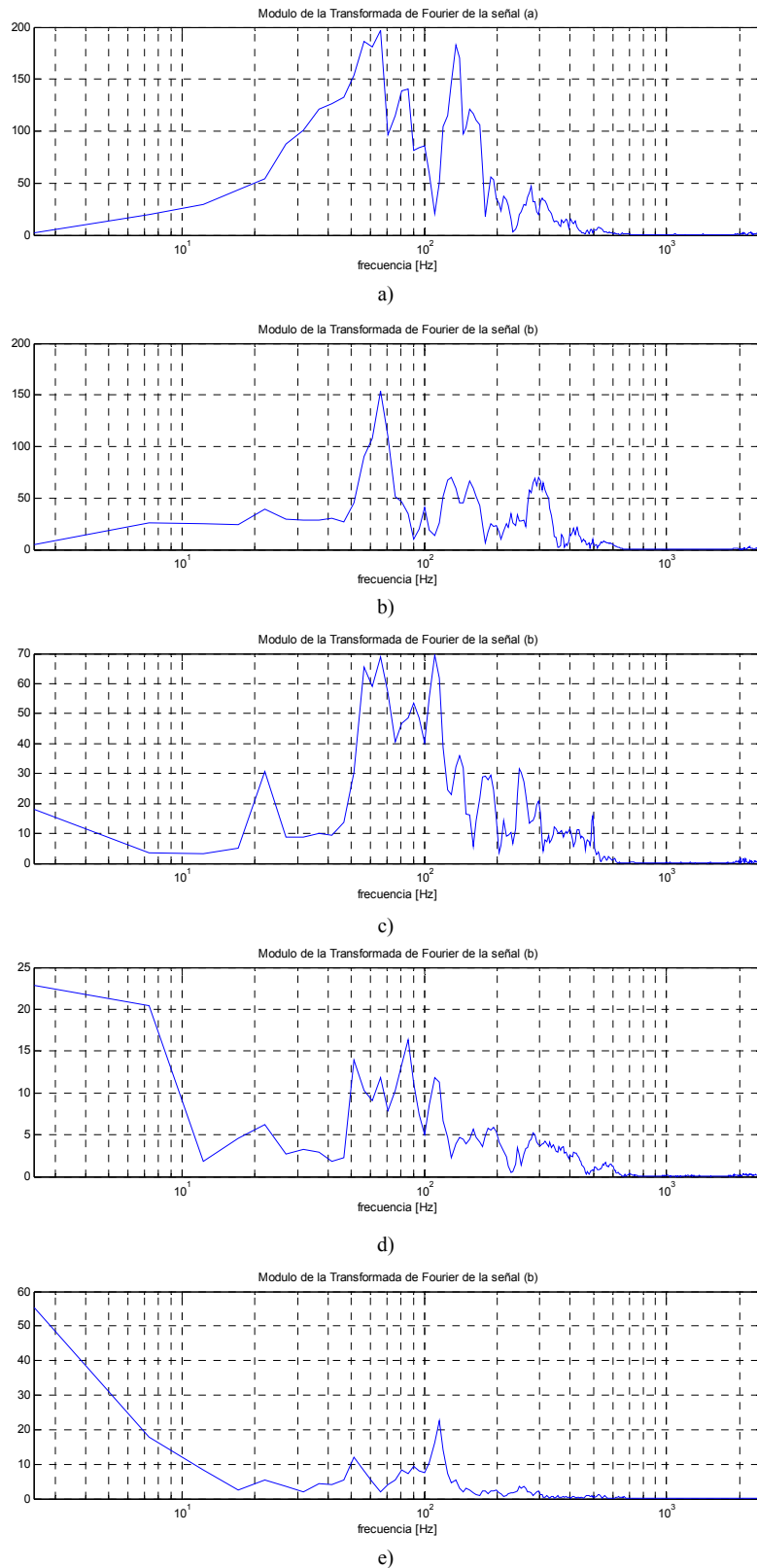


Figura IV.14: Contenido de frecuencia de los acelerogramas obtenidos de la excitación con el pisón acoplado a la superficie con la lamina de madera: a) Acelerograma de la superficie, b) Acelerograma a una profundidad de 17 *cm*, c) Acelerograma a una profundidad de 32 *cm*, d) Acelerograma a una profundidad de 47 *cm*, e) Acelerograma a una profundidad de 58 *cm*.

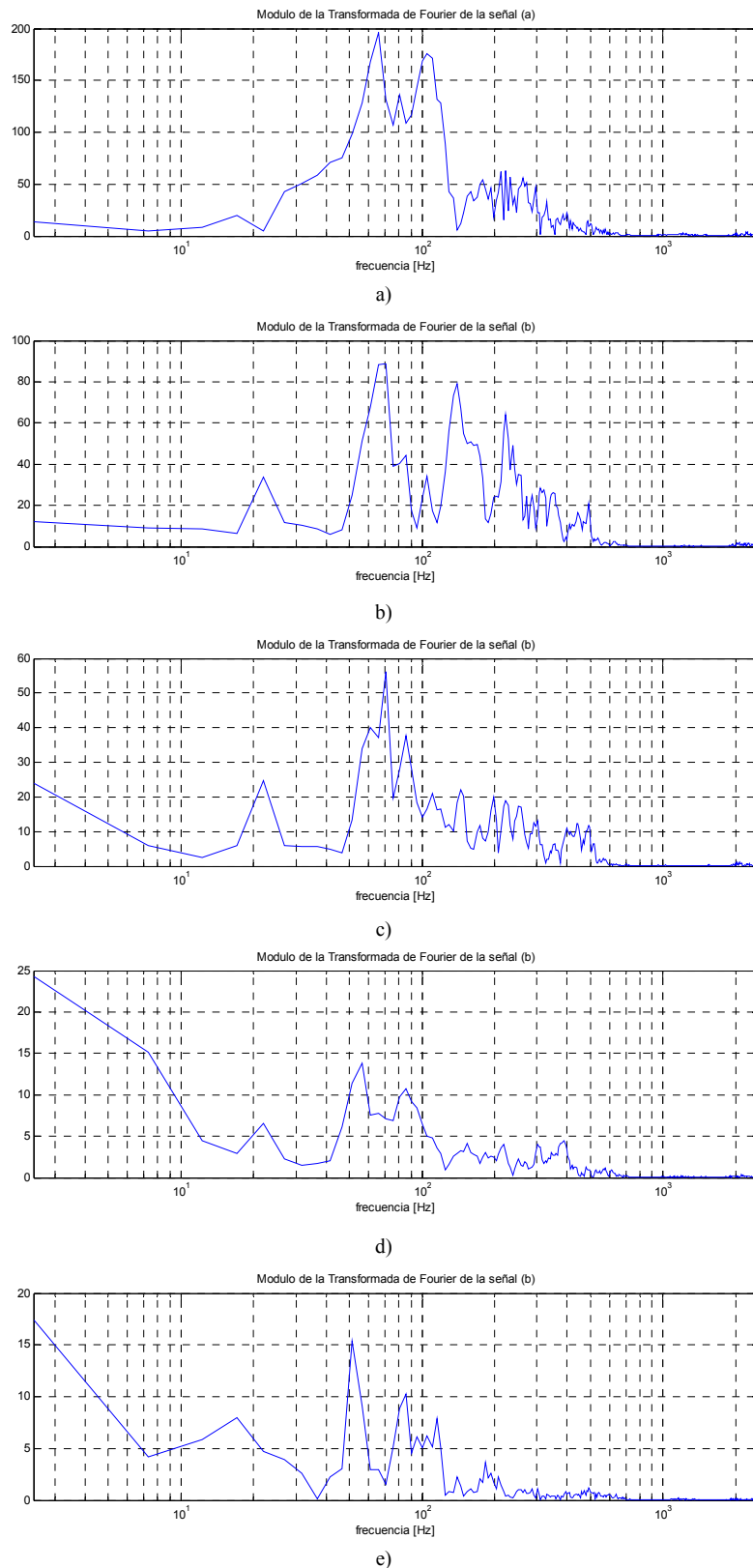


Figura IV.15: Contenido de frecuencia de los acelerogramas obtenidos de la excitación con el pisón acoplado a la superficie con la lamina de metal: a) Acelerograma de la superficie, b) Acelerograma a una profundidad de 17 *cm*, c) Acelerograma a una profundidad de 32 *cm*, d) Acelerograma a una profundidad de 47 *cm*, e) Acelerograma a una profundidad de 58 *cm*.

IV.5. MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS DE ONDA ACÚSTICA - ELÁSTICA DEL MEDIO ARENA

A continuación se describen los ensayos correspondientes a la determinación de los parámetros de onda acústica – elástica, utilizando fuentes acústicas sonoras de perturbación de los medios propagantes (aire y arena). Como fuentes sonoras se utilizaron dos parlantes con características de directividad supercardioide y de diferente respuesta en frecuencia, de aquí en más denominados como parlante A y parlante B. Las especificaciones técnicas de dichos parlantes se resumen en la Tabla IV.2.

Tabla IV.2: Especificaciones técnicas del parlante A y parlante B utilizado.

Especificaciones	Valores Parlante A	Valores Parlante B
Diámetro del parlante	13.2 cm	16 cm
Potencia media máxima	200 W	200 W
Respuesta en frecuencia	500 Hz a 6 kHz	35 Hz a 20 kHz
Impedancia máxima de salida	4 Ω	4 Ω
Sensibilidad	91 dB	92 dB

Parlante A Pyramid Modelo M57–200W, parlante B Kenwood KFC -1661s

En la primera experiencia se utilizó el parlante A suspendido a distintas alturas desde la superficie de arena y que se resumen en la Tabla IV.3. Se utilizó como señal eléctrica de excitación un pulso sinusoidal de frecuencia $F_p = 460 \text{ Hz}$ y con frecuencia de repetición $1/T = 10 \text{ Hz}$ (ver Figura IV.16). En la Figura IV.17, se muestra la configuración y conexionado de instrumentos electrónicos utilizados en esta experiencia. Los acelerómetros utilizados fueron Brüel & Kjær modelo 4378, los cuales se conectaron a un conmutador o switch y un amplificador de carga Brüel y Kjaer 2635. Las profundidades a las cuales se encontraban los acelerómetros fueron las mismas que las utilizadas en la experiencia de la sección IV.4. Para generar el pulso sinusoidal de excitación del parlante A, se utilizaron los generadores de señal: Stanford Research modelo DS345 30 MHz y Good Will Instruments modelo GFG-8015. Con el segundo de estos generadores de señal, se ajustaba el tiempo de repetición del pulso sinusoidal. Esta señal eléctrica fue acondicionada y amplificada por medio de un amplificador de audio Ken Brown modelo AKB-4CH 200W, con el cual se suministró 200 W de potencia al parlante. Finalmente la señal eléctrica correspondiente al pulso sinusoidal y

la señal eléctrica obtenida a la salida del amplificador de carga, se visualizaron y digitalizaron por medio de un osciloscopio Hewlett Packard modelo 5461B 500 MHz, para finalmente ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal PC.

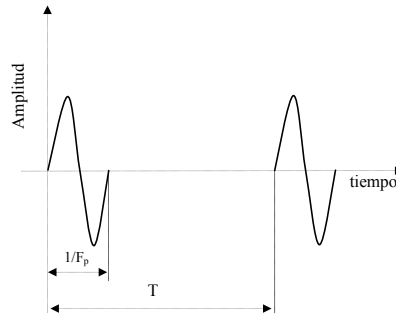


Figura IV.16: Forma de onda de la señal eléctrica utilizada como excitación en los parlantes A y B.

Tabla IV.3: Alturas, desde la superficie del medio arena, a las cuales estaba suspendidos los parlantes A y B, utilizados como fuentes sonoras de perturbación.

Designación	Altura [mm]
P1	0
P2	15
P3	30
P4	60
P5	100
P6	200

En la segunda experiencia se utilizó el parlante B suspendido a las mismas alturas que del parlante A (ver Tabla IV.3), utilizando también como señal eléctrica de excitación un pulso sinusoidal con frecuencia de repetición $1/T = 10 \text{ Hz}$. La configuración y conexión de instrumentos electrónicos utilizados en este experimento es el mismo que el mostrado en la Figura IV.17. La diferencia con la experiencia anterior no radica tan solo en la utilización de otro parlante, lo cual con lleva a una diferente respuesta en frecuencia respecto del primero, si no que además se utilizaron frecuencias de pulso sinusoidal $F_p = 50 \text{ Hz}$, 100 Hz , 160 Hz , 300 Hz y 500 Hz .

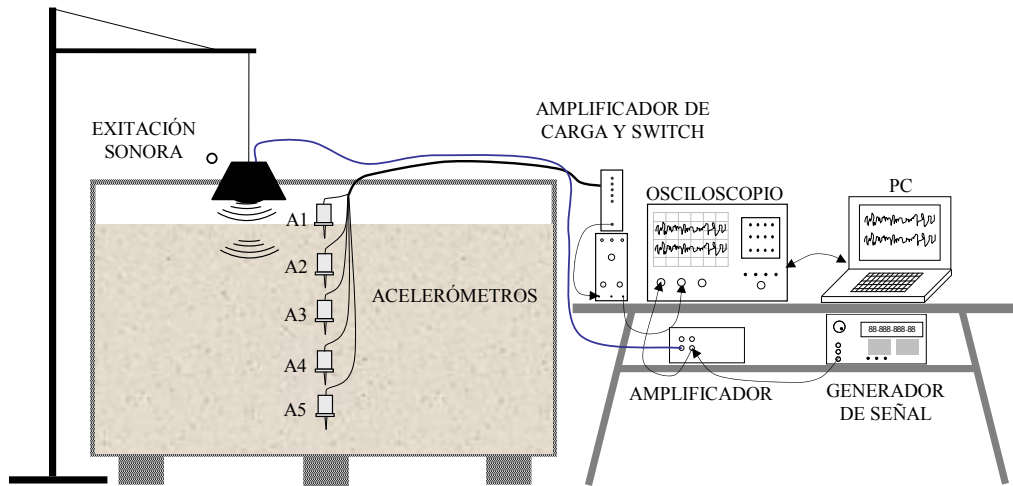


Figura IV.17: Diagrama esquemático del conexionado y disposición, de instrumentos electrónicos y transductores, utilizando un parlante como elemento de perturbación de los medios, aire – arena.

Con el objeto de evidenciar la transferencia elástico – acústica desde el medio arena hacia el aire, se realizó una tercera experiencia en la cual se utilizó un micrófono suspendido a las alturas que se resumen en la Tabla IV.4, con el cual se obtuvieron los arribos de onda del medio aire a partir de las perturbaciones impuestas desde el interior del medio arena por medio del parlante A, tal como se muestra en la Figura IV.18. Al igual que en las experiencias anteriores, la señal eléctrica de excitación fue un pulso sinusoidal, en este caso de frecuencias $F_p = 50 \text{ Hz}$, 100 Hz , 150 Hz , 300 Hz , 500 Hz y 1000 Hz , con frecuencia de repetición $1/T = 10 \text{ Hz}$. Los dos acelerómetros utilizados fueron Brüel & Kjaer modelo 4378, los cuales se conectaron a un conmutador o switch y un amplificador de carga Brüel & Kjaer 2635. El primer acelerómetro se ubicó en la superficie mientras que el segundo se ubicó a una profundidad de 52 cm . Para generar el pulso sinusoidal de excitación del parlante A, se utilizó el mismo grupo de dispositivos electrónicos utilizados en las experiencias anteriores. El micrófono utilizado es del tipo dinámico unidireccional, con respuesta en frecuencia de 42 Hz a 16.8 kHz y con una sensibilidad de $-55 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$. Como sistema de acondicionamiento de señal para el micrófono, se utilizó un preamplificador y filtro analógico Stanford Research modelo SR650. Por último, la señal eléctrica obtenida a la salida del amplificador de carga y la señal eléctrica correspondiente al micrófono, se visualizaron y digitalizaron por medio de un osciloscopio Hewlett Packard modelo 5461B 500 MHz , para finalmente ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal PC.

Tabla IV.4: Alturas desde la superficie del medio arena, a la cual se suspendió el micrófono utilizado como sensor de onda acústica.

Designación	Altura [mm]
M1	10
M2	40
M3	100
M4	200

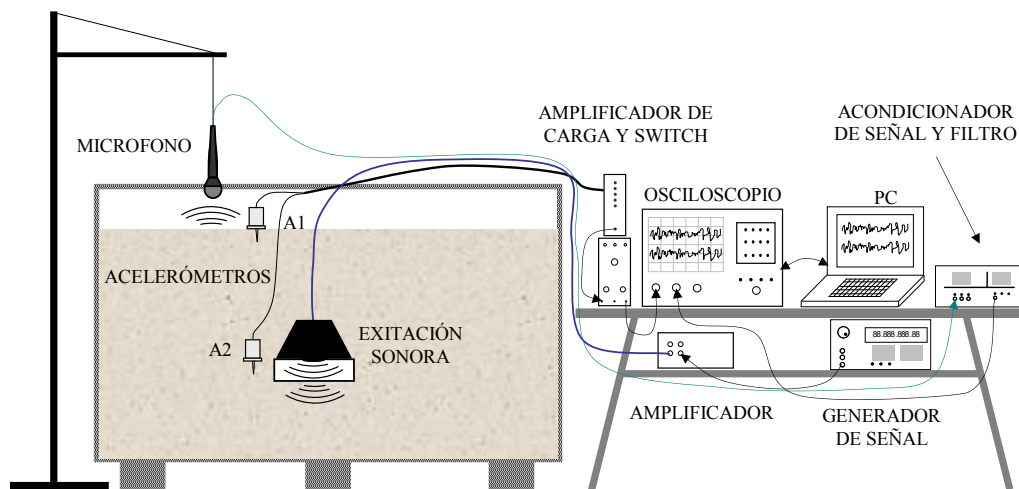


Figura IV.18: Diagrama esquemático del conexionado y disposición, de instrumentos electrónicos y transductores, utilizando un parlante enterrado como elemento de perturbación sonora en el medio arena y un micrófono como transductor de onda en el medio aire. El acelerómetro A1 se encuentra en la superficie y el acelerómetro A2 se encuentra a 52 cm de profundidad.

Por medio de estas tres experiencias se obtuvieron una serie de acelerogramas del medio arena a distintas profundidades, con los cuales pudo obtenerse parámetros de onda similares a los obtenidos en la sección IV.4. La diferencia esencial en este caso radica en que estos parámetros se obtuvieron a partir de las perturbaciones generadas en el medio aire o desde el interior del medio arena, a través de las fuentes acústicas sonoras. Asimismo, se obtuvieron los registros de la evolución temporal de la presión acústica impartida desde el medio arena, a través del micrófono unidireccional.

A través de la técnica de identificar los primeros arribos entre los acelerogramas y conociendo las distancias entre ellos se obtuvo en la primera experiencia, valores de velocidad de propagación de onda de compresión a diferentes profundidades. Por otro

lado, de los valores máximos de aceleración de los acelerogramas, pudo obtenerse la ley de atenuación y el coeficiente de atenuación del material de la onda en el medio arena, para distintas alturas de la fuente de excitación acústica. En la Figura IV.19 se observa los resultados obtenidos de la primera experiencia, utilizando el parlante A como fuente de excitación acústica, suspendido desde la superficie a las alturas que se resumen en la Tabla IV.3. Obsérvese que el comportamiento de los parámetros de onda obtenidos de esta manera, se asemejan a los obtenidos en la sección IV.4, a través de utilizar el pisón como fuente de perturbación. Es de suponer que a medida que aumenta la altura del parlante A, la onda sonora se atenúa y la transferencia de energía al medio arena es menor. Sin embargo como puede observarse en los resultados de la Figura IV.19.b, esto no se cumple desde el comienzo, ya que la atenuación sufrida en el primer caso $P1 = 0$ es mayor que en el caso $P2 = 15\text{ mm}$. Este comportamiento se atribuye a que en el primer caso el mecanismo de perturbación no es puramente acústico. Por otro lado, en la Figura IV.19.d se aprecia el incremento del coeficiente de atenuación del material α con la altura del parlante A. Este comportamiento está en relación con las características de directividad que presenta el parlante A, a la frecuencia del pulso sinusoidal utilizado. La directividad del parlante está íntimamente relacionada al área y energía que comprende el frente de onda acústica que se irradia en la superficie del medio arena a partir de su campo lejano (*far field*) (Beranek, 1993; Kinsler et al., 2000). En la Figura IV.20, se muestra el patrón de directividad del parlante A, para la frecuencia de impulso sinusoidal de 460 Hz.

Seguidamente en las Figuras IV.21 a IV.26 se observan los resultados de los parámetros de onda obtenidos de la segunda experiencia utilizando el parlante B como fuente de excitación acústica. En este caso los parámetros de variación fueron la altura del parlante B (ver Tabla IV.3) y la frecuencia del pulso sinusoidal de excitación del parlante. Los resultados obtenidos muestran similares comportamientos que los ya encontrados, solo que aquí se observan dos efectos que anteriormente no se hacían evidentes. En primer lugar se observa con mayor claridad la influencia de la directividad de la fuente de excitación acústica (en este caso el parlante B), en la manera de cómo transfiere la energía acústica a la superficie del medio arena y por ende en el grado de atenuación que se manifiesta en la onda que se propaga por el medio arena. En segundo lugar puede observarse las características de dispersión del medio arena, ya que se ve una dependencia de los parámetros de onda con la frecuencia. En particular los

coeficientes de atenuación del material, para el medio arena, presentan una dependencia cuadrática con la frecuencia. Se corrobora además la dependencia de los coeficientes de atenuación del material con la altura del parlante, ya que la forma cuadrática que se manifiesta entre los coeficientes de atenuación del material respecto de la frecuencia, varía en la media que aumenta la altura del parlante B. En la Figura IV.27 se muestran los resultados de la variación conjunta, del coeficiente de atenuación del medio arena, en función de la frecuencia del pulso sinusoidal y de la altura del parlante B desde la superficie del medio arena; a partir de los resultados mostrados en las Figuras IV.21.d a IV.26.d. Luego en la Figura IV.28 se muestra como varía el lóbulo de radiación o directividad del parlante B en función de la frecuencia del pulso sinusoidal.

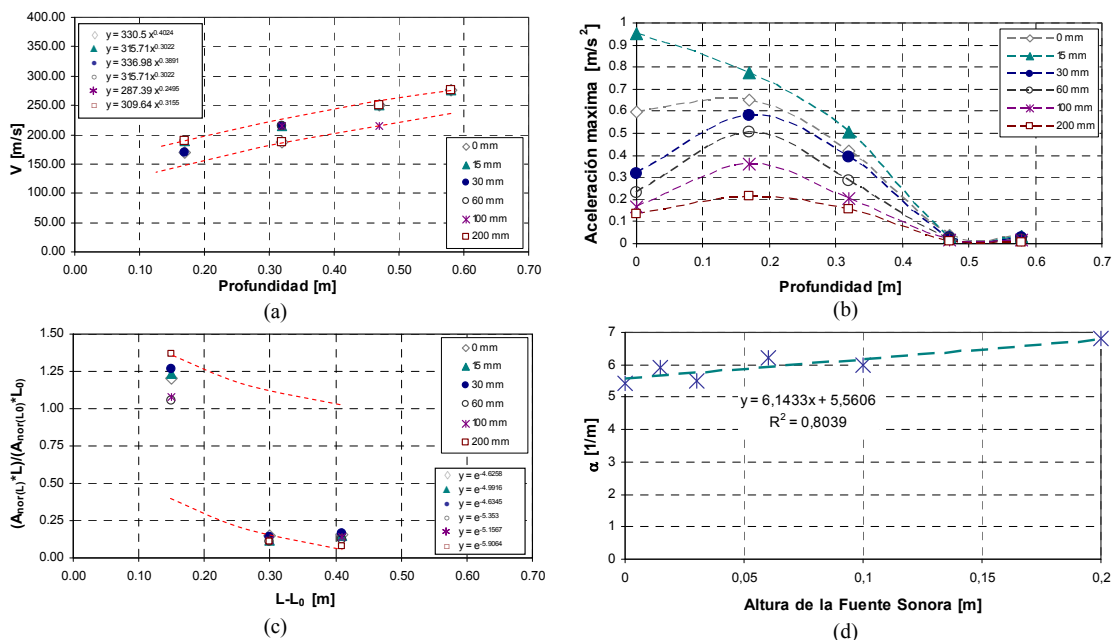


Figura IV.19: Resultados de los ensayos realizados con el parlante A como fuente de excitación acústica a diferentes alturas y con frecuencia de excitación de 460 Hz. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad, b) Variación de la amplitud máximas de aceleraciones registradas en función de la profundidad, c) Ley de atenuación de la onda de compresión en el suelo, d) Variación del coeficiente de atenuación del material con la altura de la fuente sonora.

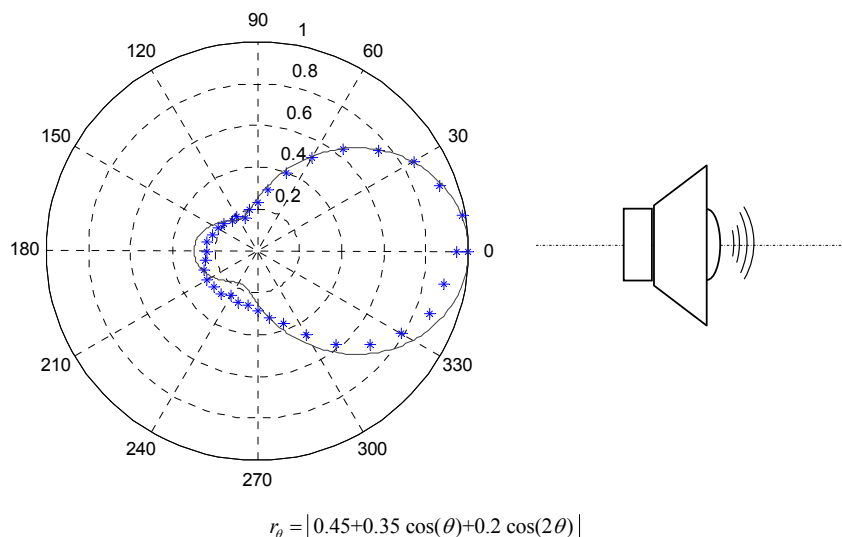


Figura IV.20: Patrón de directividad correspondiente al parlante A, a la frecuencia de impulso sinusoidal de 460 Hz. Las amplitudes están normalizadas, respecto de la máxima amplitud sensada a 0° grados respecto del eje conformado entre la fuente sonora y el micrófono unidireccional utilizado.

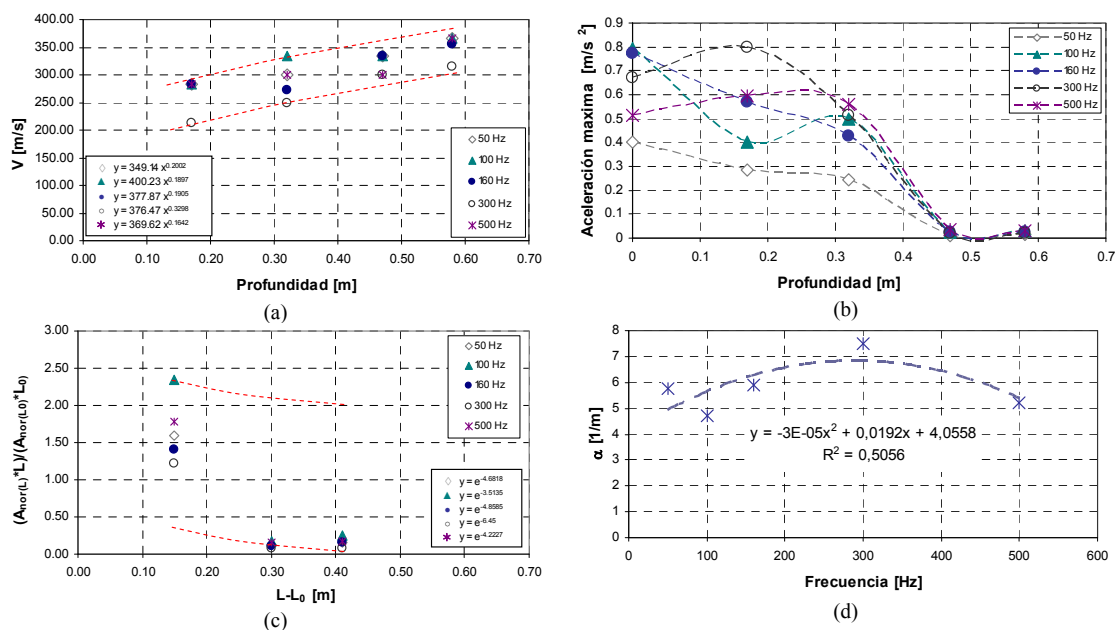


Figura IV.21: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P1 = 0\text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.

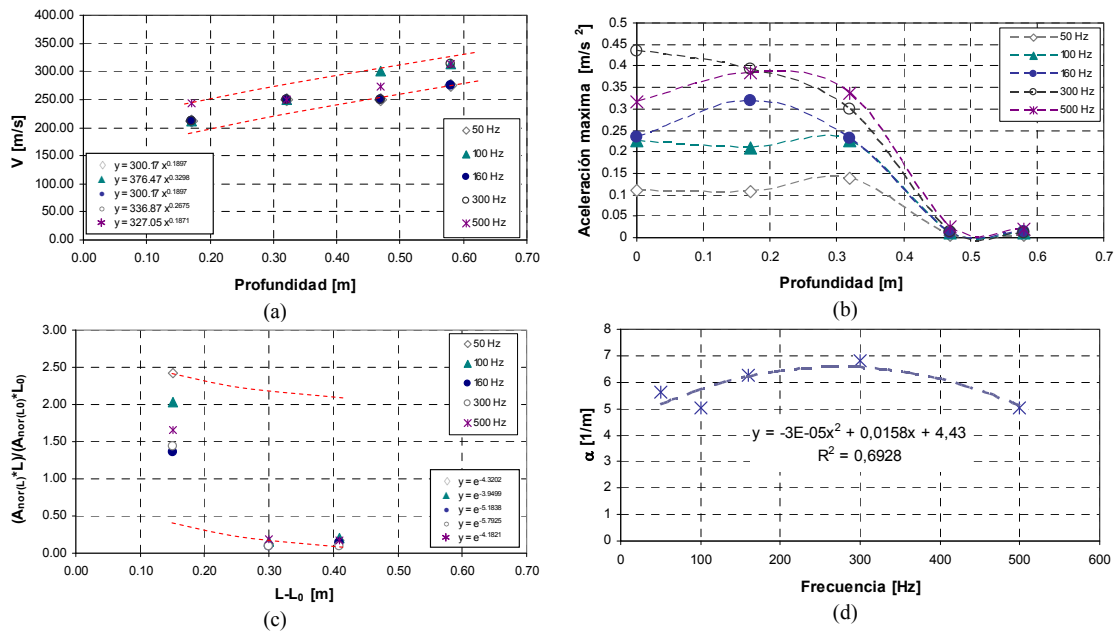


Figura IV.22: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P2 = 15\text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.

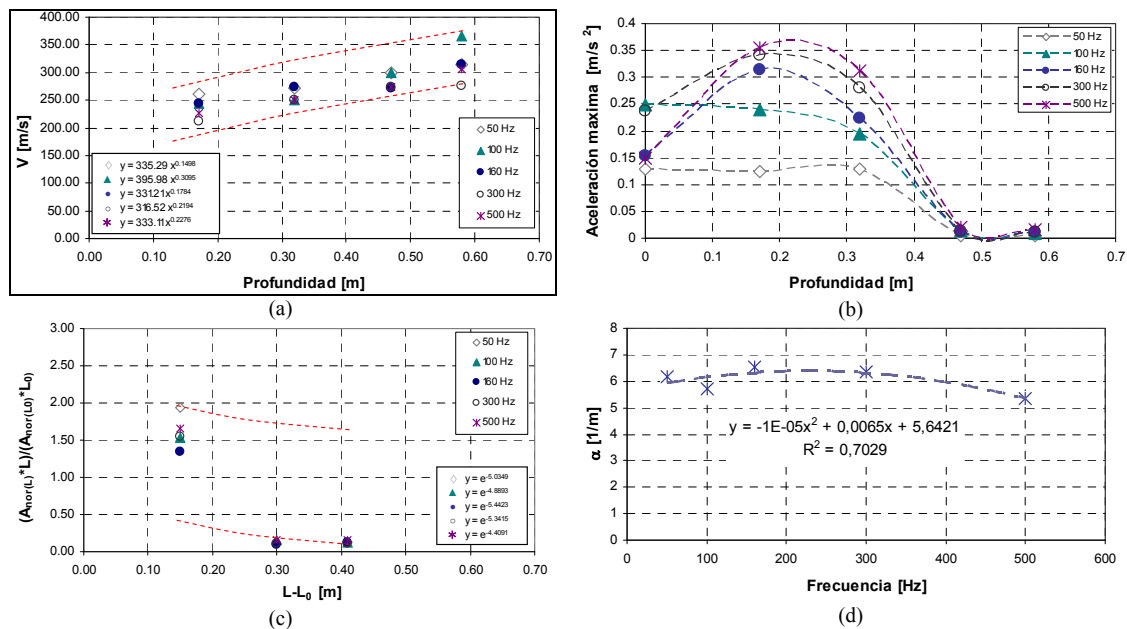


Figura IV.23: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P3 = 30\text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.

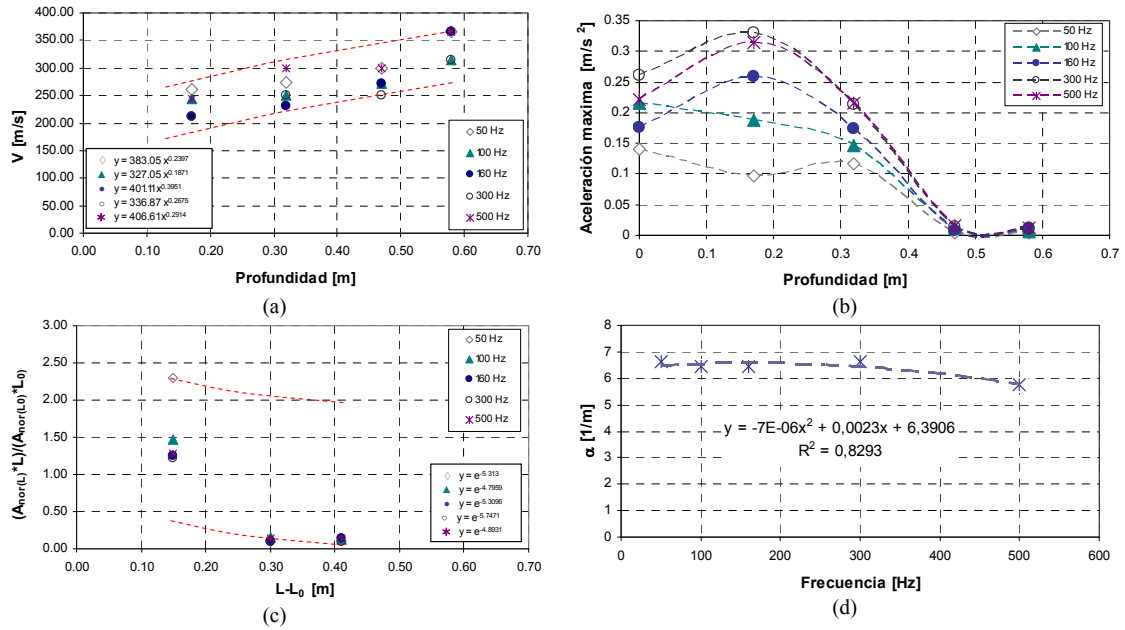


Figura IV.24: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P4 = 60\text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.

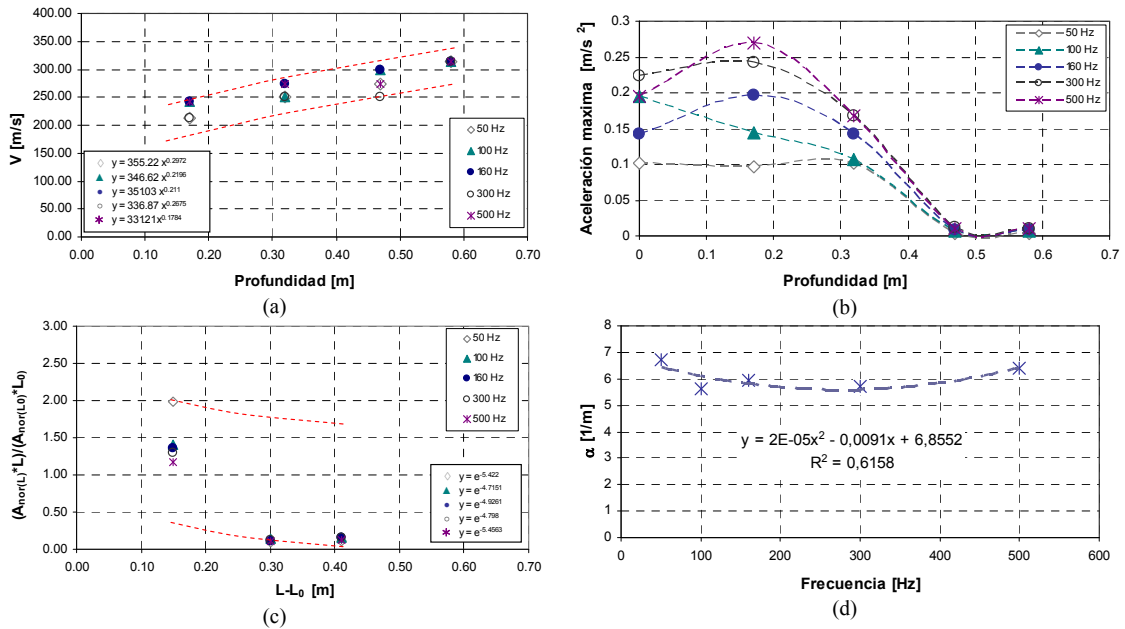


Figura IV.25: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P5 = 100\text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.

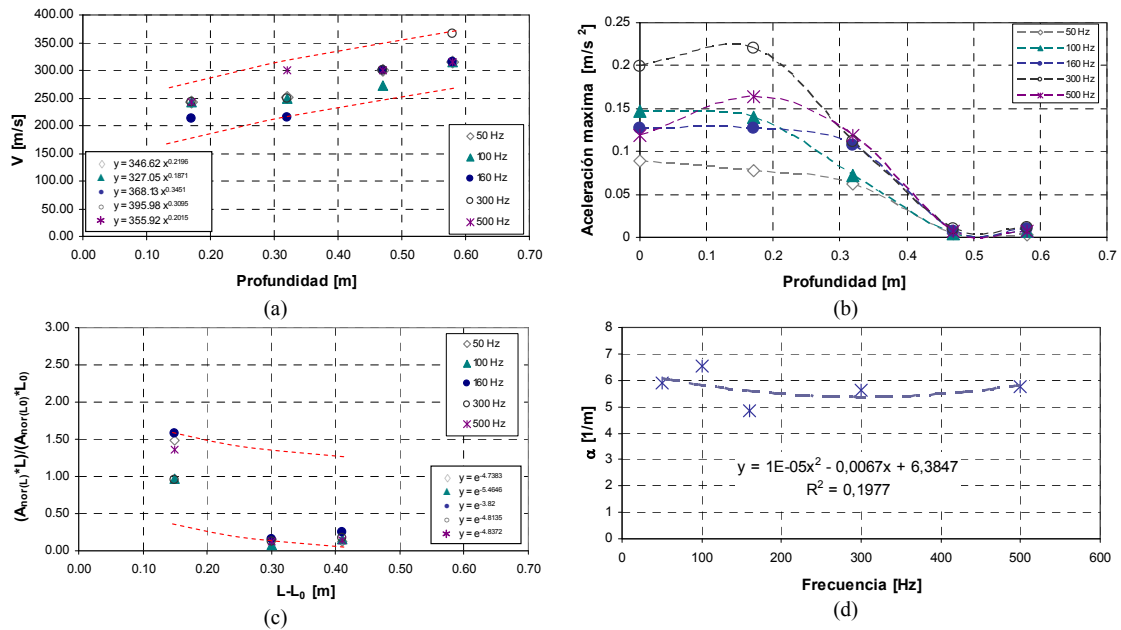


Figura IV.26: Resultados de los ensayos realizados con el parlante B como fuente de excitación acústica a diferentes frecuencias y altura $P_6 = 200\text{ mm}$. a) Variación de la velocidad de propagación promedio de las ondas de compresión del suelo en función de la profundidad. b) Variación de la amplitud máxima de aceleraciones registradas en función de la profundidad. c) Ley de atenuación de atenuación de la onda de compresión en el suelo. d) Variación del coeficiente de atenuación del material con frecuencia.

Cuando el pulso acústico incide en la superficie de la arena, el aire presente en los poros de la arena oscila dentro y fuera de los mismos. La oscilación resultante dependen tanto de la frecuencia y la amplitud de la perturbación acústica, como de las propiedades de la arena. La penetración de las ondas acústica es grande si la permeabilidad al paso del aire es elevada. Por el contrario, si la permeabilidad al aire es baja el acoplamiento es débil y por ende, se tiene poca penetración. En ambos casos, la transmisión de ondas acústicas es atenuada debido a la fricción viscosa presentes en la pared de los poros (Sabatier et al.; 1986 a, b). Este fenómeno de interacción, tal como se comentó en el Capítulo II, se conoce como acoplamiento acústico – sísmico o por su terminología en el idioma ingles “acoustic – seismic coupling”.

La transferencia de energía y acoplamiento de onda en un medio poroso, como es el caso del medio arena, se pueden explicar a través de la teoría de Biot (1956 I, 1956 II) y Stoll (1980), en donde se sostiene la presencia de tres tipos de ondas o modos de propagación: dos modos longitudinales de propagación u ondas de compresión y un modo transversal de propagación u onda de corte (ver Capítulo II). En el caso del modo

MLR de propagación u onda primaria P, este es análogo a la onda de compresión sísmica u onda P. Esta onda es relativamente no dispersiva, presenta una mayor velocidad de propagación y es de menor grado de atenuación en relación con el modo MLL de propagación u onda secundaria P, la cual es muy dispersiva. No obstante esta onda secundaria es la que transporta la mayor cantidad de energía (Sabatier y Xiang, 2001). La onda secundaria P al encontrar un reflector regresa hacia la superficie y debido a que presenta menor velocidad de propagación que la velocidad del sonido en el aire, la onda secundaria se refracta en la interfase afectando el modo de vibración de la superficie (ver Capítulo II).

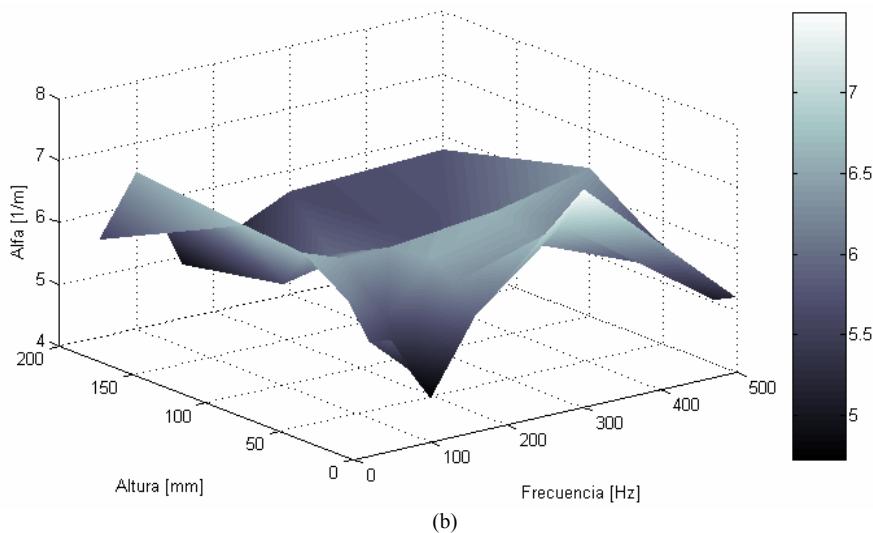
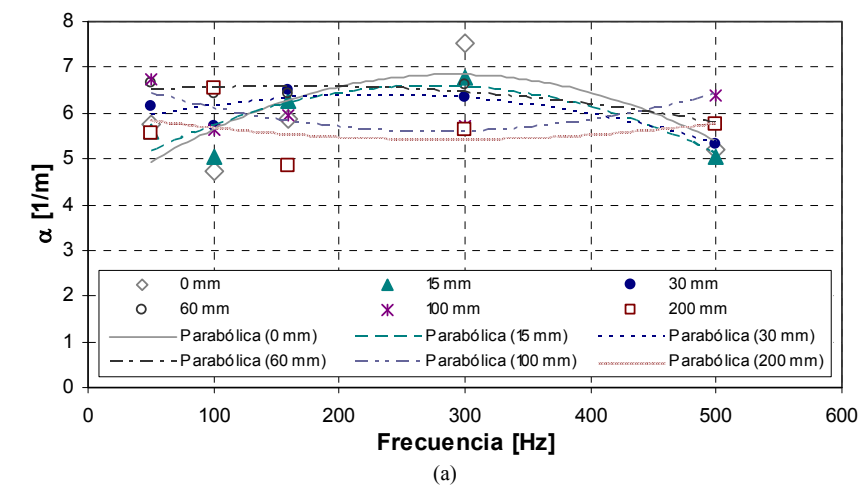


Figura IV.27: a) Variación conjunta del coeficiente de atenuación del material con la frecuencia, para cada una de las alturas del parlante como fuente acústica de perturbación. b) Superficie de variación del coeficiente de atenuación en función de la frecuencia y altura de la fuente acústica de perturbación. Derivado de los resultados de las Figuras IV.21.d a IV.26.d.

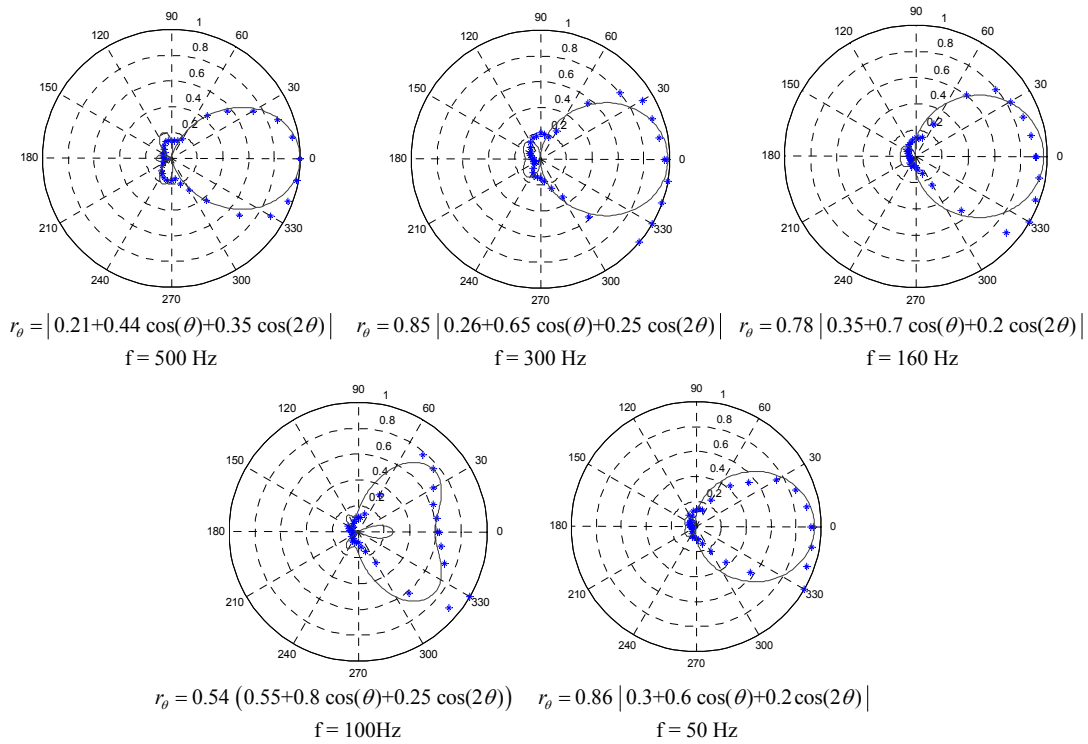


Figura IV.28: Patrón de directividad correspondiente al parlante B, para distintas frecuencias del impulso sinusoidal. Las amplitudes están normalizadas, respecto de la máxima amplitud sensada a 0° grados respecto del eje conformado entre la fuente sonora y el micrófono unidireccional utilizado.

Finalmente en la Figura IV.29 y Figura IV.30, se muestran los resultados obtenidos de la tercera experiencia. En la Figura IV.29 se observa claramente el comportamiento dispersivo del medio arena, a través de la variación de las pendientes de las rectas con la frecuencia. Estas pendientes representan un valor de velocidad media de las ondas de compresión. Explícitamente, la Figura IV.30 muestra una relación lineal entre esta velocidad media de propagación de las ondas de compresión, con la frecuencia. Los acelerómetros ubicados tal como se muestra en la Figura IV.18, permitieron registrar el fenómeno de onda elástico – acústico, mientras que el micrófono permitió sensar la onda acústica resultante del aire expulsado en la superficie de los poros y la vibración superficial producto de la onda de compresión secundaria refractada. Si bien a través de las Figuras IV.29 y IV.30, se manifiesta el comportamiento dispersivo del medio arena, no se distingue si estas pendientes corresponden en particular con alguno de los modos longitudinales de propagación. La razón de estos resultados se debe a que en la experiencia desarrollada solo se utilizaron dos acelerómetros, uno ubicado en la superficie de la arena y otro a 52 cm de profundidad (ver Figura IV.18).

Cabe señalar, que los resultados mostrados hasta el momento, ya sea los vistos en la sección IV.4 como en la presente sección, no advierten la presencia de los dos modos longitudinales de propagación o ante que tipo de perturbación es propensa la excitación de dichos modos de propagación (MLL y MLR).

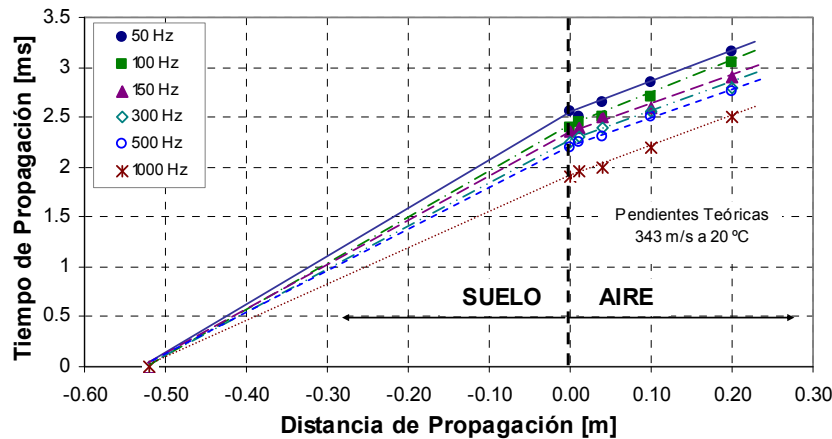


Figura IV.29: Variación con la frecuencia de las pendientes de las rectas, correspondientes a la velocidad media de propagación de las ondas de compresión en el medio arena y a la velocidad del sonido por el aire.

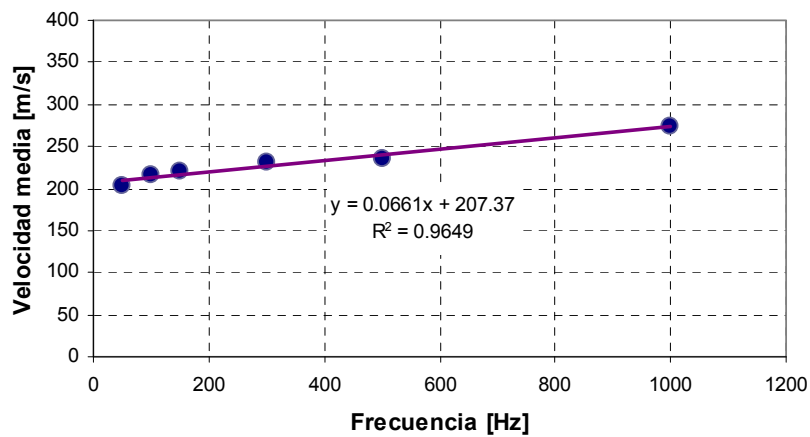


Figura IV.30: Variación de la velocidad media de propagación de las ondas de compresión en el medio arena, en función de la frecuencia.

En el caso de la experiencia mostrada en la sección IV.4, si se representa el tiempo de propagación de la onda por el medio en función profundidad, a partir de los acelerogramas obtenidos mediante la perturbación directa de la superficie de arena con el pisón excitación, se obtiene la grafica de la Figura IV.31. De la misma manera, si se representa el tiempo de propagación de la onda por el medio en función profundidad, para el caso de la primera experiencia desarrollada en esta sección, se obtiene la grafica

de la Figura IV.32. Como pueden observarse en las figuras, las pendientes de las rectas representan a las velocidades de propagación de las ondas de compresión en el medio arena. En particular en la Figura IV.31, se observa una sola recta y por ende una sola velocidad de propagación $v_p \cong 266 \text{ m/s}$. Por otro lado en la Figura IV.32, se observan cambios de pendiente entre las rectas, a una profundidad aproximada de 0.26 m . Este ultimo resultado manifiesta la presencia de dos velocidades de propagación en correspondencia con los modos longitudinales de propagación en el medio arena. Para el caso de la onda primaria P esta posee una velocidad de propagación $v_{pI} \cong 250 \text{ m/s}$, mientras que para el caso de la onda secundaria P esta se encuentra en un rango de velocidades aproximado de 166 m/s a 181 m/s . Este rango de velocidades está en relación con las características mencionadas sobre la directividad del parlante A. Otra característica que se observa es que ambos modos de propagación (onda primaria P y onda secundaria P) se manifiestan sólo ante la perturbación acústica del medio arena, tal como se comentó en el Capítulo II. En primera instancia se observa el modo MLL de propagación, de mayor energía y menor velocidad, el cual se atenúa con la profundidad hasta el punto en donde se hace visible el modo MLR de propagación; a pesar de que ambos modos de propagación son simultáneos. Los resultados conseguidos a partir de este tipo de representación, son similares a los que obtuvieron Hickey y Sabatier (1997).

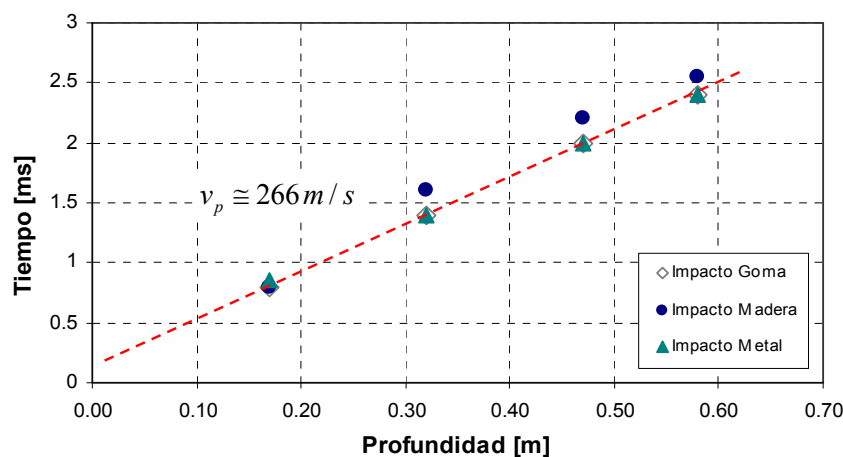


Figura IV.31: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad y del tipo de impacto aplicado.

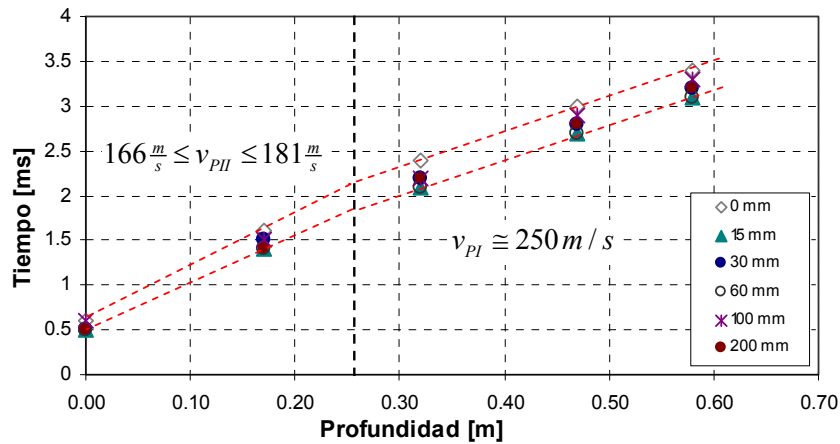


Figura IV.32: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad y de la altura del parlante A como fuente de perturbación acústica, con frecuencia de excitación de 460 Hz .

Aplicando este mismo tipo de representación en los tiempos de arribo de los acelerogramas obtenidos en la segunda experiencia, en la cual se utilizó el parlante B como fuente de perturbación acústica, se obtuvieron las graficas de la Figura IV.33. Como puede observarse en la figura, existen cambios de pendiente en cada una de las rectas de las graficas, manifestando así la presencia de ambos modos de propagación (onda primaria P y onda secundaria P). Se observa una región delimitada por dos líneas de trazo verticales de color negro, las cuales identifican a la mínima y máxima profundidad en las cuales existe un cambio de pendiente de las rectas. En dicha región puede observarse, que cuanto más grande es la frecuencia de excitación acústica, menor es la profundidad a la que se observa la onda secundaria P. En todos los casos, las pendientes de las rectas en dicha región no son iguales, y esto se debe a las ya mencionadas características de directividad del parlante. Fuera de la región en donde se observa la onda secundaria P, las rectas se tornan aproximadamente paralelas, lo cual indica que la velocidad de propagación de la onda primaria P no varía sustancialmente con la frecuencia, mostrando así que esta onda es relativamente no dispersiva. Al variar la altura del parlante B, la región delimitada por las líneas de trazo verticales de color negro, presentan una variación de su ancho y posición, a la vez que las rectas de las graficas manifiestan cierto acercamiento o alejamiento entre si. Particularmente en las Figuras IV.33.c a IV.33.e, se observa un cambio brusco en la variación del ancho de esta región y un posterior alejamiento entre las rectas, luego del máximo acercamiento alcanzado en la Figura IV.33.c. Este comportamiento podría indicar la zona en donde se encuentra la altura óptima del parlante, para el cual las rectas parten de un mismo punto,

variando sus pendientes de manera uniforme con la frecuencia de excitación y obteniendo la máxima profundidad por parte de la onda secundaria P.

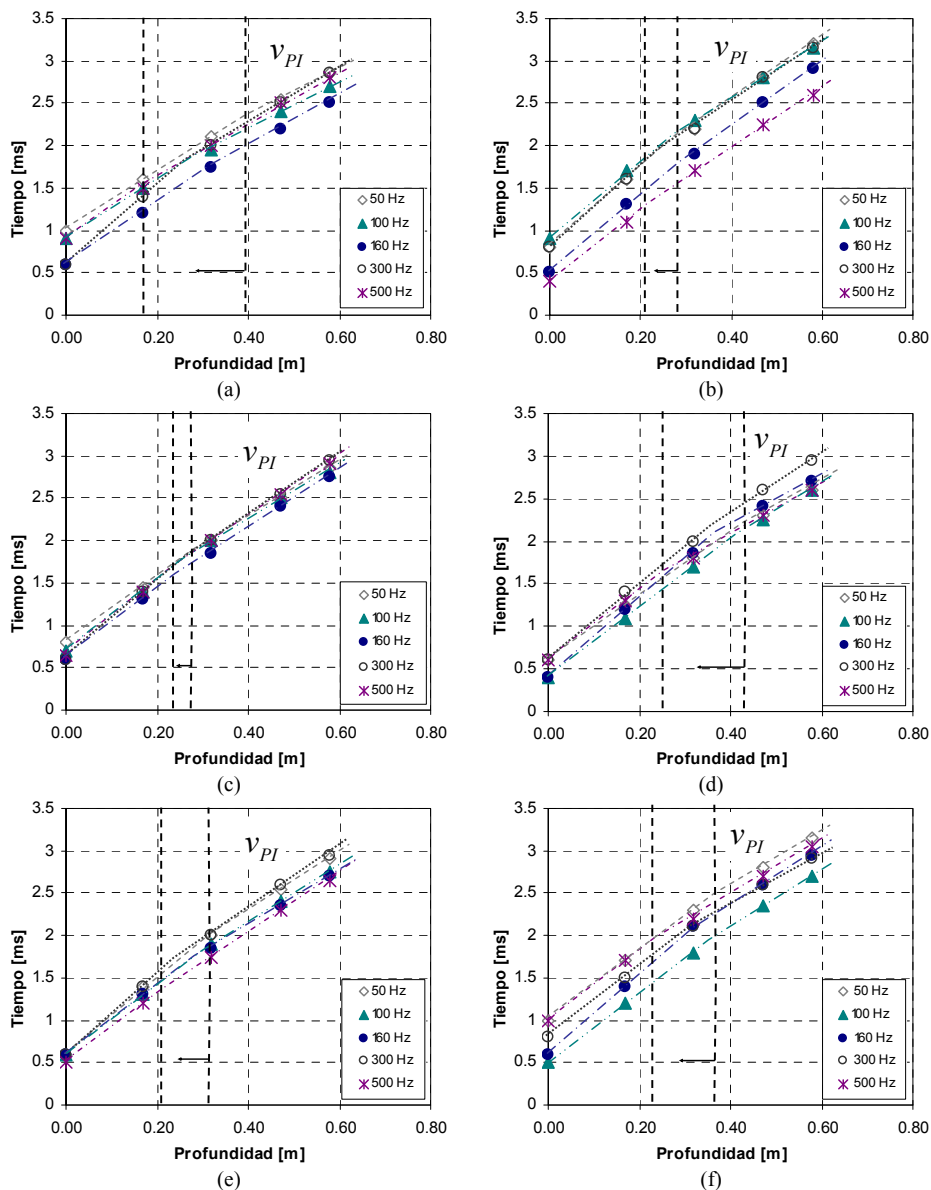


Figura IV.33: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad, a diferentes frecuencias de excitación del parlante B como fuente de excitación acústica y a diferentes alturas del parlante B desde la superficie del medio arena. a) Altura $P1 = 0\text{ mm}$, b) altura $P2 = 15\text{ mm}$, c) altura $P3 = 30\text{ mm}$, d) altura $P4 = 60\text{ mm}$, e) altura $P5 = 100\text{ mm}$, f) altura $P6 = 200\text{ mm}$.

Una característica a señalar de los resultados obtenidos en esta sección, es que no se evidencia si los comportamientos dispersivos de los parámetros de onda, son atribuibles completamente al modo MLL de propagación o en parte al posible efecto superficial de cierta componente de onda de Rayleigh. Si bien las perturbaciones acústicas realiza a

través de los parlantes A y B fueron en dirección normal a la superficie del medio arena, los parlantes no se encontraban exactamente sobre la línea de ubicación de los acelerómetros, dando lugar a una posible componente de onda de Rayleigh.

IV.6. SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFIA ACÚSTICA

Se desarrolló un sistema prototipo de laboratorio para la obtención de imágenes sísmicas acústicas o ecografías acústicas en la celda con arena, en el cual se destaca la utilización de un parlante como parte de la fuente de perturbación acústica, y de micrófonos como sensores no acoplados de los fenómenos de onda acústica. El principio utilizado en el sistema para la detección de cambios de impedancia mecánica en el medio arena (como por ejemplo un objeto enterrado), se basa en una adaptación del sistema propuesto por Rogers y Don (1996), el cual realiza la comparación entre dos señales captadas a través de dos micrófonos M1 y M2 (ver Figura IV.34). Como se sugiere en la figura, si se considerara un objeto enterrado en el suelo y que éste presente una impedancia mecánica diferente del medio circundante, al momento de incidir el pulso acústico, existirá un acoplamiento acústico sísmico característico con cierta resonancia característica (ver Capítulo II). En el sector en donde no se encuentra el objeto, las oscilaciones debido al acoplamiento acústico sísmico serán diferentes a la zona en donde se encuentra el objeto enterrado. En ese caso la señal correspondiente al micrófono M1 será diferente a la señal del micrófono M2, por lo que a través de la señal diferencia se podrá identificar un patrón de onda relacionado con la zona en donde se encuentra el objeto enterrado. Por otro lado, a través de la aplicación de técnicas de procesamiento de señal y conociendo la velocidad de propagación de la onda por el medio, es posible determinar la profundidad a la que se encuentra el objeto.

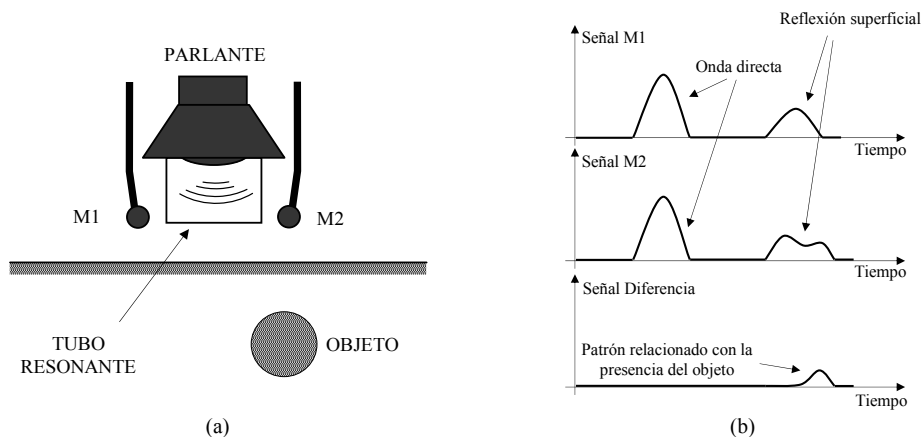


Figura IV.34: Esquema del principio utilizado por Rogers y Don (1996), para la detección de objetos enterrados, utilizando pulsos acústicos y dos micrófonos M1 y M2.

En la Figura IV.35 se muestra el diagrama en bloques del sistema prototipo desarrollado para la generación y obtención de ecografías acústicas. Como puede observarse en la figura el sistema prototipo consta de una etapa de amplificación lineal de potencia, que amplifica la señal de excitación proveniente del generador de señal hacia el parlante. El parlante utilizado como parte de la fuente de perturbación acústica es del tipo electrodinámico de rango de frecuencias de 500 *Hz* a 6 *kHz*. El mismo se encuentra acoplado a una caja acústica y en su extremo presenta un cilindro de acrílico de 11 *cm* de largo y 13.2 *cm* de diámetro. Aledaño al cilindro de acrílico se ubican los sensores acústicos, los cuales consisten en una combinación de 8 micrófonos capacitivos omnidireccionales con rango de frecuencia de 100 *Hz* a 10 *kHz*. Los micrófonos denominados como M1 y M2, participan en la detección a través de la comparación de señal, mientras que los seis micrófonos restantes se utilizan para registrar la onda acústica directa de la fuente de perturbación y la onda superficial bajo de la misma, sin ningún tipo de comparación en relación a los micrófonos M1 y M2. Los seis micrófonos se conectaron en paralelo y acoplaron alrededor del cilindro de acrílico, logrando el conjunto denominado M0. A través de la conexión en paralelo de estos micrófonos, se obtiene la suma de las señales de cada micrófono, una directividad del conjunto tipo cardioide, y el incremento de la relación señal ruido SNR en un factor de \sqrt{n} , siendo el n el número de micrófonos conectados en paralelo (Eargle, 2005). Los micrófonos utilizados tienen la característica de tener un gran ancho de banda y de responder a las variaciones de presión.

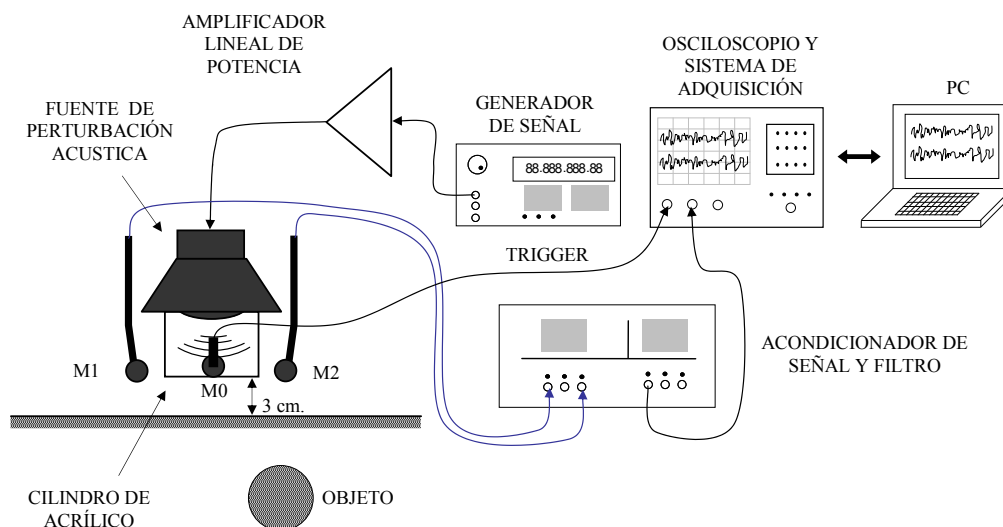


Figura IV.35: Diagrama esquemático del sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas.

Con respecto a la etapa de acondicionamiento de señal del sistema prototipo, esta tiene como objeto realizar la preparación de las señales provenientes de los micrófonos, delimitando las frecuencias de sus espectros a través del filtrado analógico. La señal resultante de esta etapa, corresponde a la señal diferencia entre las señales de los micrófonos M1 y M2. Esta señal junto a la señal del grupo de micrófonos M0 se visualizan y digitalizan por medio de un osciloscopio y sistema de adquisición de datos para finalmente ser adquiridos mediante una computadora personal PC. A través de un programa computacional desarrollado en lenguaje VISUAL BASIC, se realiza el control y captación del flujo de datos digitales desde el sistema de adquisición de datos, la integración y comunicación con el entorno MATLAB y la construcción de las imágenes de ecografías acústicas en modo B de representación (ver Apéndice C). Mediante el entorno MATLAB, se realiza el procesamiento digital de señal necesario para la representación de los datos, a través de las etapas de procesamiento desarrolladas en dicho entorno. Todas estas operaciones se llevan a cabo con tal velocidad, que permiten obtener imágenes de ecografía acústica conforme se avanza en la dirección de prospección. Una vez obtenida la imagen de ecografía, se aplican secuencias de procesamiento y reconstrucción de imágenes similares a las que se aplican a las secciones sísmicas en la etapa de post apilamiento. Estas secuencias de procesamiento de imágenes, se desarrollaron y aplicaron en el entorno MATLAB. En el Capítulo V, se desarrolla el tema correspondiente a las secuencias de procesamiento digital de señal, como así también de las secuencias de procesamiento y reconstrucción de imágenes utilizados.

La Figura IV.36, muestra el diagrama en bloques del sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas. En dicha figura se puede apreciar, los dispositivos e instrumentos electrónicos que forman parte de cada una de las etapas del sistema, como así también de la estructura computacional desarrollada. Seguidamente, en la Figura IV.37, se muestran imágenes fotográficas del sistema prototipo de ecografías acústicas. Como puede observarse en la figura, el conjunto conformado por la fuente de perturbación acústica y los micrófonos está montado sobre un sistema de deslizamiento que permite posicionar al conjunto en forma manual, en gran parte de la superficie de la celda con arena. El sistema de deslizamiento se construyó con listones de madera, rieles y perfiles de aluminio, y rulemanes de teflón.

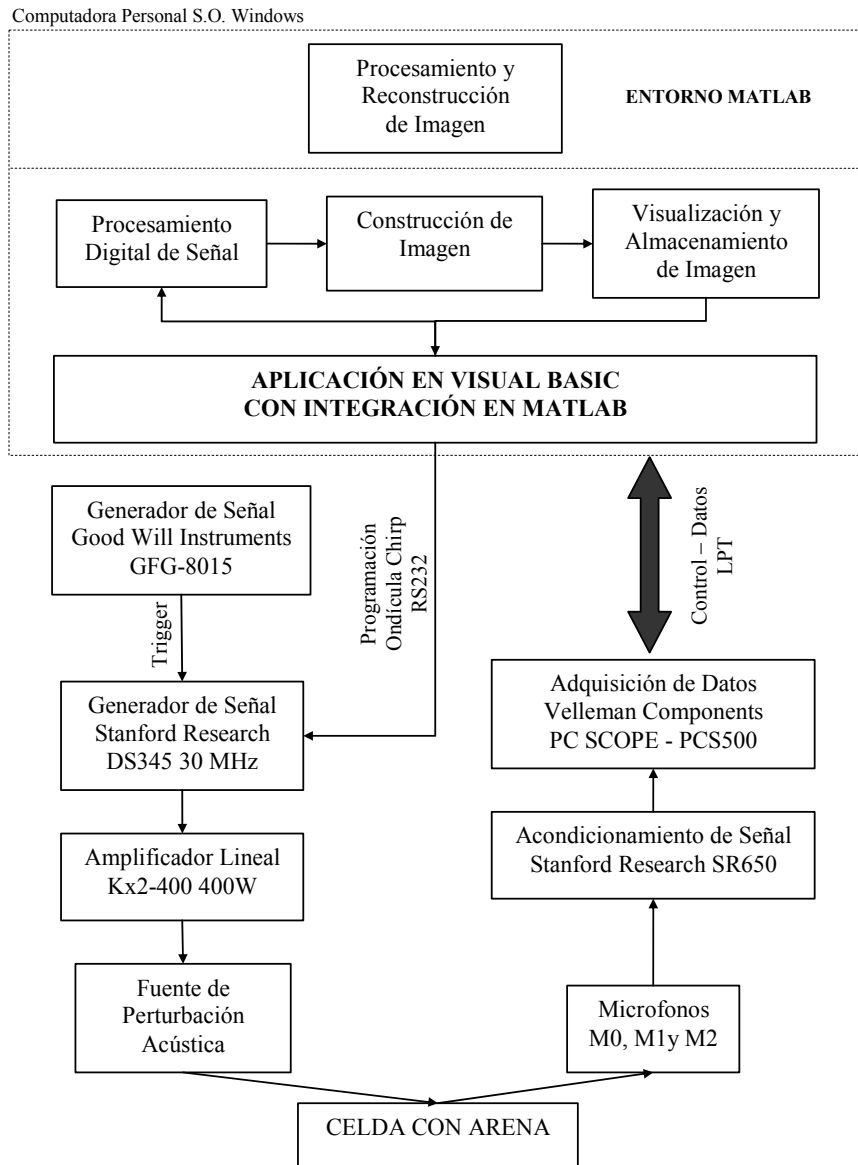


Figura IV.36: Diagrama en bloques del sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas.

IV.6.1. Señal de excitación de la fuente de perturbación acústica y resoluciones logradas

Al igual que en los otros métodos de exploración del suelo y subsuelo basados en la propagación de ondas, la resolución se define como la capacidad de distinguir aquellos reflectores inmersos en el medio de propagación, ya sea en profundidad (resolución vertical) como en su extensión (resolución horizontal) (Lee y Wade, 1986; Dobrin y Savit, 1988; Annan, 1992; Daniels, 2004; Gadallah y Fisher, 2009). Conocer la resolución del sistema de prospección en un medio dado, permite saber cuál es la distancia mínima que debe existir entre dos reflectores (ya sea vertical u horizontal) para que éstos se registren como eventos separados.

Generalmente los sistemas de prospección basados en este principio, utilizan señales de excitación del tipo impulsivas o pulsos sinusoidales de un cierto valor de frecuencia. Esto se debe a que son de corta duración y permiten identificar de manera inmediata los arribos temporales, correspondientes a los pulsos de onda reflejados en las señales sensadas. Sin embargo en estos tipos de excitación no es posible controlar sus anchos de banda, implicando cierta relación de compromiso entre la resolución vertical y resolución horizontal, con la profundidad de investigación. Esto es, a mayor profundidad de investigación, se necesitan frecuencias bajas de excitación al costo de una menor resolución tanto vertical como horizontal. Esta es la razón que deriva en la utilización de señales de excitación del tipo chirp (Dobrin y Savit, 1988; Mosher y Simpkin, 1999, Daniels, 2004). Una señal chirp es aquella señal cuya frecuencia se incrementa (up-chirp) o decrece (down-chirp) con el tiempo. Por lo que el ancho de banda de este tipo de señales es mayor, incrementando así tanto la resolución vertical como la resolución horizontal. En la Tabla IV.5 se resumen las ecuaciones características que definen a las señales chirp mas comunes.

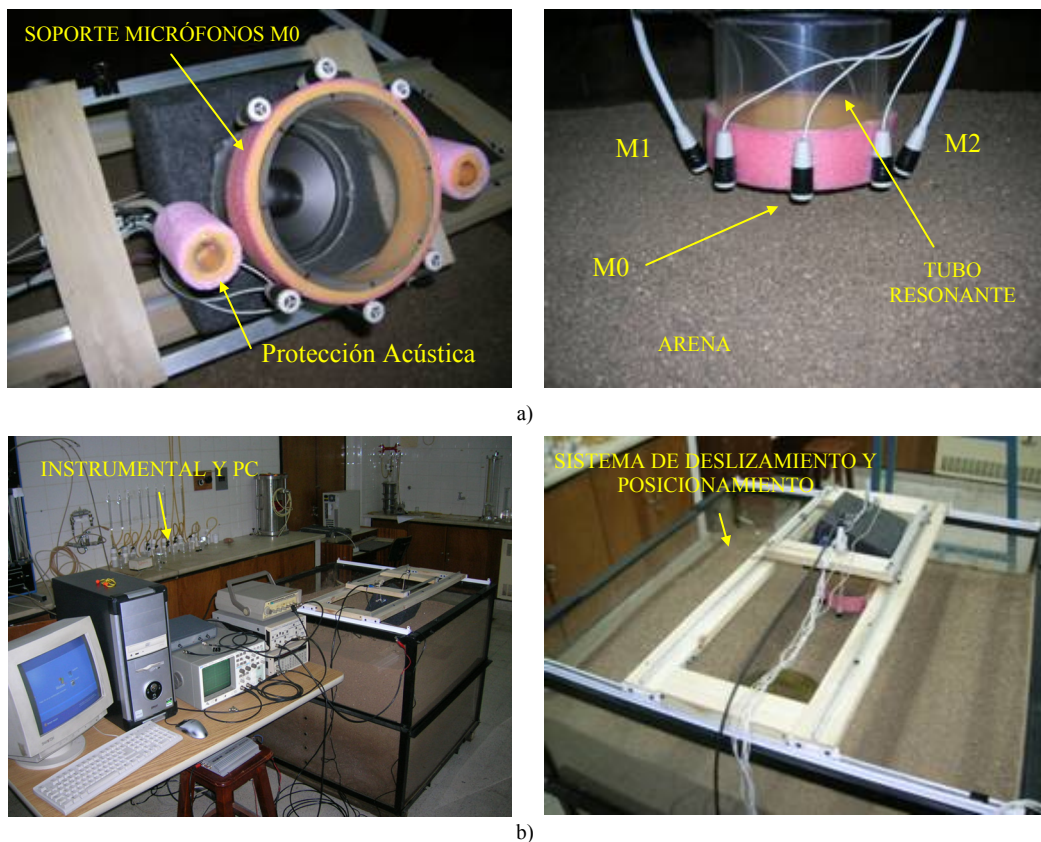


Figura IV.37: Imágenes fotográficas que muestran la ubicación de los micrófonos con respecto a la fuente acústica de perturbación. a) Ubicación de los micrófonos con respecto al tubo resonante, b) Instrumental utilizado, y sistema de deslizamiento y posicionamiento.

En la dirección vertical (profundidad), la resolución vertical teórica se define de la siguiente manera (Quinn et al., 1998):

$$r_v = \frac{v}{2\Delta f} \tag{IV.9}$$

en donde $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ es la diferencia entre el valor máximo y mínimo de frecuencias de la señal chirp, si no existe un enventanado o función envolvente de la señal. El parámetro v corresponde a la velocidad de propagación de la onda por el medio, que para el caso de considerar solo al medio arena, se puede asumir el valor de la velocidad de compresión primaria ya que esta no varía considerablemente con la frecuencia. Así, a mayor ancho de banda de la señal chirp mayor es la resolución vertical, ya que el valor r_v es menor.

Tabla IV.5: Ecuaciones que características de las señales chirp mas comunes.

Ecuación Característica	Ley de Incremento o Decremento de Frecuencia
$x(t) = \sin \left(2\pi \int_0^T f(t) dt \right)$	Lineal $f(t) = f_0 \pm \beta t \text{ con } \beta = (f(T) - f_0) / T$
	Cuadrático $f(t) = f_0 \pm \beta t^2 \text{ con } \beta = (f(T) - f_0) / T^2$
	Logarítmico $f(t) = f_0 \pm 10^{\beta t} \text{ con } \beta = [\log_{10}(f(T) - f_0)] / T$

Siendo f_0 la frecuencia inicial de la señal chirp y T el ancho de la señal chirp.

Por otro lado, la resolución horizontal o espacial se define como la capacidad del sistema de prospección para resolver un reflector y su proyección horizontal. Esta depende principalmente de dos factores. El primer factor corresponde al número de trazas obtenidas por segundo, con la velocidad de desplazamiento del conjunto conformado por la fuente de perturbación acústica y los micrófonos. El cociente de estos dos valores es el número de trazas obtenidas por unidad de longitud del medio prospectado. Utilizando el mismo criterio que en los Geo Radares, se dice que el reflector es resoluble, cuando se cuenta con más de 20 trazas por unidad de longitud del reflector (Annan, 1992). El segundo factor que define la resolución horizontal, es la

cantidad de energía que arriba a una determinada zona del reflector, desde la fuente de perturbación acústica. Esta zona se asume como circular y se la designa como primera zona de Fresnel. El radio de esta zona crece conforme se incrementa la profundidad y su valor se aproxima a través de la siguiente expresión (Yilmaz y Doherty, 1987; Sheriff y Geldart, 1995):

$$r_F = \frac{v}{2} \sqrt{\frac{t}{f}} \quad (\text{IV.10})$$

en donde t es el tiempo de propagación de la onda acústica hacia el reflector y f es la frecuencia de la onda. Como se puede observar en la expresión, a medida que aumenta la profundidad la resolución horizontal disminuye. Por otro lado, para una misma profundidad, existirán diferentes radios de Fresnel debido a la variación de frecuencias de la señal chirp $f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$. No obstante el radio de Fresnel de relevancia, estará relacionado al valor de frecuencia en donde se logre la máxima energía de emisión acústica.

El sistema prototipo de ecografía acústica, utiliza señales chirp de excitación con variación de frecuencias de 10 Hz a 10 kHz. Este tipo de excitación permite perturbar el medio arena con un rango amplio de frecuencias en forma controlada, por medio de la elección y aplicación de funciones envolventes. A través de estas funciones envolventes es posible modificar la respuesta en frecuencia de la señal y por ende la resolución vertical y resolución horizontal, como así también el valor de la frecuencia media de la respuesta en frecuencia de la señal. Se busca que el valor de esta frecuencia media, sea lo más próximo al valor de frecuencia de resonancia de la fuente de perturbación acústica, de manera de lograr la mayor transferencia de energía. En el Capítulo V se muestra que las resoluciones obtenidas por el sistema prototipo presenta otras variantes a la simple relación de las características de la señales chirp de excitación.

IV.6.2. Características de la fuente de perturbación acústica

La fuente de perturbación acústica del sistema prototipo de ecografía sísmica, consiste en un parlante Moon modelo MM-57-200W, su correspondiente caja acústica y un tubo

de acrílico de 11 *cm* de largo y 13.2 *cm* de diámetro. En la Figura IV.38, se muestra el esquema en despiece de los elementos que componen la fuente de perturbación acústica. Como puede allí observarse, el parlante se ensambla en la caja acústica de madera por medio del anillo de sujeción a través de cuatro tornillos; a la vez que el cilindro de acrílico se adhiere al parlante utilizando soldadura plástica de silicona. Con esta configuración de elementos la fuente acústica de perturbación, se puede entender como un resonador acústico del tipo Helmholtz (Ingard, 1953).

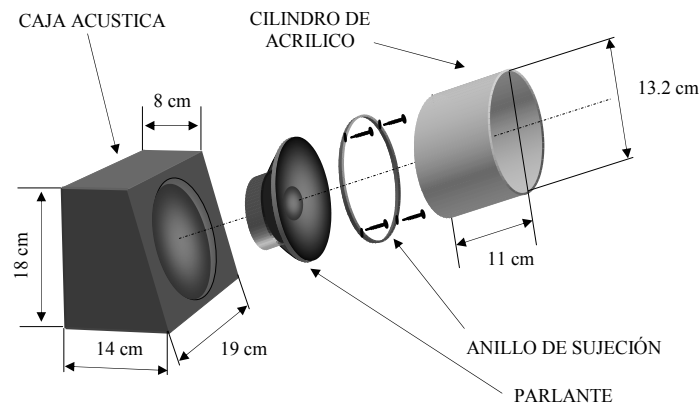


Figura IV.38: Elementos que componen la fuente acústica de perturbación.

El elemento principal de la fuente perturbación corresponde al parlante, cuyas especificaciones técnicas provistas por el fabricante se resumen en la Tabla IV.6. Este parlante es del tipo bobina móvil o electrodinámico y debido a su respuesta en frecuencia de 500 *Hz* a 6 *kHz*, el mismo se encuadra como un parlante de rango medio de audición. En la Figura IV.39 se muestra el corte transversal versal esquemático del parlante, en el cual se muestran las partes principales del mismo. Como puede allí observarse, el parlante posee un diafragma cónico que se mueve solidario a una bobina inmersa en un campo magnético. Dicho campo se origina en un imán permanente toroidal cuyo circuito magnético se completa con un polo central y una pieza polar que lo rodea. Este campo magnético interactúa con el que se produce en la bobina del parlante, ante la circulación de una corriente eléctrica provista por la fuente de excitación del sistema. Otra característica que se observa en el esquema de la Figura IV.39, es la presencia de una campana posterior en este modelo de parlante utilizado. Esta característica, le otorga al parlante de cierta directividad, a diferencia de otros parlantes del mismo tipo con directividad bidireccional en contra fase (Beranek; 1993 a, b).

La eficiencia con la cual se lleva a cabo la transducción electroacústica en el parlante, es decir, la cantidad de potencia acústica que el parlante es capaz de entregar ante una cierta potencia eléctrica de excitación, viene determinado a través de la sensibilidad. Este parámetro se define como el nivel de presión sonora o SPL (por sus siglas en inglés de Sound Pressure Level) que es capaz de producir el parlante con una potencia eléctrica de $W_0 = 1W$ y a una distancia $d_0 = 1m$ del centro del parlante, esto es:

$$SPL(d_0, W_e) = 20 \log \left(\frac{p_0}{p_{ref}} \right) \quad (IV.11)$$

en donde p_0 es la presión acústica o sonora a la distancia d_0 , $p_{ref} = 20 \mu Pa$ es la presión de referencia adoptada internacionalmente. El valor de nivel de presión sonora o SPL, se da para cualquier presión sonora en relación a la p_{ref} (Beranek, 1993 a, b).

Tabla IV.6: Especificaciones técnicas del parlante utilizado.

Especificaciones	Valores
Diámetro del parlante	13.2 cm
Potencia media máxima	200 W
Respuesta en frecuencia	500 Hz a 6 kHz
Impedancia máxima de salida	8 Ω
Sensibilidad	86 dB

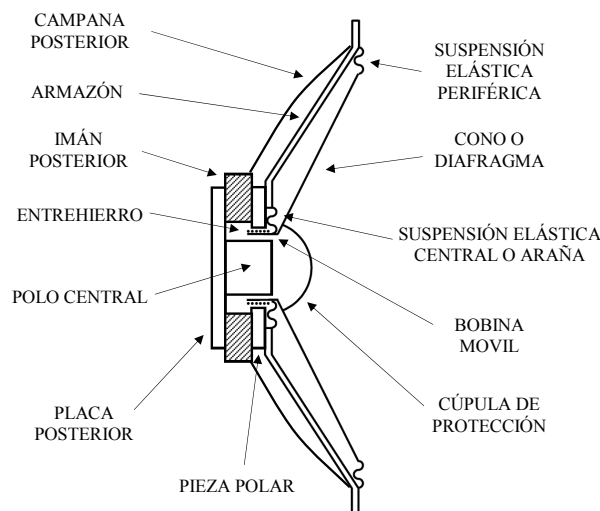


Figura IV.39: Corte transversal del parlante de bobina móvil, en donde se indican sus partes funcionalmente más importantes. Adaptado de Beranek (1993).

Si se considera al parlante como un pistón circular plano, se demuestra que en el campo lejano (*far field*), el parlante con potencia acústica W_a origina a una distancia d , una presión acústica cuadrática definida de la siguiente manera (Beranek, 1993 a, b):

$$p^2 = W_a \rho_0 c \left(\frac{D}{4\pi d^2} + 4 \frac{1-\alpha}{\alpha S_\alpha} \right) \quad (\text{IV.12})$$

en donde $\rho_0 = 1.18 \text{ kg/m}^3$ corresponde a la densidad del aire, $c = 343 \text{ m/s}$ es la velocidad de propagación de la onda acústica en el aire a 20°C , α es el coeficiente de absorción o atenuación acústica, S_α es el área total de las superficies aledañas al parlante que participan en la absorción de las ondas acústicas y D se conoce como factor de directividad. Este factor define cuánto sonido irradia el parlante en relación a una fuente omnidireccional de irradiación de la misma energía (Beranek, 1993; Kinsler et al., 2000). A través de sus dos términos dicha expresión contempla los efectos de radiación directa del parlante, como así también los efectos de reflexión de onda, el cual se conoce como campo reverberante. La distancia desde el centro del parlante que delimita el campo cercano (*near field*) con el campo lejano (*far field*), a partir de la consideración realizada, se denomina distancia de Fresnel y puede determinarse a través de la siguiente expresión (Kinsler et al., 2000):

$$d_F = r \left[\frac{r}{\lambda} - \frac{\lambda}{4r} \right] \quad (\text{IV.13})$$

siendo $r = 6.6 \text{ cm}$ el radio del parlante y λ la longitud de onda acústica. Esta expresión tiene sentido físico, si la relación r/λ es lo suficientemente grande como para que d_F sea un valor positivo. En el caso en que $\lambda = 2r$, la frecuencia de la onda acústica es de aproximadamente 2.6 kHz , la distancia $d_F = 0$ y el campo cercano es nulo. A partir de dicho valor de frecuencia, existe entonces un campo cercano, cuya máxima distancia de influencia de aproximadamente $d_F \cong 6 \text{ cm}$, se logra para la máxima frecuencia de respuesta del parlante de 6 kHz . Para valores de frecuencia acústica menores a 2.6 kHz , no existe campo cercano, por lo que el parlante se comporta como una fuente puntual de emisión acústica.

De lo expuesto, a partir del parámetro de sensibilidad del parlante provisto por el fabricante (ver Tabla IV.6) y de las expresiones (IV.11) y (IV.12), se demuestra la siguiente ecuación fundamental:

$$\begin{aligned}
 SPL(d, W_e) &= 20 \log \left(\frac{p}{p_{ref}} \right) = 20 \log \left(\frac{p}{p_0} \right) + 20 \log \left(\frac{p_0}{p_{ref}} \right) = \\
 &= SPL(d_0, W_0) + 10 \log \left(\frac{W_e}{W_0} \right) + 10 \log \left[\frac{\frac{d_0^2}{d^2} + \frac{16\pi d_0^2}{D} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha S_\alpha} \right)}{1 + \frac{16\pi d_0^2}{D} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha S_\alpha} \right)} \right] \quad (IV.14)
 \end{aligned}$$

la cual permite calcular el nivel de presión sonora a una distancia d cualquiera, cuando se excita el parlante con una potencia eléctrica W_e .

Los siguientes elementos que componen la fuente acústica de perturbación, corresponden a la caja acústica y el cilindro de acrílico. Ambos elementos inciden sobre la respuesta en frecuencia y la directividad del parlante. Las cajas acústicas se utilizan por lo general como elementos de soporte y como dispositivos de atenuación (bafle cerrado o closed baffle) o transformación (bafle reflector o bass reflex) de las ondas acústicas que generan la mayoría de los parlantes electrodinámicos en su parte posterior (Beranek, 1993). De esta manera se le otorga cierta directividad al conjunto, a un costo de cierta distorsión o modificación de la respuesta en frecuencia del parlante. Puesto que el parlante utilizado posee una campana posterior que minimiza la emisión de ondas acústicas en dicha dirección, se utilizó una caja acústica del tipo bafle cerrado, cuyas dimensiones se aprecian en la Figura IV.38. Las dimensiones y características de la caja acústica son las que recomienda el fabricante del parlante para su instalación.

El último componente de la fuente acústica de perturbación, corresponde al cilindro de acrílico de 11 cm. de largo y 13.2 cm. de diámetro. Con este componente, la fuente de perturbación acústica puede entenderse como un resonador acústico del tipo Helmholtz (Ingard, 1953). Por lo que el cilindro de acrílico, se relaciona con el conducto o cuello del resonador de sección S y longitud L ; el cual se encuentra solidario al parlante como una fuente de presión P y a dos cavidades de volúmenes V_1 y V_2 . Estas cavidades corresponden al volumen que encierra la campana posterior del parlante y al volumen

que encierra el interior de la caja acústica. Desde el punto de vista electroacústico, el resonador puede modelarse a través del circuito eléctrico que se muestra en la Figura IV.40, con lo cual es posible determinar el valor de la impedancia acústica del resonador en el dominio de la frecuencia de la siguiente manera (Beranek, 1993; Kinsler et al., 2000):

$$Z_a(\omega) = \frac{1}{C_{ae}M_a} \frac{R_a + j\omega M_a}{\left(-\omega^2 + j\omega \frac{R_a}{M_a} + \frac{1}{C_{ae}M_a}\right)} \quad (\text{IV.15})$$

en donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular, R_a es la resistencia acústica en Ns/m^5 , M_a es la inertancia acústica en kg/m^4 , C_{ae} es la compliancia acústica equivalente en m^5/N . La resistencia acústica es el resultado de la disipación acústica que se origina en el conducto del resonador a causa de la fricción viscosa existente, definida como (Kinsler et al., 2000):

$$R_a = \frac{\rho_0 \omega^2}{4\pi c} \quad (\text{IV.16})$$

La inertancia acústica representa la masa de aire que se encuentra dentro del conducto del resonador, la cual experimenta una aceleración sin compresión apreciable. En el caso de los conductos abiertos sin bridas o rebordes, la inertancia acústica se define como (Beranek, 1993):

$$M_a = \frac{\rho_0(L + 0.613r)}{\pi r^2} \quad (\text{IV.17})$$

Finalmente, la compliancia acústica equivalente representa a las compliancias de cada una de las cavidades de volúmenes V_1 y V_2 , en las cuales se comprime el aire sin desplazamiento apreciable de los centros de gravedad (Beranek, 1993); esto es:

$$C_{ae} = \frac{C_{a1}C_{a2}}{C_{a1} + C_{a2}} = \frac{1}{\rho_0 c^2} \frac{V_1 V_2}{V_1 + V_2}; \quad C_{a1} = V_1 / (\rho_0 c^2); \quad C_{a2} = V_2 / (\rho_0 c^2) \quad (\text{IV.18})$$

siendo C_{a1} y C_{a2} las compliancias acústicas correspondientes a los volúmenes V_1 y V_2 , respectivamente.

A través de las expresiones (IV.15), (IV.17) y (IV.18), se demuestra que el resonador acústico presenta una frecuencia de resonancia, tal que la impedancia es máxima en dicho valor, es decir:

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{M_a C_{ae}}} = \frac{c^2}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{V_e (L + 0.613r)}} \quad (\text{IV.19})$$

siendo $V_e = (V_1 V_2) / (V_1 + V_2)$ el volumen equivalente entre las cavidades de volúmenes V_1 y V_2 .

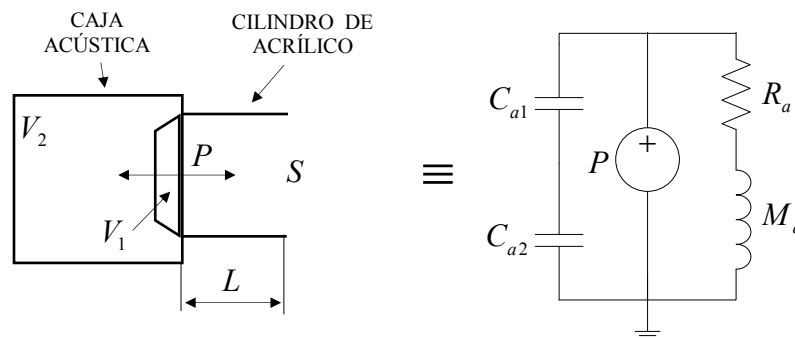


Figura IV.40: Modelo electroacústico del resonador para la fuente de perturbación acústica.

Como puede observarse en la expresión (IV.19), la frecuencia de resonancia del modelo de resonador es similar a la frecuencia de resonancia de un resonador Helmholtz (Ingard, 1953). Sin embargo, las respuestas en frecuencia son diferentes, ya que un resonador Helmholtz se comporta como un filtro elimina banda cuya impedancia acústica tiende a cero en la frecuencia de resonancia. En este caso, el modelo de resonador para la fuente de perturbación acústica, se comporta como un filtro pasa banda tal como se aprecia en la Figura IV.41. Dicha figura muestra la variación del módulo de la impedancia acústica del resonador en función de la frecuencia y el valor máximo que adquiere el módulo de la impedancia acústica, a la frecuencia de resonancia de 649 Hz . Asimismo en dicha figura se indican los valores establecidos de cada uno de los parámetros que intervienen en la impedancia acústica del resonador.

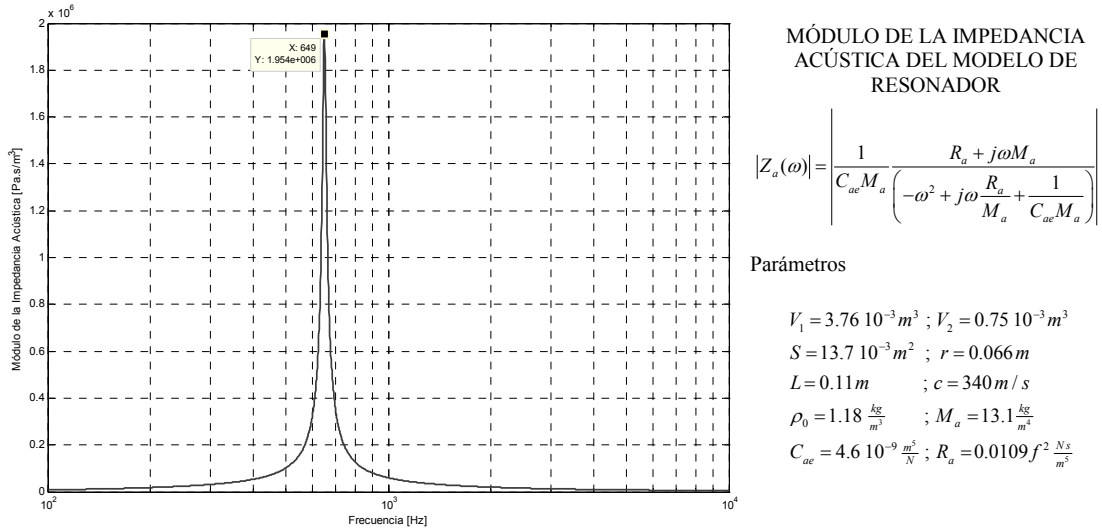


Figura IV.41: Variación del módulo de la impedancia acústica del modelo de resonador, para la fuente de perturbación acústica, en función de la frecuencia, a partir de la expresión (IV.15).

Kinsler et al. (2000), demuestra que un resonador acústico manifiesta una amplificación de presión a través del factor de calidad Q , definido como:

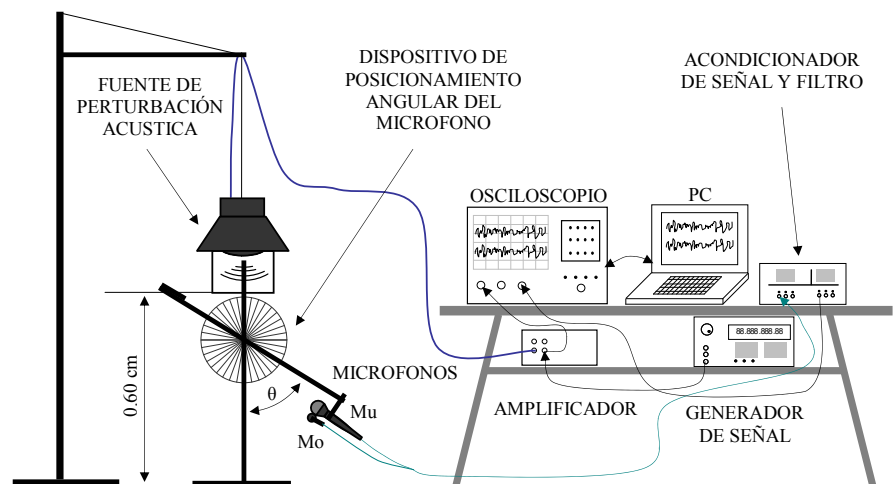
$$Q = \frac{F_n}{\Delta f} \tag{IV.20}$$

siendo $\Delta f \cong 17.8 Hz$ el ancho de banda del modelo de resonador, para el cual el valor máximo de la impedancia acústica Z_a decae en un 70.7 %. Así, el factor de amplificación para el modelo de resonador es aproximadamente $Q \cong 36.5$. A través de este factor y del nivel de presión sonora del parlante (IV.14), se obtiene el nivel de presión sonora del modelo de resonador:

$$SPL_n(d, W_e) = 20 \log \left(\frac{p_n}{p_{ref}} \right) = 20 \log \left(\frac{p Q}{p_{ref}} \right) = 20 \log Q + SPL(d, W_e) \tag{IV.21}$$

Para verificar la respuesta en frecuencia y obtener el patrón de directividad, de la fuente de perturbación acústica, se realizaron dos experiencias utilizando la configuración de instrumentos electrónicos que se muestran en el esquema de la Figura IV.42. Las experiencias consistieron en excitar eléctricamente a la fuente de perturbación acústica y captar dichas perturbaciones a través de los micrófonos denominados como Mo y Mu , ubicados en diferentes posiciones alrededor de la fuente de perturbación. La fuente

de perturbación se ubicó a través de un soporte metálico a una altura de 60 cm desde la superficie del suelo. Los micrófonos se colocaron en un soporte instrumentado de posicionamiento radial, con el cual fue posible captar las perturbaciones acústicas en el plano vertical central de irradiación de la fuente. El micrófono denominado como *Mo* es del tipo capacitivo omnidireccional, con respuesta en frecuencia de 50 Hz a 16 kHz y una sensibilidad de 3.5 mV/Pa; mientras que el micrófono denominado como *Mu* es del tipo dinámico unidireccional, con respuesta en frecuencia de 42 Hz a 16.8 kHz y con una sensibilidad de $-55 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$. En la Figura IV.42.b se muestra una imagen fotográfica, en donde se observa el soporte instrumentado de posicionamiento radial, los micrófonos utilizados y la fuente de perturbación acústica.



a)



b)

Figura IV.42: a) Diagrama esquemático del conexionado y disposición de instrumentos electrónicos para determinar la respuesta en frecuencia y el patrón de directividad de la fuente de perturbación acústica. b) Imagen fotográfica, en donde se observa el soporte instrumentado de posicionamiento radial, los micrófonos utilizados y la fuente de perturbación acústica.

La excitación eléctrica de la fuente de perturbación se llevó a cabo a través del generador de señal Stanford Research modelo DS345 30 MHz y del amplificador lineal Kole Audio modelo Kx2-400 400W. Esta señal eléctrica consistió en una señal chirp convencional con un rango de frecuencias de 20 Hz a 20 kHz. Como etapa de acondicionamiento de señal de los micrófonos, se utilizó un preamplificador y filtro analógico Stanford Research modelo SR650. Se utilizó un osciloscopio digital Hewlett Packard modelo 5461B 500 MHz, para visualizar tanto la señal eléctrica de excitación, como la señal eléctrica correspondiente a uno de los micrófonos. Estas señales eléctricas se digitalizaron a través del conversor analógico digital incorporado en el osciloscopio, para luego ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal o PC. Con esta configuración y a partir de la técnica de procesamiento digital de señal propuesta por Müller y Massarani (2001) para excitaciones del tipo chirp, se obtuvo la respuesta en frecuencia de la fuente de perturbación acústica (ver Figura IV.43). Dicha técnica consiste básicamente en el uso de la propiedad de convolución en el dominio de la frecuencia, para obtener la respuesta en frecuencia de la fuente de perturbación acústica, a partir del cociente entre las respuestas en frecuencia de la señal digital correspondiente a uno de los micrófonos y la señal digital chirp de excitación. Estas respuestas en frecuencia se obtienen a partir de la transformada rápida de Fourier o FFT (ver Apéndice B).

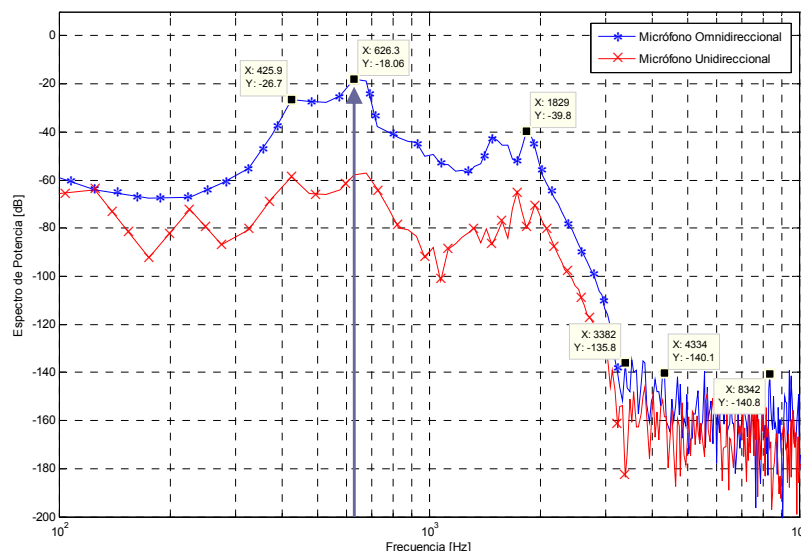


Figura IV.43: Espectro de potencia de la fuente de perturbación acústica, obtenido en forma experimental. Los micrófonos se posicionaron a una distancia de 50 cm de la fuente de perturbación acústica, sobre el eje principal de irradiación de la fuente ($\theta = 0^\circ$ grados).

Como puede observarse en la Figura IV.43, las respuestas en frecuencia de la fuente de perturbación acústica, están representadas a través de sus espectros de potencia. Se observa además, que la fuente de perturbación acústica se comporta como un filtro acústico pasa banda con frecuencia central de 626.3 Hz y un factor de calidad de aproximadamente $Q \cong 8$. No obstante, se identifican otros modos de resonancia de menor energía a 425.9 Hz , 1829 Hz , 3382 Hz , 4334 Hz y 8342 Hz . Si bien los espectros de potencia obtenidos por medio de los micrófonos Mo y Mu presentan cierta similitud, se aprecia la diferencia en la magnitud de los mismos como en sus respectivos modos de resonancia, a causa de la mayor sensibilidad y fidelidad que posee el micrófono Mo con respecto al micrófono Mu . Estas son cualidades típicas de los micrófonos capacitivos omnidireccionales, frente a los micrófonos dinámicos unidireccionales (Eargle, 2005), por lo que se consideró al espectro obtenido por medio del micrófono Mo como el de referencia. De esta manera se pudo verificar la respuesta en frecuencia de la fuente de perturbación acústica obtenida en forma experimental, con la respuesta del modelo de resonador planteado para dicha fuente de perturbación. Las frecuencias de resonancia obtenidas en ambos casos no difieren notablemente, ya que solo lo hacen en aproximadamente un 3.5% . La diferencia notable se manifiesta en los factores de calidad obtenidos, y esto se debe a que el modelo de resonador utilizado no contempla las pérdidas por absorción acústica y disipación mecánica que presenta la fuente de perturbación acústica.

Para obtener el patrón de directividad de la fuente de perturbación acústica, se procedió a obtener múltiples espectros de potencia por medio del micrófono Mo , utilizando nuevamente la secuencia de procesamiento digital de señal propuesta por Müller y Massarani (2001) para excitaciones del tipo chirp. Los espectros se obtuvieron a diferentes posiciones alrededor de la fuente de perturbación, utilizando el soporte instrumentado de posicionamiento radial (ver Figura IV.42.b). Así se consiguió una trayectoria circular de $0^\circ \leq \theta < 360^\circ$ con 30 cm de radio e incrementos angulares 10 grados, cuyo centro coincidió con la longitud media de la fuente de perturbación acústica. De los 36 espectros de potencia obtenidos de esta manera, se identificaron los valores del espectro a las frecuencias: 425.9 Hz , 626.3 Hz , 1829 Hz , 3382 Hz , 4334 Hz y 8342 Hz . Estas frecuencias coinciden con las frecuencias de los modos de resonancia obtenidos en el espectro de la Figura IV.43. Finalmente estos valores de los espectros se

representaron en el diagrama polar de la Figura IV.44, los cuales se normalizaron a partir de la máxima amplitud obtenida en el espectro correspondiente a la posición de $\theta = 0^\circ$ grados, esto es a la frecuencia de resonancia de la fuente de perturbación acústica (626.3 Hz).

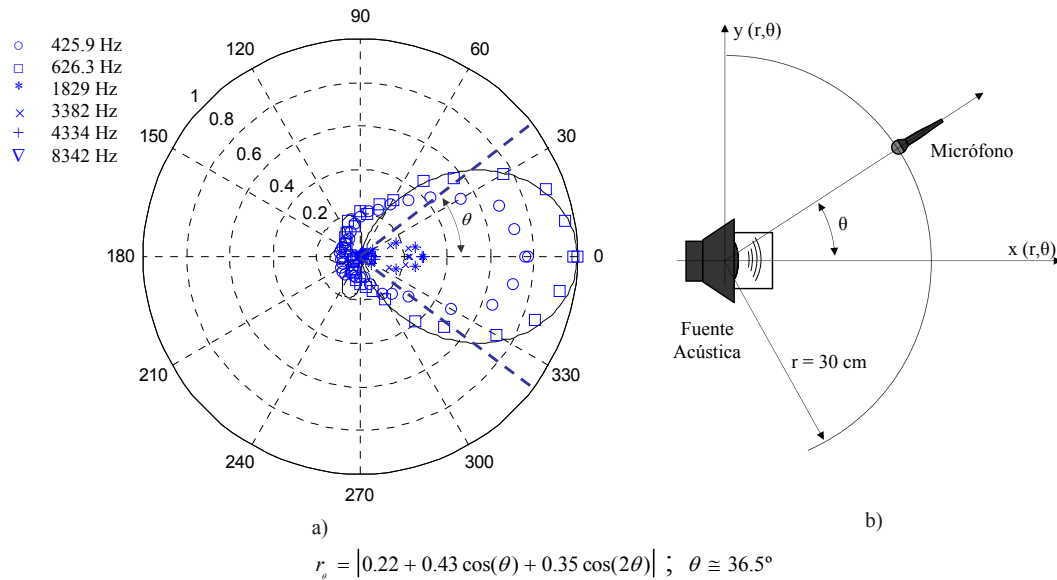


Figura IV.44: Directividad correspondiente a la fuente de perturbación acústica. a) Resultados normalizados respecto de la máxima amplitud del espectro a 0° grados, a la frecuencia de resonancia, b) Disposición relativa entre la fuente acústica y el micrófono unidireccional utilizado.

El parámetro que especifica el grado de directividad de la fuente de perturbación acústica es el ya enunciado factor de directividad D . Este factor se puede aproximar a través de la siguiente expresión empírica utilizada por Kinsler et al. (2000) para fuentes acústicas unidireccionales:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_{ef}} \quad (IV.22)$$

en donde Ω_{ef} se conoce como ángulo sólido efectivo. Este ángulo es el que queda comprendido por el cono imaginario de apertura que contiene el máximo ensanchamiento del lóbulo principal de irradiación, definido como:

$$\Omega_{ef} = 2\pi(1 - \cos \theta) \quad (IV.23)$$

siendo $\theta \cong 36.5^\circ$ el ángulo de apertura del cono en el patrón de directividad obtenido en la Figura IV.44. Así, el factor de directividad de la fuente de perturbación acústica es aproximadamente $D \cong 10$.

Caracterizada la fuente de perturbación acústica, a partir de la expresión (IV.14) y la expresión (IV.21), se obtiene la siguiente ecuación fundamental con la cual es posible calcular el nivel de presión sonora a una distancia d cualquiera, cuando se excita la fuente de perturbación acústica con una determinada potencia eléctrica W_e :

$$SPL(d, W_e) = 20 \log Q + SPL(d_0, W_0) + 10 \log \left(\frac{W_e}{W_0} \right) + 10 \log \left[\frac{\frac{d_0^2}{d^2} + \frac{16\pi d_0^2}{D} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha S_\alpha} \right)}{1 + \frac{16\pi d_0^2}{D} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha S_\alpha} \right)} \right] \quad (IV.24)$$

en donde el factor de calidad $Q \cong 8$ es el que se determinó en forma experimental, $SPL(d_0, W_0) = 86 \text{ dB}$ es la sensibilidad del parlante de la fuente de perturbación acústica (ver Tabla IV.6), el coeficiente de absorción acústica de la fuente de perturbación se obtiene a partir de la siguiente relación existente entre la frecuencia de resonancia $F_n = 626.3 \text{ Hz}$ y el factor de calidad Q (Kinsler et al., 2000):

$$\alpha = \frac{\pi F_n}{c Q} \quad (IV.25)$$

siendo para este caso $\alpha \cong 0.72 \text{ m}^{-1}$. Finalmente, $S_\alpha \cong 0.0456 \text{ m}^2$ es el área interna del cilindro de acrílico de la fuente de perturbación, que participa directamente en la absorción de las ondas acústicas. Ya que la fuente de perturbación acústica se encuentra suspendida a 3 cm de la superficie con arena en el sistema prototipo de ecografía acústica, asumiendo que la fuente de perturbación acústica se excita eléctricamente con una potencia eléctrica igual a la máxima potencia eléctrica media que soporta el parlante, esto es 200 W , el nivel de presión sonora máximo que entregaría la fuente de perturbación acústica es de aproximadamente $SPL(3 \text{ cm}, 200 \text{ W}) \cong 157 \text{ dB}$.

IV.6.3. Características acústicas de los micrófonos utilizados

Para el sistema prototipo de ecografía sísmica, se utilizaron una combinación de 8 micrófonos capacitivos (electret) omnidireccionales Genius modelo MIC-01A, como sensores no acoplados de los fenómenos de onda acústica. Las especificaciones técnicas provistas por el fabricante de los micrófonos utilizados se resumen en la Tabla IV.7. Estos tipos de micrófonos tienen la característica de tener un gran ancho de banda y de responder a las variaciones de presión (Beranek, 1993; Kinsler et al, 2000; Eargle, 2005). En la Figura IV.45 se muestra el esquema de un micrófono capacitivo, el cual consiste en un capacitor o condensador cuya carga es proporcional a la tensión continua V de polarización. La placa con cargas positivas del capacitor, se encuentra solidaria a la membrana exterior, mientras que la placa con cargas negativas se encuentra fija en el interior de la carcasa del micrófono. Cuando existe una variación de presión sobre la membrana exterior, la misma se deforma en proporción a dicha variación, ocasionando una variación en la distancia entre las placas del capacitor y la consecuente variación de su capacidad. Esta variación de capacidad, da lugar a la siguiente variación en la tensión a los bornes del capacitor, ya que las cargas eléctricas en el mismo se mantienen constantes:

$$V + \Delta V = \frac{q}{C + \Delta C} \quad (IV.26)$$

siendo ΔV es la variación de tensión registrada por el micrófono, q es la carga eléctrica desarrollada por la polarización del micrófono a una tensión V y ΔC es la variación de la capacidad eléctrica debido a la variación de la distancia de las placas que conforman el capacitor como parte del micrófono.

Tabla IV.7: Especificaciones técnicas de los micrófonos utilizados.

Especificaciones	Valores
Impedancia máxima de salida	2.2 kΩ
Sensibilidad	-62 dB ± 4 dB (a 1kHz)
Respuesta en frecuencia	100 Hz a 10 kHz
Relación señal ruido SNR	> 40 dB (a 1kHz)

El objetivo del preamplificador mostrado en la Figura IV.45, es acondicionar la señal eléctrica a la salida del micrófono, realizando la adaptación de impedancias necesarias y filtrando la componente de tensión continua V . Finalmente la tensión de salida del preamplificador, ante una variación de presión Δp captada por el micrófono, es igual $\Delta V \cdot A_m$, siendo A_m la ganancia del preamplificador. El sistema prototipo de ecografía sísmica, utiliza como preamplificador y etapa de acondicionamiento de señal de los micrófonos, un preamplificador y filtro analógico Stanford Research modelo SR650.

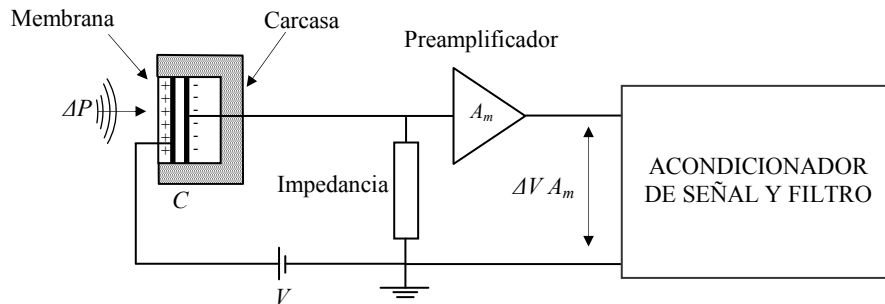


Figura IV.45: Esquema genérico de un micrófono capacitivo. Adaptado de Beranek (1993).

La sensibilidad de un micrófono se define como la relación entre la tensión eléctrica (expresada en voltios) obtenida en los bornes del mismo en circuito abierto y la presión sonora aplicada (expresada en Pascal), a la frecuencia de referencia de 1kHz (Beranek, 1993; Kinsler et al, 2000; Eargle, 2005). Esta relación se expresa en decibeles en correspondencia a un nivel de sensibilidad de referencia $S_r = 1V / Pa$:

$$S|_{dB} = 20 \log \left(\frac{S}{S_r} \right) \quad (IV.27)$$

en donde S es la sensibilidad del micrófono. A partir del valor de sensibilidad mostrado en la Tabla IV.7, fue posible obtener una relación que permita conocer en forma aproximada los valores de presión sonora captados por los micrófonos, en función de los valores de tensión eléctrica medidos a la salida del preamplificador. Esto es:

$$p = \frac{\Delta V A_m}{A_m} S^{-1} ; S \cong \begin{cases} S_{\min} = 0.501 mV / Pa \\ S_{ip} = 0.794 mV / Pa \\ S_{\max} = 1.26 mV / Pa \end{cases} \quad (IV.28)$$

siendo S_{tip} el valor típico de sensibilidad de los micrófonos correspondiente a -62 dB, S_{min} y S_{max} los valores mínimos y máximos de sensibilidad respectivamente, correspondiente a los -62 dB \pm 4 dB (ver Tabla IV.7). Queda de manifiesto a través de la expresión (IV.28) la significativa sensibilidad que presentan los micrófonos y que la discrepancia entre la sensibilidad de los micrófonos a partir de cierta presión sonora, puede llegar a valores de hasta un 60 %. Por otro lado, por el hecho de contar con relaciones de SNR mayores a 40 dB, los valores de sensibilidad debido al ruido eléctrico están afectados en porcentajes menores al 1%.

Las especificaciones de sensibilidad de los micrófonos están dadas a una frecuencia de referencia de 1 kHz. Eargle (2005) manifiesta que los micrófonos capacitivos tipo electret, además de contar con un gran ancho de banda, presentan respuestas en frecuencia con cierta planicidad. A razón de esto, se podría asumir que la sensibilidad de los micrófonos se cumple dentro de la banda de respuesta en frecuencia de los micrófonos. Para verificar la respuesta en frecuencia de los micrófonos, de 100 Hz a 10 kHz (ver Tabla IV.7), se utilizó un martillo instrumentado con el cual se golpeó una superficie metálica, con el objeto de representar una fuente impulsiva de ondas acústicas. Esta acción se llevó a cabo en tres oportunidades, y en cada una de ellas se utilizó uno de los ocho micrófonos del sistema para sensar dicha perturbación acústica. La elección del micrófono para cada una de las oportunidades o medias realizadas fue al azar. En la Figura IV.46 se muestra la configuración y conexión de instrumentos electrónicos utilizados en esta experiencia. Como puede observarse en la figura, el micrófono se conectó a un preamplificador y filtro analógico Stanford Research modelo SR650, el cual se utilizó como etapa acondicionamiento de señal del micrófono. Por medio de un osciloscopio digital Hewlett Packard modelo 5461B 500 MHz, se visualizaron las señales eléctricas correspondientes al martillo instrumentado y el micrófono, tras efectuar el golpe con dicho martillo. Las señales eléctricas se digitalizaron a través del conversor analógico digital incorporado en el osciloscopio, para luego ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal PC.

A partir de las señales digitales o discretas correspondientes a la excitación y a la señal del micrófono, las mismas se pueden entender como la entrada y salida respectivamente, de un sistema lineal e invariante en el tiempo. A pesar que la señal de excitación no se

asemeja a un impulso unitario o delta de Dirac, si lo hace su autocorrelación (ver Apéndice B). Por lo que a través de la correlación cruzada entre la entrada y la salida, de un sistema lineal e invariante en el tiempo, se tiene:

$$R_{yx}[n] = R_x[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{N-1} R_x[k] h[n-k] \quad (\text{IV.29})$$

si $R_x[n] \cong \delta[n] \Rightarrow R_{yx}[n] \cong h[n]$ con $h[n] = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{n-1}]$

en donde $R_{yx}[n]$ es la correlación cruzada entre la señal de excitación y la señal del micrófono, $R_x[n]$ es la autocorrelación de la señal de excitación, $h[n]$ es la respuesta al impulso del sistema, * corresponde al operador de convolución y $\delta[n]$ es la señal delta de Dirac. De esta manera se obtuvo la respuesta al impulso del sistema conformado, calculando la correlación cruzada entre la señal de excitación y la señal del micrófono. La respuesta al impulso obtenida se multiplicó por la respuesta impulso de una ventana Hanning modificada, para eliminar los efectos del truncamiento implícito de la correlación cruzada, de $2 * N - 1$ muestras a $N - 1$ muestras. Finalmente se obtuvo la magnitud de la respuesta en frecuencia aplicando la transformada de Fourier. En la Figura IV.47 se muestran en forma superpuesta, las magnitudes de las respuestas en frecuencia obtenidas de los tres micrófonos utilizados en la experiencia. Como puede observarse en la figura, el ancho de banda obtenido se corresponde con las especificaciones técnicas mostradas en la Tabla IV.7, a la vez que se observa una planicidad regular de la respuesta en frecuencia.

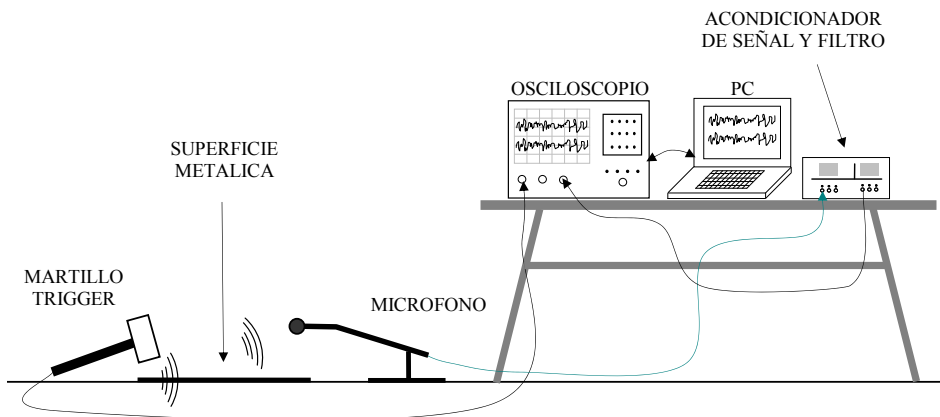


Figura IV.46: Diagrama esquemático del conexionado y disposición de instrumentos electrónicos utilizado para determinar la respuesta en frecuencia de los micrófonos utilizados en el sistema prototipo de ecografía acústica.

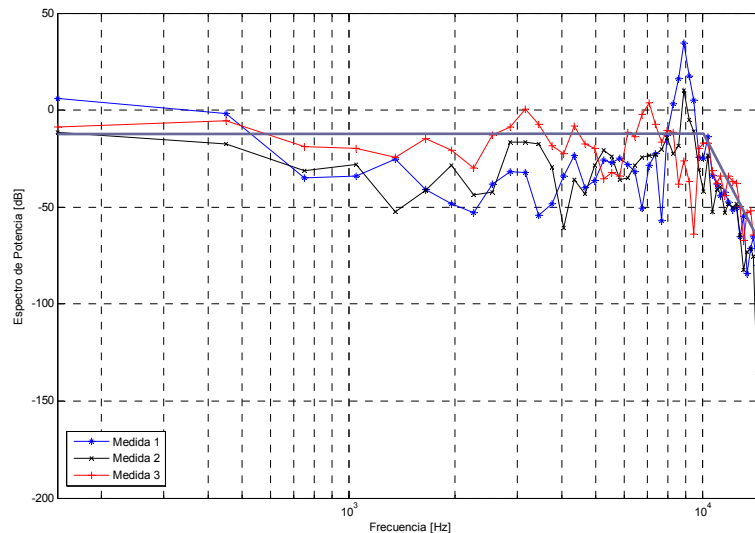


Figura IV.47: Magnitudes de las respuestas en frecuencia obtenidas de los tres micrófonos utilizados en la experiencia.

IV.7. CONSIDERACIONES FINALES

En este Capítulo se presentan las secuencias de ensayos y las configuraciones de dispositivos utilizados para realizar la caracterización sísmica y acústica de la celda con arena, utilizada como medio propagante para el desarrollo de las experiencias. La utilización de diferentes fuentes de perturbación y de sensores en el medio arena, revelan la interacción acústica y sísmica que existe entre los medios propagantes, a través de los resultados obtenidos de algunos parámetros de onda. El contenido de esta parte del Capítulo intenta complementar las nociones tratadas en el Capítulo II, acerca del acoplamiento acústico sísmico, para luego favorecer la interpretación de los resultados obtenidos y presentados en los capítulos subsiguientes.

Finalmente, se describe el sistema prototipo de laboratorio para la obtención de ecografías sísmicas acústicas del medio arena. En este punto se detallan todos los elementos que conforman al sistema prototipo, haciendo referencia al tipo de señales de excitación utilizados para realizar las perturbaciones acústicas, las características de la fuente de perturbación acústica y la configuración de micrófonos utilizados como sensores no acoplados de los fenómenos de onda acústica.

CAPÍTULO V

ECOGRAFÍA ACÚSTICA: MODELO DEL SISTEMA, PROCESAMIENTO Y REPRESENTACIÓN DE LOS DATOS

V.1. INTRODUCCIÓN

En este Capítulo se presenta un modelo analítico de simulación del sistema de ecografía acústica, a partir del cual se desarrollan las técnicas de procesamiento digital de señal utilizadas para identificar los patrones de onda relacionados a los reflectores simulados en el modelo, y componer así las imágenes de ecografía acústica en modo B de representación. Posterior a ello, se presenta la secuencia de algoritmos de procesamiento de imágenes utilizados para mejorar la apariencia de las imágenes de ecografía acústica. Finalmente, mediante la implementación del modelo, se realiza un análisis de los efectos en la resolución y fidelidad de las imágenes de ecografía acústica obtenidas a partir de diferentes tipos de señales chirp de excitación.

V.2. MODELO DEL SISTEMA DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

El principio utilizado por sistema prototipo de ecografía acústica, para la detección de cambios de impedancia en el medio arena (como por ejemplo un objeto enterrado), se basa en una adaptación del sistema propuesto por Rogers y Don (1996). Esta adaptación consiste en la utilización de señales de excitación del tipo chirp para la fuente de perturbación acústica, y de la configuración de ocho micrófonos como sensores acústicos de presión. En la Figura V.1, se muestra un esquema en vista inferior, de la geometría del conjunto conformado entre el transmisor y los receptores de ondas acústicas.

El modelo desarrollado del sistema de ecografía acústica en la celda con arena, en forma similar al modelo desarrollado por Frazier et al. (2000), parte de considerar que: a) los eventos sensados a través de los micrófonos corresponden a los pulsos de onda reflejados que se manifiestan desde el medio acústico, b) las velocidades de propagación en ambos medios (aire, arena) son constantes, c) el coeficiente de atenuación α en ambos medios es constante y d) ambos medios se consideran como

elásticos. En la Figura V.2 se muestra un esquema de la representación espacial, según el sistema coordinado tridimensional representado de cada uno de los elementos que participan en el modelo. El plano xy en el modelo, corresponde al plano cuya altura desde la superficie de la arena, coincide con la altura en donde se encuentra el conjunto conformado por la fuente de perturbación y los micrófonos. De esta manera, la fuente de perturbación tiene la coordenada de ubicación $(x_t, y_t, 0)$ y cada micrófono tiene las coordenadas de ubicación $(x_r, y_r, 0)$ con $i=1,2,\dots,8$. Las coordenadas de cada uno de los micrófonos se relacionan geoméricamente con la coordenada de la fuente de perturbación de coordenadas $(x_t, y_t, 0)$, tal como se resume en la Tabla V.1.

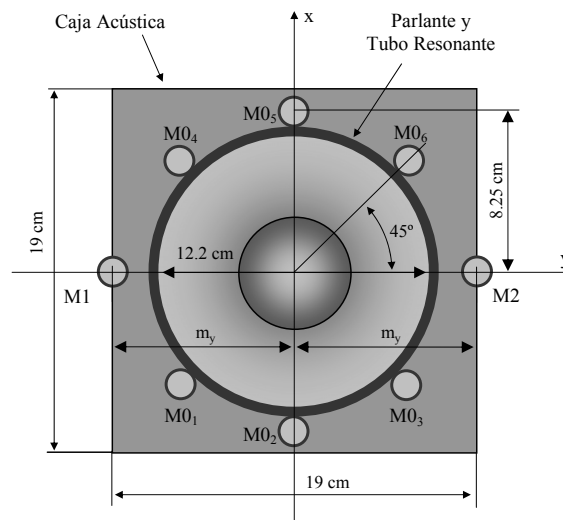


Figura V.1: Diagrama en vista inferior del conjunto conformado entre el transmisor y los receptores de ondas acústicas. El origen del eje coordinado coincide con el centro del parlante o fuente de perturbación.

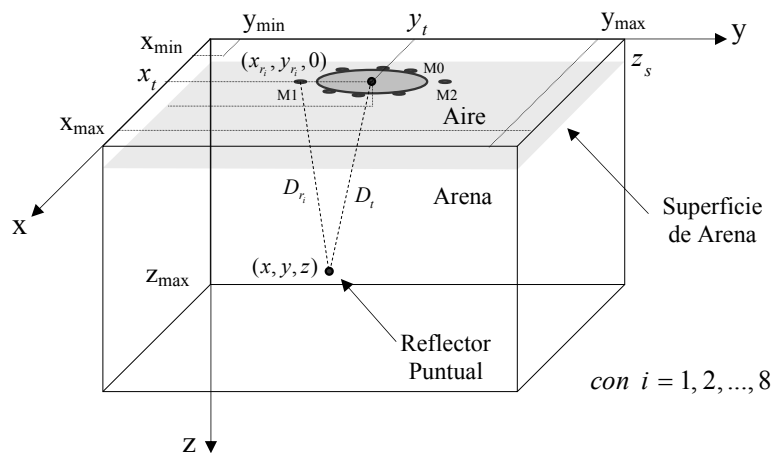


Figura V.2: Representación espacial de cada uno de los elementos que participan en el modelo del sistema.

Tabla V.1: Las coordenadas de cada uno de los micrófonos en relación a la coordenada de la fuente de perturbación $(x_i, y_i, 0)$.

Denominación Micrófono	Coordenada [cm]		
	x_r	y_r	z_r
M0 ₁	$x_i - 5.83$	$y_i - 5.83$	0
M0 ₂	$x_i - 8.25$	y_i	0
M0 ₃	$x_i - 5.83$	$y_i + 5.83$	0
M0 ₄	$x_i + 5.83$	$y_i - 5.83$	0
M0 ₅	$x_i + 8.25$	y_i	0
M0 ₆	$x_i + 5.83$	$y_i + 5.83$	0
M1	x_i	$y_i - m_y$	0
M2	x_i	$y_i + m_y$	0

En donde m_y es la distancia de los micrófonos M1 o M2 en la dirección y con respecto a la coordenada de la fuente de perturbación $(x_i, y_i, 0)$

La señal sensada por cada uno de los micrófonos a partir de un pulso de excitación acústica $p(t)$, se define como la suma de las respuestas de todos los reflectores presentes en el medio con coordenadas de ubicación (x, y, z) , esto es:

$$\tilde{x}_i(t) = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} \int_0^{z_{\max}} [p(t - D/v) r_{\theta(x,y,z)}] |R(x, y, z)| A(D) \, dx \, dy \, dz \quad (V.1)$$

en donde $p(t - D/v)$ es la versión desplazada en el tiempo del pulso de excitación acústica, siendo D/v el tiempo de propagación del pulso de excitación (a una velocidad de propagación v) que existe desde la fuente de perturbación hacia el reflector (ubicado a una distancia D_i) y desde el reflector hacia el i -ésimo micrófono (ubicado a una distancia D_{r_i}). En ese caso la distancia total de propagación D (en unidades de m), se define de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} D &= D_i + D_{r_i} \\ D_i &= \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} \\ D_{r_i} &= \sqrt{(x - x_{r_i})^2 + (y - y_{r_i})^2 + (z - z_{r_i})^2} \end{aligned} \quad (V.2)$$

El termino adimensional $r_{\theta(x,y,z)}$ de la ecuación (V.1) define el patrón de directividad de la fuente de perturbación acústica, el cual se determinó de los datos experimentales obtenidos en el Capítulo IV, definido como:

$$r_{\theta(x,y,z)} = \left| 0.22 + 0.43 \cos[\theta(x, y, z)] + 0.35 \cos[2\theta(x, y, z)] \right| \quad (\text{V.3})$$

en donde $\theta(x, y, z)$ es el ángulo del sistema de coordenadas esféricas, en torno al eje coordenado z del modelo representado en la Figura V.2, definido de la siguiente manera:

$$\theta(z, y, z) = \cos^{-1} \left[\frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \right] \quad (\text{V.4})$$

Asimismo, el termino $|R(x, y, z)|$ de la ecuación (V.1), es modulo del coeficiente de reflexión en un punto (x, y, z) del espacio considerado. Por otro lado el término $A(D)$ representa la atenuación de la onda por el medio, que para el caso de este modelo, representa la atenuación de la onda en el aire y la atenuación de la onda por el medio arena. Esto es:

$$A(D) = \begin{cases} \frac{z_0}{D} e^{-\alpha(D-z_0)} & \text{en el aire} \\ \frac{z_s}{D} e^{-\alpha(D-z_s)} & \text{en la arena} \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

siendo el termino exponencial en ambos casos, la atenuación material o absorción a través de su correspondiente coeficiente de atenuación α (en unidades $1/m$), z_0 es un valor de profundidad de referencia aproximadamente igual a cero, z_s es la profundidad a la cual se encuentra la superficie de arena (ver Figura V.2), los términos z_0/D y z_s/D corresponden a la atenuación geométrica de la onda debido a la forma esférica de propagación que se desarrolla en cada uno de los medios (Kinsler et al., 2000 ; Santamarina et al., 2001).

El pulso de excitación acústica $p(t)$, es el que se obtendría de la fuente de perturbación acústica, ante la señal eléctrica chirp de excitación. Este se modeló como la convolución entre una señal chirp de excitación $s_e(t)$, con la respuesta impulsiva obtenida experimentalmente en el Capítulo IV, de la fuente de perturbación acústica. Las amplitudes del pulso de excitación acústica se normalizan respecto de su máximo valor, para independizarse de las unidades de presión.

Una imagen de ecografía acústica se construye a partir de la acumulación de señales digitales o discretas normalizadas en amplitud. El modelo de señal discreto correspondiente a la señal sensada en cada uno de los micrófonos i , y se define como (Schutz, 1994):

$$\begin{aligned} x_i[n] = \tilde{x}_i(nT) &= \sum_{j=0}^{Q-1} s_j p[n-j] + w[n] \\ &= p[n] * s[n] + w[n] \end{aligned} \quad (\text{V.6})$$

en donde n es el tiempo discreto asociado a cada tiempo $t_n = nT = n f_s^{-1}$ con f_s como la frecuencia de muestreo o frecuencia de Nyquist (Oppenheim y Willsky, 1983; Proakis y Manolakis; 1996; Oppenheim y Schaffer, 1999). $p[n] = p(nT)$ es la señal digital o discreta correspondiente al pulso de excitación acústica, $s[n]$ es la respuesta impulsiva discreta del medio de propagación de Q elementos y $w[n]$ la señal ruido. Observe que la expresión de la ecuación (V.6) corresponde a la convolución del pulso de excitación acústica $p[n]$ con la respuesta impulsional del medio de propagación $s[n]$, mas una cierta componente de señal ruido $w[n]$. Los Q elementos de la respuesta impulsional del medio de propagación $s[n]$, corresponden a los coeficientes de reflexión. De esta manera se obtienen tres grupos de señales discretas: la suma de señales discretas correspondientes a los seis micrófonos que conforman el grupo M0 ($x_{M0_m}[n]$), la señal discreta correspondiente al micrófono M1 ($x_{M1_m}[n]$) y la señal discreta correspondiente al micrófono M2 ($x_{M2_m}[n]$). A partir de estas señales discretas, se construyen las siguientes matrices de señales discretas acumuladas:

$$\begin{aligned}
E_{M0}[n, m] &= \sum_{i=1}^6 x_{M0_{i_m}}[n] = x_{M0_m}[n] \\
E_{M1}[n, m] &= x_{M1_m}[n] \\
E_{M2}[n, m] &= x_{M2_m}[n] \\
m &= 1, 2, \dots, M
\end{aligned} \tag{V.7}$$

en donde M es la cantidad de señales discretas obtenidas a lo largo del perfil prospectado y cuyo valor esta en relación con una escala espacial correspondiente a la longitud del perfil. Si a los valores de estas matrices se les asigna una escala de colores, se obtiene una imagen preliminar de ecografía en modo B de representación y cuyas dimensiones están en relación con la cantidad de elementos de la matriz, versus la dimensión de los pixeles adoptados para representar los valores de las matrices.

La implementación del modelo para el sistema de ecografía acústica en la celda con arena, se realizó en el entorno de MATLAB (ver Apéndice D), en el cual se definieron las escalas espaciales en función de las dimensiones reales de la celda con arena, como así también los valores de las magnitudes que participan en dicho modelo. Estos valores se adoptaron a partir de los resultados presentados en el Capítulo IV, donde se caracterizó el medio arena y se determinó el comportamiento de cada uno de los elementos del sistema prototipo de ecografía acústica desarrollado. En la Tabla V.2, se resumen los valores de los parámetros adoptados para la implementación del modelo. Una vez definido los parámetros del modelo, se llevó a cabo la simulación del modelo considerando las condiciones de borde del medio arena y la presencia de un objeto cuadrado metálico de 12 *cm* de longitud por 3 *cm* de espesor, ubicado a una profundidad de 15 *cm* tal como se muestra en el esquema de la Figura V.3. Para indicarle al modelo las condiciones de borde y la presencia del objeto metálico, se definieron los valores de los coeficientes de reflexión $|R(x, y, z)|$, en aquellos lugares del medio arena en donde se produce el cambio de impedancia mecánica. Dichos valores se resumen en la Tabla V.3. En la Figura V.4 se muestra la forma de onda de la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$, junto a su espectro potencia. Seguidamente, en la Figura V.5 se muestra la forma de onda del pulso de excitación acústica $p(t_n)$ y su correspondiente espectro potencia.

Tabla V.2: Parámetros del modelo para el sistema de ecografía acústica en la celda con arena.

Parámetros del Modelo	Valores Adoptados
Velocidad de propagación de la onda acústica en el aire	$c = 354 \text{ m / s}$
Velocidad promedio de las ondas de compresión	$v_{pl-II} = 200 \text{ m / s}$
Coefficiente de atenuación del aire	$\alpha_{aire} = 13.7 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$
Coefficiente de atenuación del medio arena	$\alpha_{arena} = 5 \text{ m}^{-1}$
Matriz tridimensional de coeficientes de reflexión	$R(x, y, z)$ de (50x50x50 elementos)
Dimensiones mínimas y máximas de recorrido en la celda	$x_{min} = 0.1 \text{ m}$ $x_{max} = 0.9 \text{ m}$ $y_{min} = 0.1 \text{ m}$ $y_{max} = 0.9 \text{ m}$ $z_{min} = 0$ $z_{max} = 0.7 \text{ m}$
Escala espacial en los ejes coordenados	$E_x = 1 / 50 \text{ [m / elementos]}$ $E_y = 1 / 50 \text{ [m / elementos]}$ $E_z = 0.7 / 50 \text{ [m / elementos]}$
Rango espacial o cantidad de señales digitales discretas	$M = 41$
Rango temporal discreto o cantidad de muestras de las señales digitales	$N = 500$
Frecuencia de muestreo	$F_m = 50 \text{ kHz}$

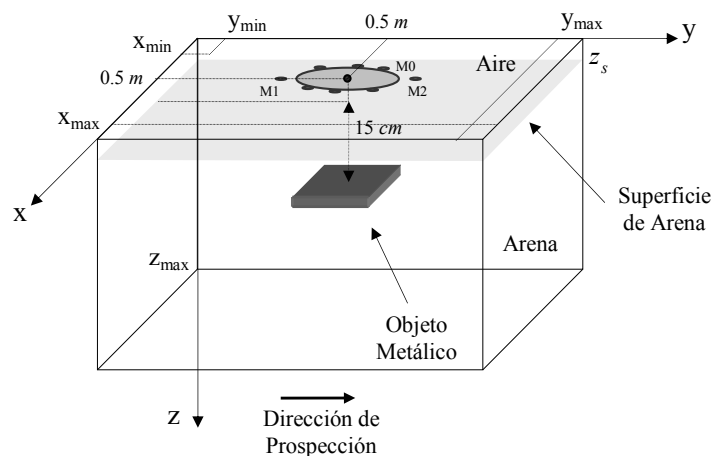


Figura V.3: Ubicación espacial del disco metálico en la implementación del modelo de sistema de ecografía acústica en la celda con arena.

Tabla V.3: Coeficientes de reflexión de las interfaces del sistema simulado en la celda con arena. Valores obtenidos de la Tabla II.3.

Coeficientes de Reflexión del Modelo $R(x, y, z)$	Valores Adoptados
$R(x, y, 3\text{ cm})$	0.99961, coeficiente de reflexión Aire – Arena
$R(44\text{ cm} \rightarrow 56\text{ cm}, 44\text{ cm} \rightarrow 56\text{ cm}, 15\text{ cm})$	0.91; coeficiente reflexión Arena – Acero
$R(44\text{ cm} \rightarrow 56\text{ cm}, 44\text{ cm} \rightarrow 56\text{ cm}, 18\text{ cm})$	-0.91; coeficiente reflexión Acero – Arena
$R(x, y, 70\text{ cm})$	-0.99961, coeficiente de reflexión Arena – Aire

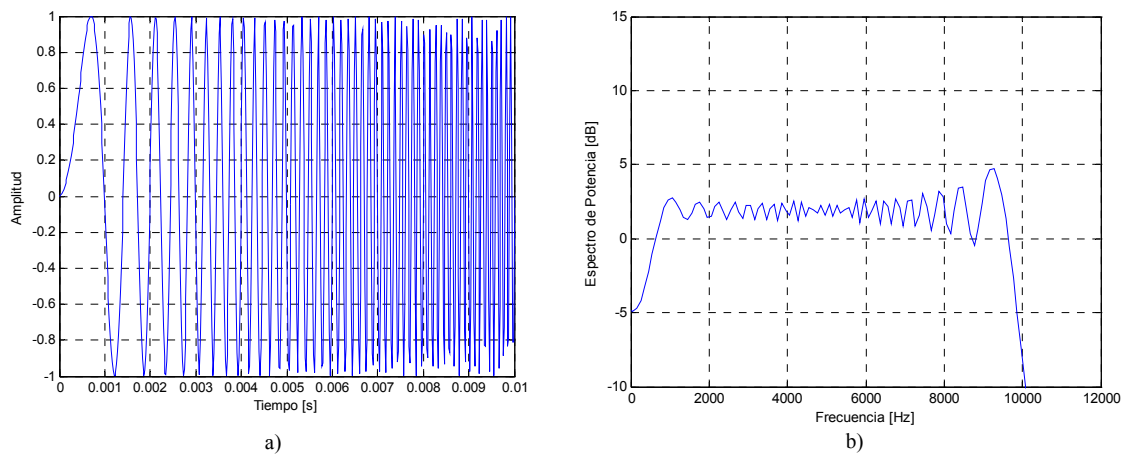


Figura V.4: a) Forma de onda de la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$, con variación lineal de frecuencia de 10 Hz a 10 kHz y frecuencia media de 5.1 kHz. b) Espectro de potencia de la señal chirp de excitación.

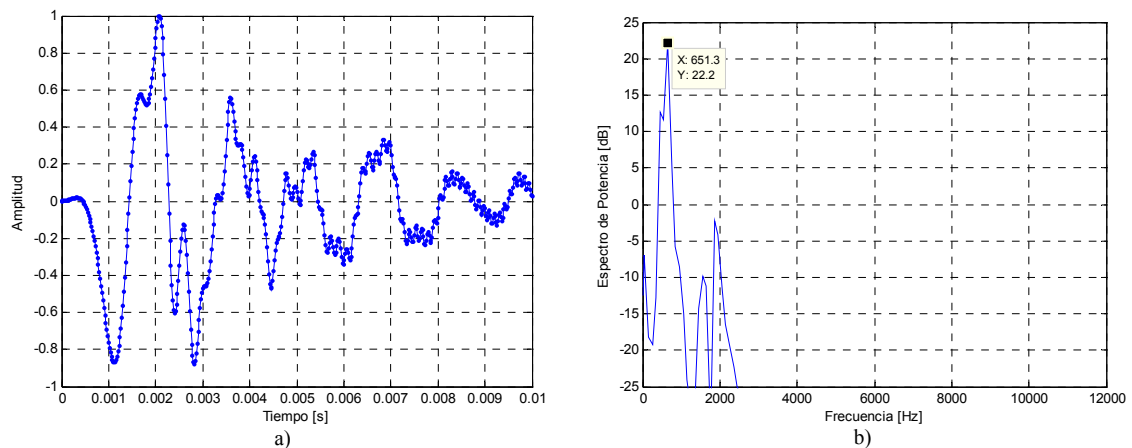


Figura V.5: a) Forma de onda del pulso de excitación acústica $p(t_n)$, b) espectro de potencia del pulso de excitación acústica.

En la Figura V.6 se muestran las apariencias de las imágenes preliminares de ecografía acústica obtenidas del modelo, en correspondencia con la composición de señales discretas de (V.7), a las cuales se les aplicó la transformada Hilbert para obtener sus envolventes y se les asignó una escala de colores conveniente. Particularmente, en la Figura V.7 se muestran las señales digitales obtenidas de la simulación del modelo, correspondientes al sector medio de las imágenes de ecografías acústicas preliminares ($E_{M_0}[n,20]$, $E_{M_1}[n,20]$, $E_{M_2}[n,20]$). En torno a este sector, se ubica el objeto metálico de 12 cm de longitud por 3 cm de espesor, a la profundidad de 15 cm del medio simulado. Finalmente en la Figura V.8 se muestran los espectros de potencia de las señales, en donde se puede apreciar la transformación de cada uno de los espectros. Esta transformación de los espectros se debe principalmente, a la acción de filtrado que provoca la fuente de perturbación acústica y la interacción de las ondas acústicas en la superficie según el punto de observación del fenómeno.

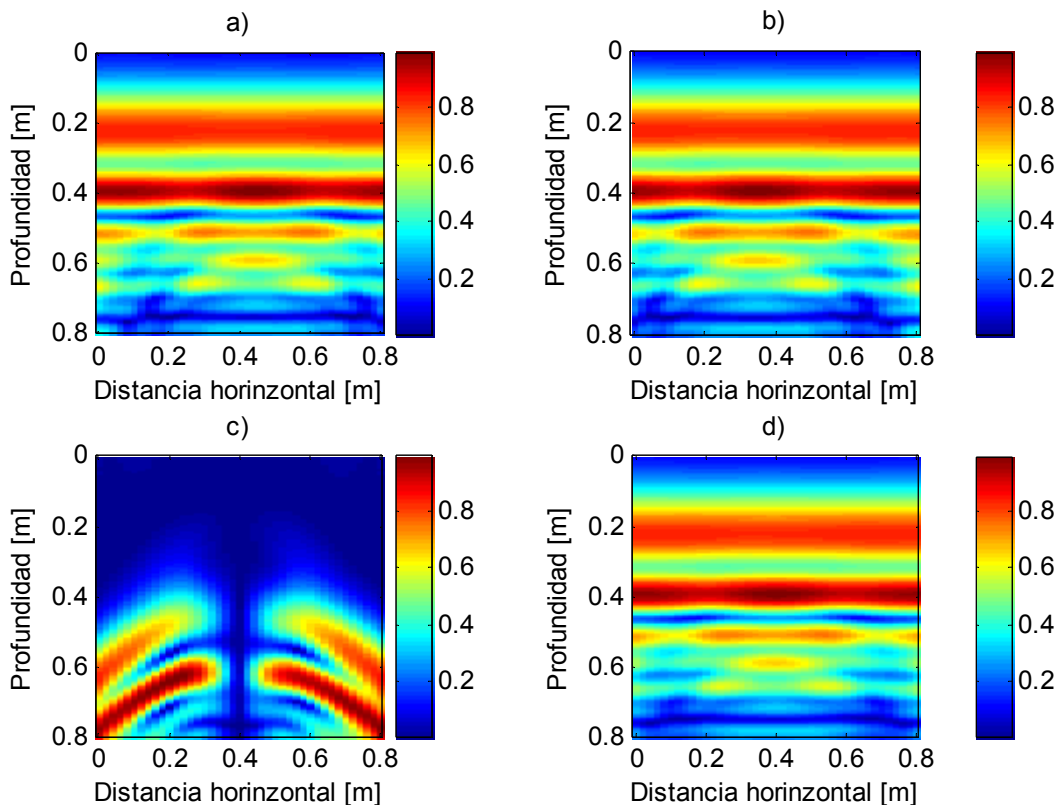


Figura V.6: Ecografías acústicas preliminares, obtenidas de la simulación del modelo. a) Ecografía acústica E_{M_1} obtenida a través del micrófono M1. b) Ecografía acústica E_{M_2} obtenida a través del micrófono M2. c) Ecografía acústica obtenida a través de la diferencia en las señales de los micrófonos M2 y M1. d) Ecografía acústica E_{M_0} obtenida a través del grupo de micrófonos M0.

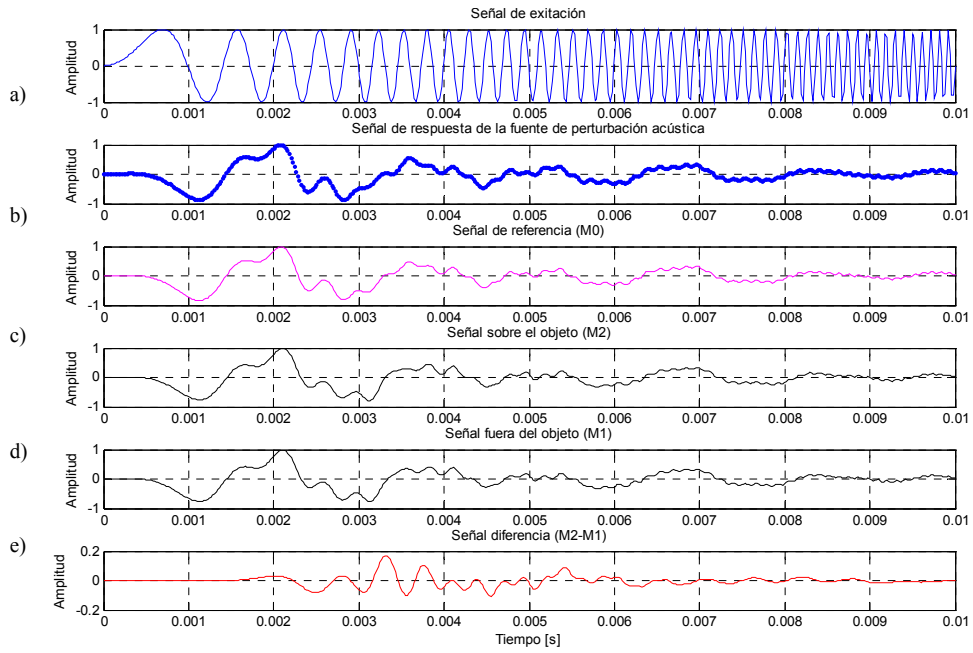


Figura V.7: Señales excitación y recepción obtenidas de la simulación del modelo.
 a) Señal chirp de excitación $s_e(t_n)$, b) señal de excitación acústica de la fuente de perturbación $p(t_n)$, c) señal de referencia obtenida a través del grupo de micrófonos M0 superficie, c) señal acústica obtenida del micrófono M2, d) señal acústica obtenida del micrófono M1, e) señal resultante de la diferencia entre los micrófonos M2 y M1.

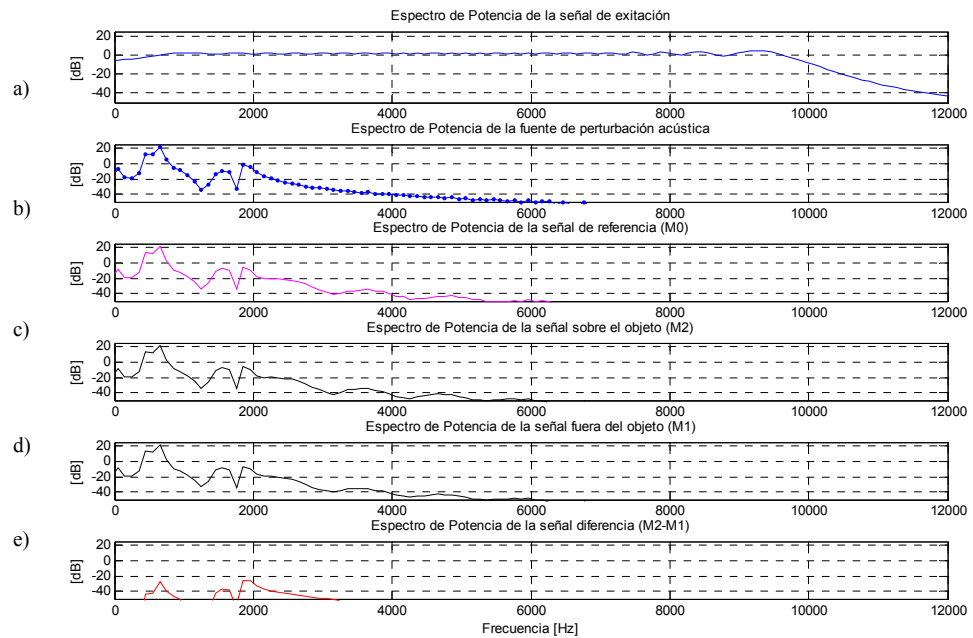


Figura V.8: Espectros de potencia de las señales, obtenidas de la simulación del modelo, mostradas en la Figura V.7.

Como puede observarse en las imágenes de ecografía de la Figura V.6 y en las señales de la Figura V.7, las mismas responden al hecho de haber utilizado una señal de

excitación del tipo chirp. Es por ello que la tarea de identificación de los tiempos de arribo correspondiente a los pulsos reflejados de onda acústica, no se hacen evidente. Por otro lado, a pesar de que las consideraciones tenidas en cuenta para el planteo del modelo, no se corresponden totalmente con el concepto de acoplamiento acústico sísmico (ver Capítulo II), los resultados obtenidos de la implementación del modelo brindan información sobre los tipos de contrastes a obtener debido a la configuración del sistema y a la disposición de los reflectores simulados en el medio arena. Así, a partir de estos resultados, en los párrafos siguientes se realiza el diseño y estudio teórico de las secuencias de procesamiento que permitan identificar con mayor claridad los patrones de onda relacionados a los cambios de impedancia entre los reflectores recreados.

V.3. PROCESAMIENTO DIGITAL DE LOS DATOS CHIRP

Como se comentó en los capítulos precedentes, los sistemas de prospección o exploración basados en el principio de reflexión de ondas, utilizan señales de excitación del tipo impulsivas o pulsos sinusoidales de un cierto valor de frecuencia, recreados a través de un sistema de perturbación mecánico o electromecánico. La razón de ello se debe, a que estos tipos de excitaciones son de corta duración y permiten identificar de manera inmediata los arribos temporales en las señales sensadas, correspondientes a los pulsos de onda reflejados. En el caso de los métodos sísmicos de prospección, existen diversas metodologías para determinar los primeros arribos de las ondas, ante estos tipos de perturbaciones (Lee, 2003). Entre ellas se puede mencionar:

- ***Inspección Visual:*** El intérprete identifica y marca los primeros arribos en las trazas o señales de acuerdo a su experiencia. Solo requiere el conocimiento del comportamiento o patrón de las ondas por parte del mismo (ej. reconocer si el patrón se debe a la onda directa, refracción de onda, reflexión de onda, etc.).
- ***Inversión de Polaridades:*** En algunos métodos sísmicos, se realiza la perturbación del medio en dos oportunidades, invirtiendo la polaridad en una de ellas. De esta manera se cuentan con dos grupos de señales en el mismo punto de sensado, las cuales se suman para anular aquellas componentes relacionadas a la onda S y resaltar aquellas componentes relacionadas con la onda P.
- ***Automático:*** Se define un nivel de ruido umbral, de manera tal que este sea superado por el primer pulso de onda que se registre. Así, la primera

intersección entre dicho umbral y el pulso de onda, corresponde al primer tiempo de arribo. Este procedimiento es muy riesgoso y debe ser monitoreado por un especialista, ya que si no se conoce con exactitud el patrón de emisión y no se cuenta con una relación señal – ruido SNR alta, existe la posibilidad de detectar ruidos como primeros arribos.

- **Correlación de señales:** Se realiza la correlación entre la señal correspondiente a la perturbación del medio con aquellas señales obtenidas de los sensores de onda. Esta técnica detecta las similitudes o parecidos entre las señales correlacionadas, permitiendo medir el desplazamiento en tiempo entre ambas.

Las metodologías mencionadas para identificación de los tiempos de arribo, no pueden ser utilizadas directamente en el sistema prototipo de ecografías acústicas, ya que este sistema utiliza señales de excitación del tipo chirp (señales de larga duración con cierta variación de frecuencia). Así, ante el caso de cierto reflector o reflectores próximos, las señales sensadas presentan patrones de interferencia y de difracción de onda, con gran ondulación (ver Figura V.6). Sin embargo, tal como se enunció en el Capítulo IV, la razón de utilizar este tipo de señales es la posibilidad de lograr mayores resoluciones.

Para lograr suprimir los efectos temporales en las señales sensadas debido al uso de las señales de excitación del tipo chirp y poder identificar los arribos temporales en las señales, se recurre comúnmente a la aplicación del filtro Matched (Turin, 1960; Mahafza y Elsherbeni, 2004). Este filtro corresponde a un grupo de filtros óptimos, que permiten extraer la información de la ondícula (wavelet) presente en una señal contaminada por ruido, siendo este ruido no necesariamente del tipo gaussiano. Esta acción se lleva a cabo por medio de la correlación de la señal con la ondícula que caracteriza a la señal. Esto da lugar principalmente a dos transformaciones en la señal y que consisten: en una mejora de la relación señal ruido SNR y en una compresión temporal de la señal. La compresión temporal viene definida a través del siguiente factor (Mahafza y Elsherbeni, 2004):

$$\xi \cong B \tau' \tag{V.8}$$

en donde τ' es el ancho temporal de la ondícula chirp y B es el ancho de banda de la misma. En la Figura V.9 se muestra el resultado de la compresión que se logra en señal

chirp de excitación $s_e(t_n)$. Como se puede observar en la figura, la ondícula característica es la misma señal chirp de excitación, y el resultado que se obtiene corresponde a la autocorrelación de la señal. La autocorrelación de la señal chirp de excitación, da como resultado una señal de fase cero cuya ondícula que caracteriza a la señal, se denomina ondícula Klauder (Quinn et al., 1998; Costain y Coruh, 2004).

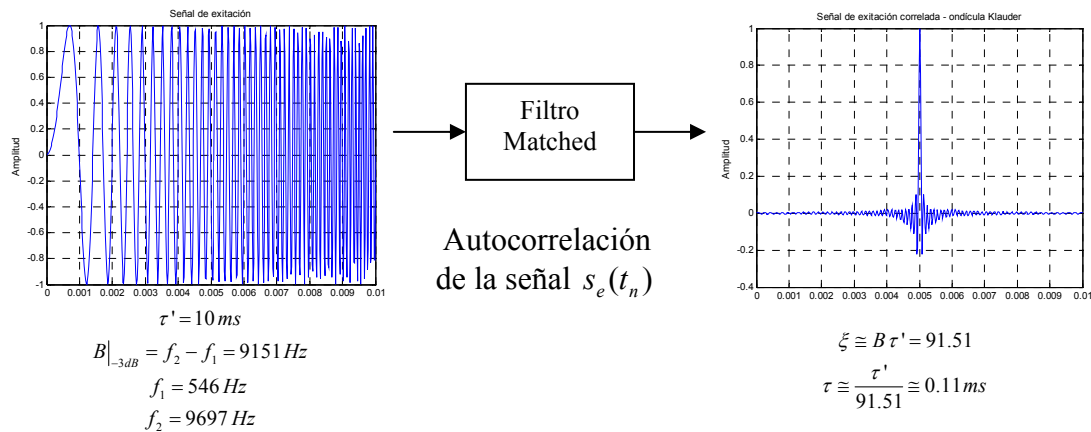


Figura V.9: Compresión lograda sobre la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$.

De lo expuesto, es posible aplicar dicho criterio de compresión, en las señales mostradas en la Figura V.7. Quinn et al. (1998), llama a este tipo de señales como datos chirp no correlados. Una vez realizado el filtrado con el filtro Matched sobre estas señales, las mismas quedan correladas con la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$. En la Figura V.10, se muestran el resultado de correlar cada una de las señales digitales que componen a las ecografías acústicas preliminares de la Figura V.6, con la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$. Como puede observarse en las imágenes de la figura, al aplicar el filtro Matched logramos la compresión buscada de las señales digitales, esto permite corregir el ensanchamiento temporal producto de la utilización de señales chirp. Asimismo se puede apreciar cierto patrón en las imágenes que evidencia la presencia del reflector correspondiente al objeto metálico simulado en el medio. Esto también puede observarse en las señales correladas de la Figura V.11, entorno a la línea punteada ubicada a los 1.5 ms. No obstante, las imágenes obtenidas a partir de este procedimiento como así también de las señales correspondientes, presentan una limitada fidelidad. Con respecto a la mejora de la relación señal ruido SNR que experimentan las señales, esta acción se hace evidente al observar los espectros de potencia de la Figura V.12.

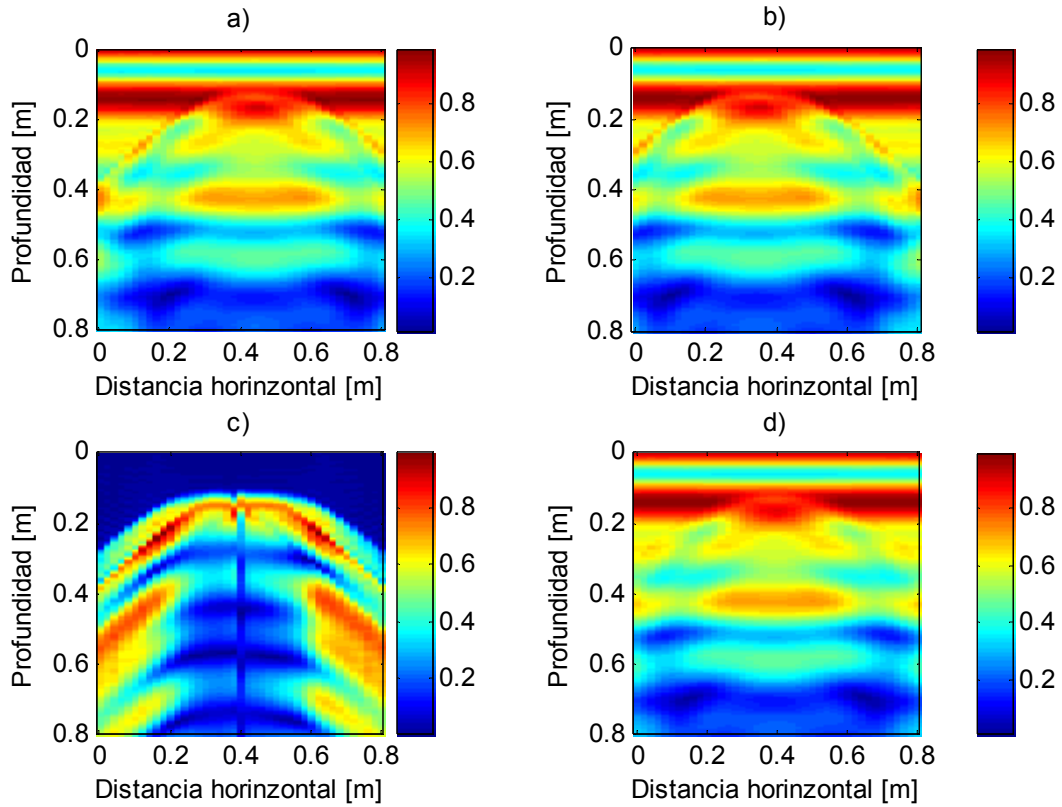


Figura V.10: Imágenes obtenidas luego correlar cada una de las señales digitales que componen a las ecografías acústicas preliminares de la Figura V.6, con la señal de excitación chirp $s_e(t_n)$ (aplicación del filtro Matched).

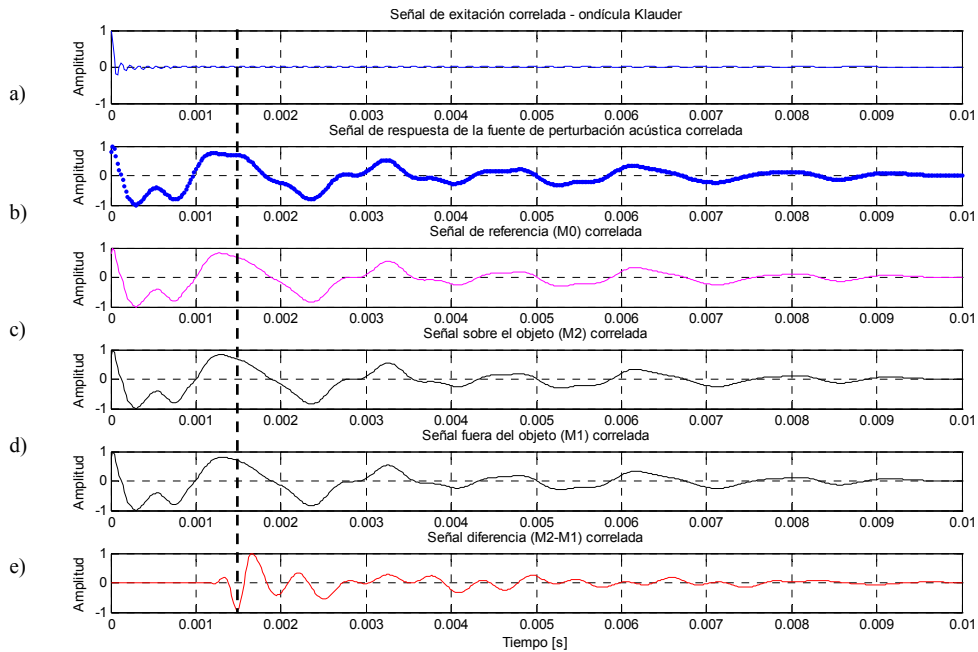


Figura V.11: Señales obtenidas luego correlar las señales de la Figura V.7 con la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$ (aplicación del filtro Matched). Las señales están normalizadas respecto de su máxima amplitud.

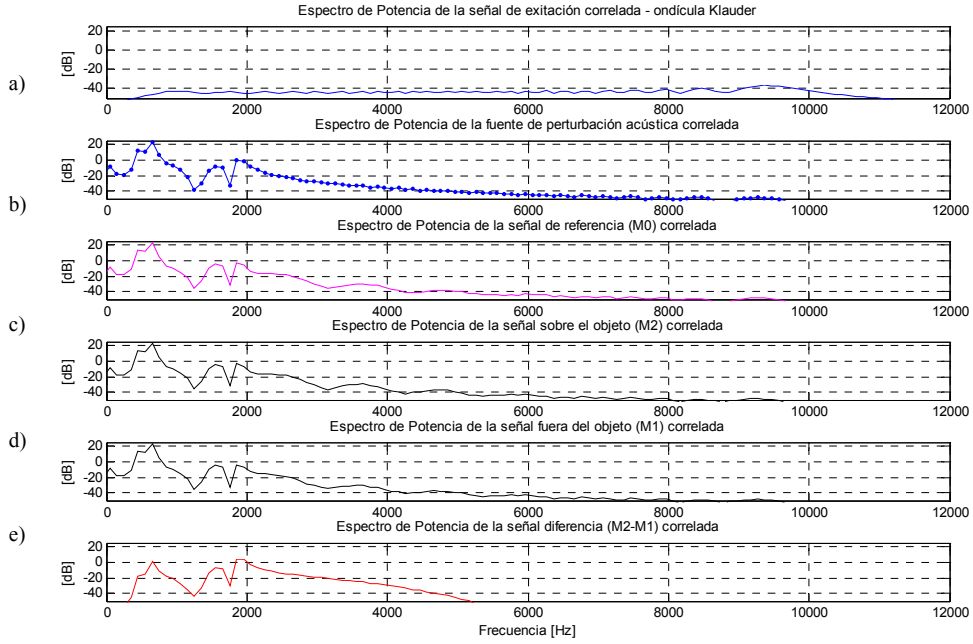


Figura V.12: Espectros de potencia de las señales mostradas en la Figura V.11, obtenidas de la simulación del modelo.

La limitada fidelidad con la cual se obtuvieron las imágenes de la Figura V.10, luego de aplicar el filtro Matched, radica en las sucesivas transformaciones que sufre la señal chirp de excitación $s_e(t_n)$ y que no son tenidas en cuenta por este tipo de procesamiento. Estos efectos de transformación dependen del punto de observación del fenómeno de onda, a través de las señales digitales disponibles. En el sistema prototipo de ecografía sísmica, solo se tiene disponible para llevar a cabo la secuencia de procesamiento digital de señal, la señal digital chirp de excitación ($s_e[n]$), la señal digital correspondiente al grupo de micrófono M0 ($x_{M0_m}[n]$) y la señal digital diferencia entre los micrófonos M2 y M1 ($x_{MD_m}[n] = x_{M2_m}[n] - x_{M1_m}[n]$). Estas señales están involucradas a través de la respuesta impulsiva de la fuente de perturbación acústica ($h_f[n]$) y la respuesta impulsiva del medio de propagación en el punto de observación ($s[n]$). Por lo que las señales $x_{M0_m}[n]$ y $x_{MD_m}[n]$, teniendo en cuenta el modelo de señal de (V.6), pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 x_{M0_m}[n] &= s_e[n] * h_f[n] * s_0[n] + w[n] \\
 x_{MD_m}[n] &= s_e[n] * h_f[n] * s_D[n] + w[n]
 \end{aligned}
 \tag{V.9}$$

siendo $m = 1, 2, \dots, M$ la cantidad de señales discretas obtenidas a lo largo del perfil prospectado, $s_0[n]$ y $s_D[n]$ son las respuestas impulsivas del medio de propagación desde el punto de vista de observación de cada una de las señales $x_{M0_m}[n]$ y $x_{MD_m}[n]$ respectivamente. $w[n]$ es una componente de señal ruido, la cual puede considerarse como ruido gaussiano (Schutz, 1994; Ulrych y Sacchi, 2005) y que puede relacionarse con la rugosidad de la superficie (Rogers y Don, 1996).

Existe una relación implícita entre las respuestas impulsivas $s_0[n]$ y $s_D[n]$, la cual surge de analizar los espectros de potencia de la Figura V.8. Como puede allí observarse, el espectro de potencia correspondiente a la señal de referencia $x_{M0_m}[n]$ (ver Figura V.8.b), es mas ensanchado que el espectro de potencia correspondiente a la señal diferencia $x_{MD_m}[n]$ (ver Figura V.8.e). Esto tiene sentido, ya que la acción de componer la señal diferencia $x_{MD_m}[n]$, produce una acción de filtrado sobre los espectros de potencia individuales de cada una de las señales $x_{M2_m}[n]$ y $x_{M1_m}[n]$. Por lo tanto, si respuesta impulsiva $s_0[n]$ presenta un estado observacional del fenómeno más amplio en comparación con la respuesta impulsiva $s_D[n]$, es posible realizar la siguiente aproximación de la respuesta $s_D[n]$:

$$s_D[n] = s_0[n] * s_r[n] \quad (\text{V.10})$$

siendo $s_r[n]$ la respuesta impulsiva relacionada con aquellos reflectores presentes en el medio. Por lo que reescribiendo la expresión (V.9), a partir de (V.10), se tiene:

$$\begin{aligned} x_{M0_m}[n] &= s_e[n] * h_f[n] * s_0[n] + w[n] \\ x_{MD_m}[n] &\cong x_{M0_m}[n] * s_r[n] + w[n] \end{aligned} \quad (\text{V.11})$$

Rogers y Don (1996) explica que la relación mostrada en (V.11), entre las señales $x_{MD_m}[n]$ y $x_{M0_m}[n]$ a través de la respuesta impulsiva $s_r[n]$, es estrechamente limitada cuando la rugosidad de la superficie es importante. Por lo que propone correlacionar ambas señales, para así destacar dicha relación. De lo expuesto, si se asume el total

desconocimiento de las respuestas impulsivas $h_f[n]$, $s_0[n]$ y $s_r[n]$, a la vez de considerar a las señales $x_{M0_m}[n]$ y $x_{MD_m}[n]$ como realizaciones de procesos aleatorios estacionarios, aplicando las propiedades de procesos aleatorios en sistemas lineales invariantes en el tiempo (ver Apéndice B), se tiene:

$$\begin{aligned} R_{x_{M0_m}}[n] &\cong R_{s_e}[n] * (h_f[n] * s_0[n]) * (h_f[-n] * s_0[-n])^* \\ R_{x_{MD_m} x_{M0_m}}[n] &\cong R_{x_{M0_m}}[n] * s_r[n] \end{aligned} \quad (\text{V.12})$$

en donde $R_{x_{M0_m}}[n]$ es la autocorrelación de la señal $x_{M0_m}[n]$, $R_{s_e}[n]$ es la autocorrelación de la señal de excitación chirp $s_e(t_n)$ u ondícula Klauder, el superíndice * hace referencia a que el termino entre paréntesis es el complejo conjugado. $R_{x_{MD_m} x_{M0_m}}[n]$ es la correlación cruzada de las señales $x_{MD_m}[n]$ y $x_{M0_m}[n]$. Si se asume a la ondícula Klauder aproximada a la señal delta Dirac, esto es $R_{s_e}[n] \cong \delta[n]$, puede describirse la expresión (V.12), de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} R_{x_{M0_m}}[n] &\cong (h_f[n] * s_0[n]) * (h_f[-n] * s_0[-n])^* \\ R_{x_{MD_m} x_{M0_m}}[n] &\cong s_r[n] * (h_f[n] * s_0[n]) * (h_f[-n] * s_0[-n])^* \end{aligned} \quad (\text{V.13})$$

Así, a través de la expresión (V.13), es posible aplicar el proceso de deconvolución (ver Capitulo III) con el objeto de estimar la respuesta impulsiva $s_r[n]$. Esta estimación, resulta de resolver la siguiente expresión:

$$s_r[n] = R_{x_{MD_m} x_{M0_m}}[n] * h \quad (\text{V.14})$$

siendo $h = [(h_f[n] * s_0[n]) * (h_f[-n] * s_0[-n])^*]^{-1}$ la respuesta impulsiva del filtro inverso a estimar, en el proceso de deconvolución. Consecuentemente, ya que se trata de una estimación, es posible determinar el error que se comete en encontrar h a través de la siguiente expresión:

$$Error[n] = \delta[n] - R_{x_{M0_m}}[n] * h \quad (\text{V.15})$$

La estimación del filtro inverso se realizó a través del filtro de Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman (ver Apéndice B), evaluando el comportamiento de los mismos por medio de la determinación de las señales error a través de la expresión (V.15). En las Figuras V.13 a V.18, se muestran las evoluciones del error que cometen cada uno de los filtros evaluados, a partir de la señal de referencia $x_{M0_m}[n]$ y la señal diferencia $x_{MD_m}[n]$ de la Figura V.7.

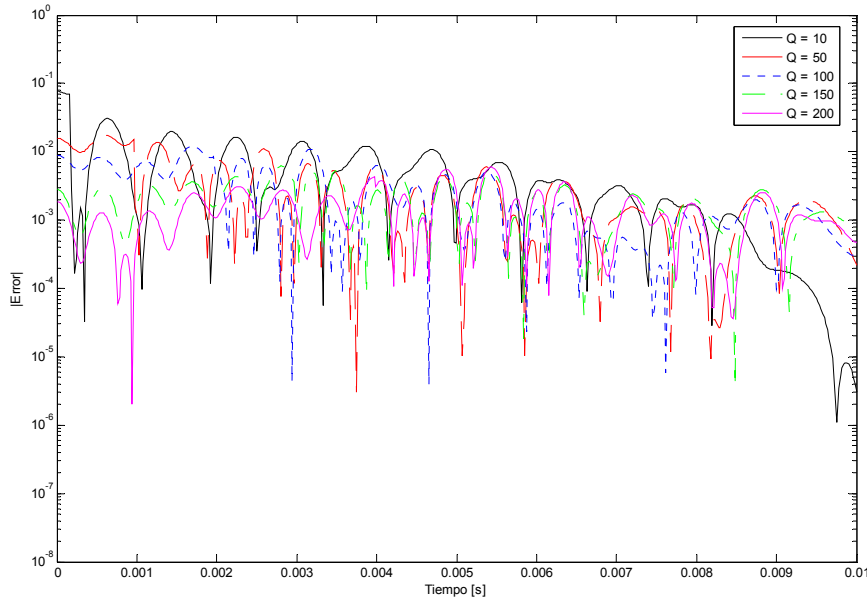


Figura V.13: Módulo del error con respecto al tiempo, cometido por el filtro de Wiener en la estimación del filtro inverso, para diferentes cantidades de coeficientes Q .

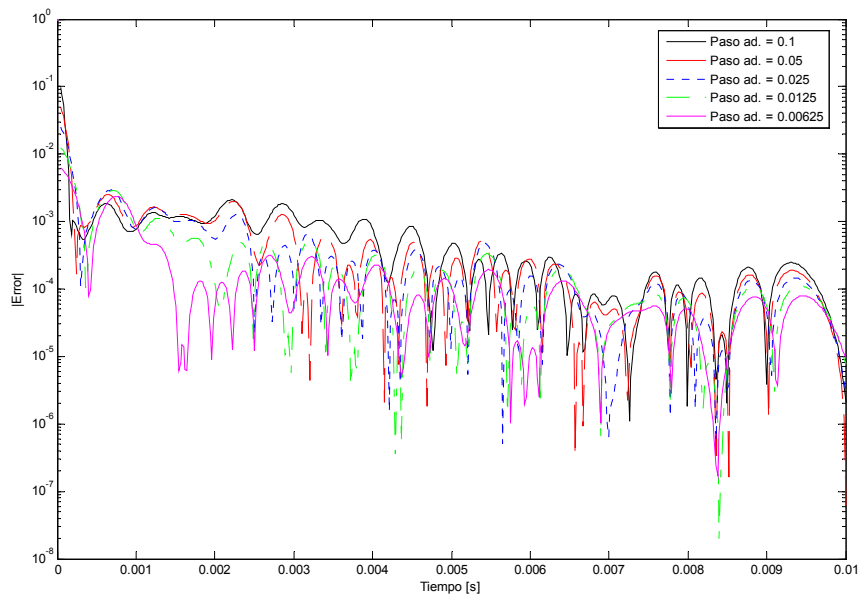


Figura V.14: Módulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo LMS en la estimación del filtro inverso, con una cantidad de coeficientes $Q = 50$ y para diferentes pasos de adaptación del algoritmo.

Como puede observarse en la Figura V.13, el error que se comete con el filtro de Wiener se reduce en la medida que aumentan la cantidad de coeficientes. Para una cantidad de coeficientes $Q = 50$ el comportamiento del filtro es aceptable, ya que el error no presenta demasiadas oscilaciones. Por ser el filtro de Wiener el filtro óptimo para el proceso de estimación, hay que tener en cuenta, que la veracidad del mismo está fuertemente influenciada por la relación señal ruido SNR y por la calidad de los estimadores de los parámetros estadísticos utilizados en el filtro (ver Apéndices B).

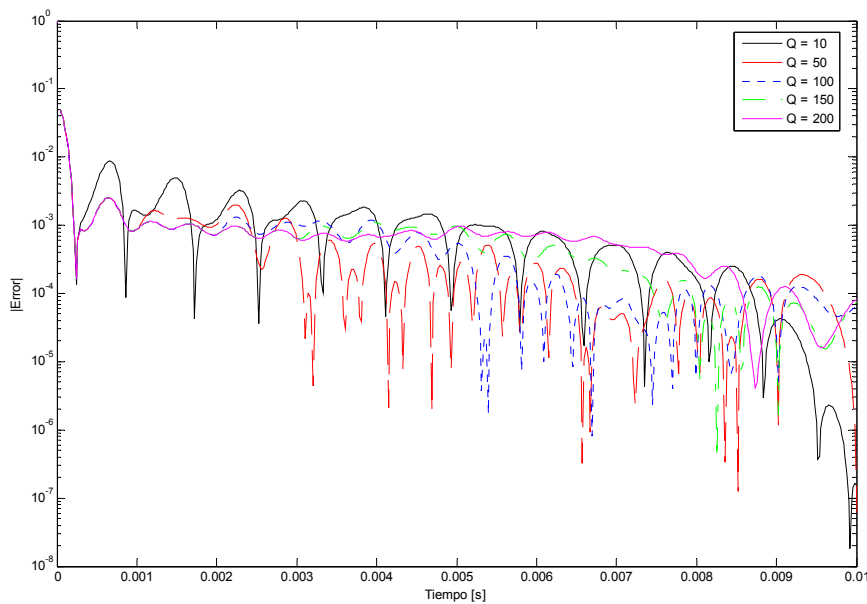


Figura V.15: Módulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo LMS en la estimación del filtro inverso, con paso de adaptación del algoritmo de 0.05 y para diferentes cantidades de coeficientes Q .

En la Figura V.14 y Figura V.15 puede observarse que el error que se comete con el filtro adaptativo LMS, depende de la relación que existe entre la cantidad de coeficientes y el paso de adaptación (ver Apéndice B). Esta relación asegura la convergencia del algoritmo al valor óptimo de Wiener, evitando los sobresaltos en la adaptación (ver Figura V.15). Los mejores resultados se obtienen para el caso en donde se utiliza una cantidad de coeficientes de $Q = 50$ y un paso de adaptación de 0.05, ya que se observa una rápida convergencia del algoritmo a una situación de menor oscilación del error. La ventaja de utilizar el filtro LMS por sobre el filtro de Wiener, es la facilidad de su implementación y el menor costo computacional. Sin embargo, acarrea la necesidad de tener en cuenta dos parámetros que definen la convergencia o estabilidad del algoritmo. Para subsanar este detalle se utiliza el filtro adaptativo NLMS en donde el único parámetro a considerar es la cantidad de coeficientes del mismo (ver

Apéndice B). En la Figura V.16 se muestra el error que se comete con el filtro adaptativo NLMS en la medida que aumentan la cantidad de coeficientes Q . Si bien se observa que los valores de error se encuentran por debajo de 10^{-2} , se observa además una tendencia del error con altas oscilaciones a diferencia de los errores obtenidos por filtro adaptativo LMS, en las condiciones de buena convergencia. Puede verse además, que para una cantidad de coeficientes de $Q = 50$, el comportamiento del filtro es aceptable.

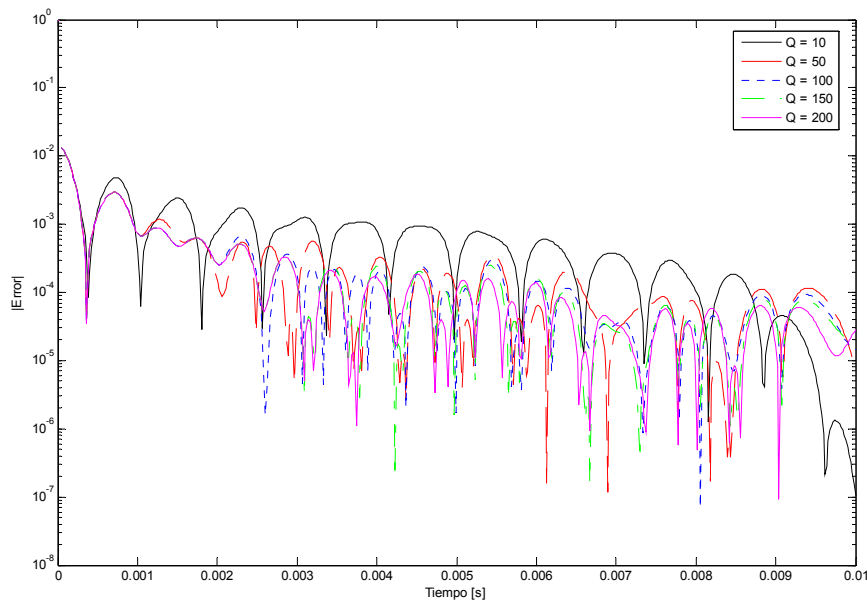


Figura V.16: Módulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo NLMS en la estimación del filtro inverso, para diferentes cantidades de coeficientes Q .

Otra manera de recurrir a la estimación de la solución óptima de Wiener es a partir de una solución recursiva tal como lo hace el filtro adaptativo RLS (ver Apéndice B). En la Figura V.17, se observa el error que comete el filtro adaptativo de RLS en la medida que aumenta la cantidad de coeficientes Q , para un factor de olvido de 0.99. Como puede observarse en los resultados, la convergencia del algoritmo depende de la cantidad de coeficientes Q del filtro. Para valores de Q menores a 30, la convergencia del algoritmo es rápida, ya que se observa una continua disminución del error. Para valores de Q mayores a 30 se observa el desajuste del algoritmo en los primeros instantes, el cual aumenta con la cantidad de coeficientes Q . El grado de desajuste del algoritmo puede controlarse para factores de olvido cercanos a la unidad (ver Apéndice B).

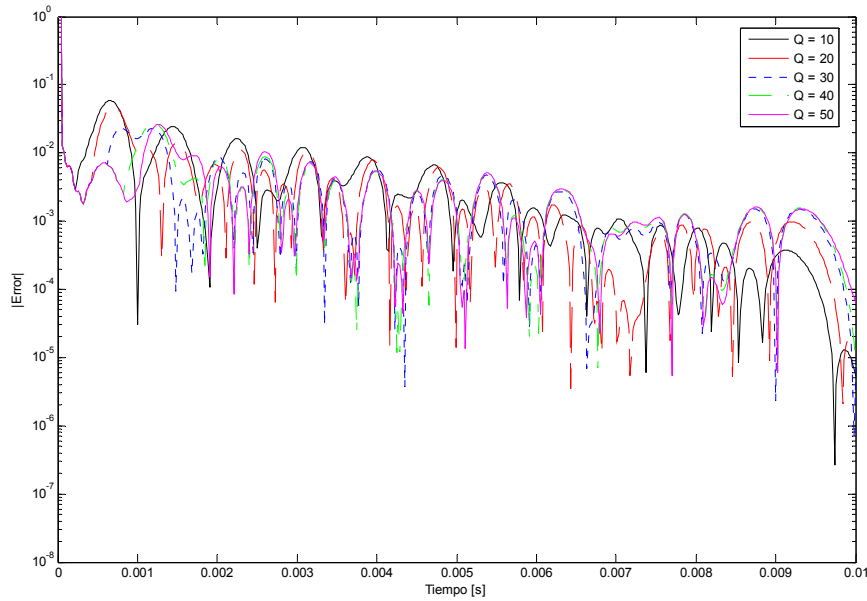


Figura V.17: Módulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro adaptativo RLS en la estimación del filtro inverso, con un factor de olvido de 0.99 y para diferentes cantidades de coeficientes Q .

Finalmente en la Figura V.18, se muestra el error que comete el filtro de Kalman en la medida que aumenta la cantidad de coeficientes Q . Como puede observarse en los resultados, a medida que aumenta la cantidad de coeficientes Q , la disminución del error es notable. A diferencia de los resultados anteriores, a través del filtro de Kalman se logra una disminución continua del error sin demasiados sobresaltos. Esto demuestra la rápida convergencia del algoritmo y el bajo desajuste que este presenta (ver Apéndice B). No obstante la veracidad del algoritmo, se encuentra limitada en los primeros instantes, factor a tener en cuenta cuando la estimación a realizar es de corta duración.

En la Figura V.19 se comparan los resultados obtenidos de los errores que cometen el filtro de Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos y el filtro de Kalman, para aquellos casos en donde los filtros lograron un comportamiento aceptable, esto es, una rápida convergencia del algoritmo a una situación de menor oscilación del error.

En base a las configuraciones aplicadas en los filtros y siguiendo la secuencia de procesamiento explicada a través de las expresiones (V.11) a (V.14), se obtienen las imágenes de ecografías acústicas de la Figura V.20 a través de las sucesivas señales de referencia $x_{M0_m}[n]$ y señales diferencia $x_{MD_m}[n]$. Como puede observarse en las imágenes obtenidas, se ve claramente el contraste correspondiente al reflector simulado

en el modelo de sistema de ecografía acústica en la celda con arena. En todos los casos las imágenes presentan los fenómenos de difracción de onda y los patrones hiperbólicos relacionados con el objeto simulado. Se observa además, que la fidelidad de las imágenes está relacionada directamente con la calidad de las estimaciones.

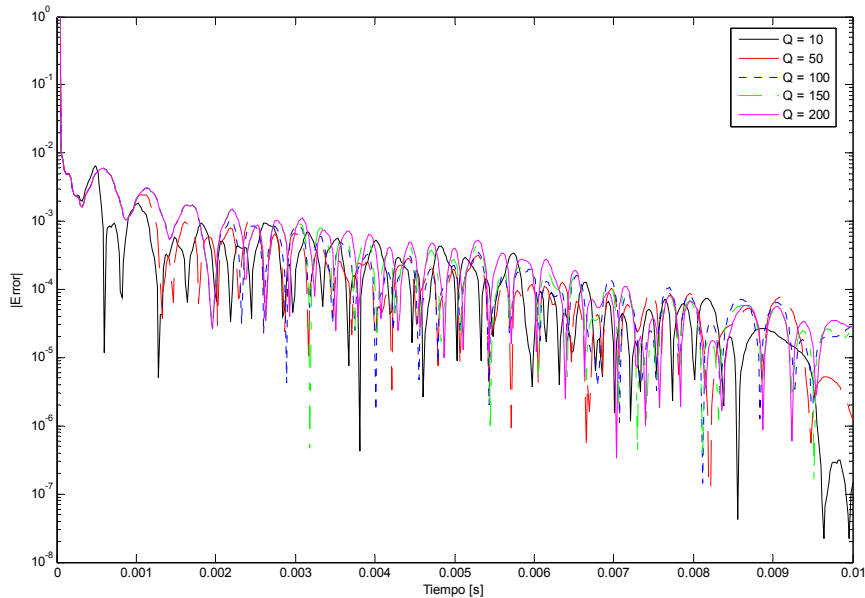


Figura V.18: Módulo del error con respecto al tiempo, cometido a través del filtro de Kalman en la estimación del filtro inverso, para diferentes cantidades de coeficientes Q .

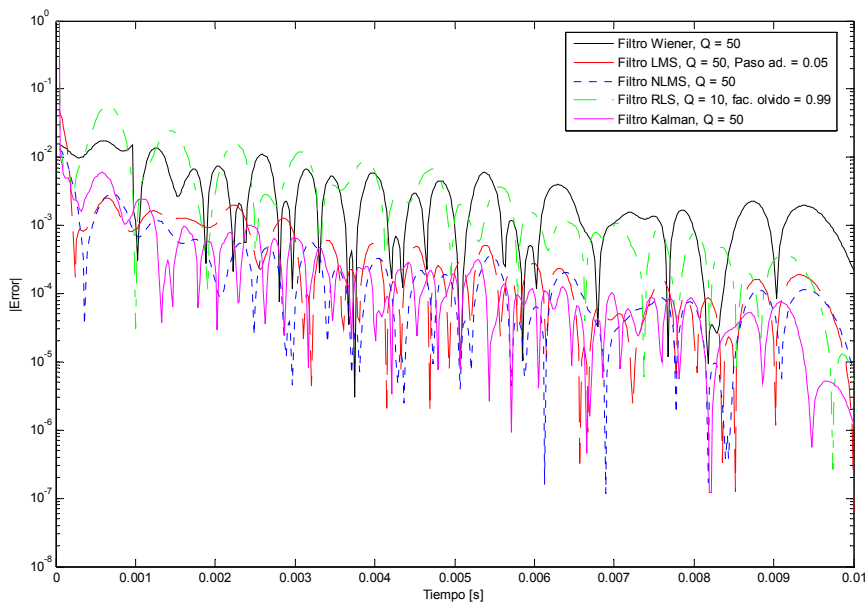


Figura V.19: Comparación entre los módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener ($Q = 50$), el filtro adaptativo LMS ($Q = 50$ y paso adaptación de 0.05), el filtro adaptativo NLMS ($Q = 50$), el filtro adaptativo RLS ($Q = 10$ y factor de olvido de 0.99) y el filtro de Kalman ($Q = 50$).

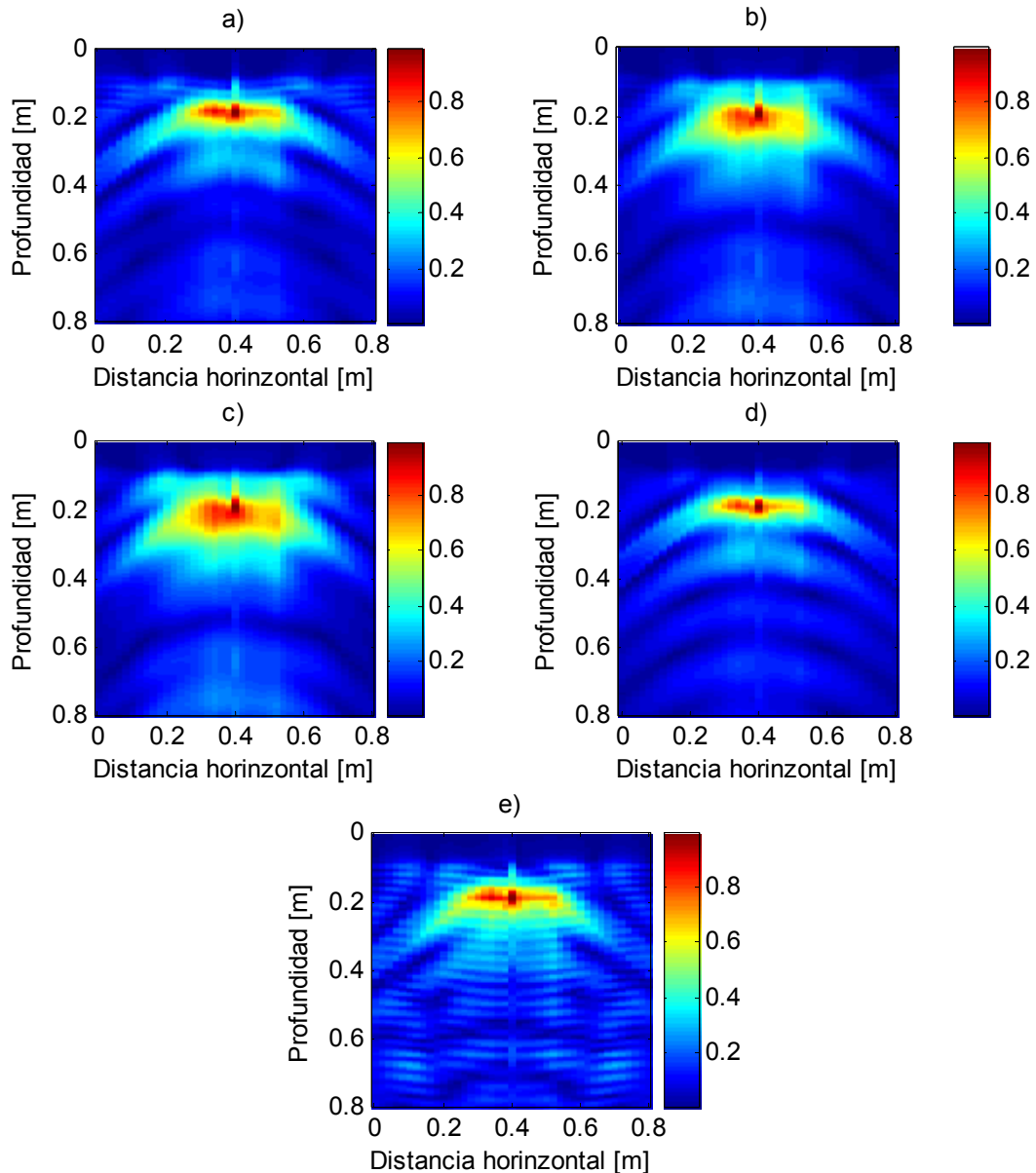


Figura V.20: Imágenes obtenidas de aplicar la secuencia de procesamiento explicada a través de las expresiones (V.11) a (V.14). a) Utilizando el filtro Wiener ($Q = 50$), b) utilizando el filtro adaptativo LMS ($Q = 50$ y paso adaptación de 0.05), c) utilizando el filtro adaptativo NLMS ($Q = 50$), d) utilizando el filtro adaptativo RLS ($Q = 10$ y factor de olvido de 0.09), e) utilizando el filtro de Kalman ($Q = 50$).

V.4. POST PROCESAMIENTO DIGITAL DE LAS IMÁGENES DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

En el Capítulo III se hizo referencia sobre la existencia de técnicas de migración aplicados en la etapa de post-apilamiento o post procesamiento de los sistemas de prospección o exploración ultrasónicos, que presentan cierta diferencia de aquellas técnicas de migración aplicados en el método de sísmica de reflexión. A pesar de estas

diferencias, el objeto de estas técnicas es corregir los patrones hiperbólicos o falsos reflectores presentes en las imágenes ecográficas o secciones sísmicas.

Para corregir las falsas reflexiones presentes en las imágenes de ecografías acústicas y mejorar la apariencia de las mismas, se utilizó la técnica SAFT (por sus siglas en inglés de Synthetic Aperture Focusing Technique) (ver Capítulo III). Esta técnica se implementó a partir del algoritmo desarrollado por Elbern y Guimarães (1999), el cual consta de dos partes principales. La primera parte del algoritmo consiste en la determinación de un desplazamiento temporal discreto aplicado entre las trazas o señales digitales dentro de una ventana de trazas (ver Figura V.21). Este desplazamiento temporal, tiene como objeto contrarrestar el efecto de la distorsión que existe en las trazas, producto de las falsas reflexiones. La segunda parte del algoritmo consistente en la extrapolación entre las trazas o señales discretas de la ventana, considerando los desplazamientos temporales aplicados. El proceso de extrapolación se realiza a partir de considerar el parecido o correlación entre las trazas. A diferencia de la correlación normalmente utilizada en el procesamiento de señales (ver Apéndice B), esta correlación se realiza entre las muestras de las trazas de la ventana para cada tiempo discreto k de las mismas, a través de la siguiente sumatoria:

$$x_r(k) = \frac{1}{m} \sum_{n=A-m/2}^{A+m/2} x_A(k)x_n(k-j_d) \quad (\text{V.16})$$

siendo m el número total de trazas adyacentes de la ventana o ancho de ventana, x_A es la traza media de la ventana y j_d es el desplazamiento aplicado en la primera parte del algoritmo. Así, si el desplazamiento aplicado entre las trazas es correcto, se tendrá máxima correlación entre las muestras de las trazas de la ventana. De lo contrario, si el desplazamiento aplicado es incorrecto, la correlación será mínima. En la Figura V.22 se muestran las imágenes obtenidas de utilizar el algoritmo SAFT, sobre una imagen que presenta el patrón típico de falsas reflexiones. Los resultados se obtuvieron de la implementación del algoritmo en el programa computacional MATLAB (ver Apéndice C). Como puede observarse en las imágenes de la Figura V.22, a medida que se aumenta el ancho de la ventana del algoritmo, la focalización se hace más evidente de una manera muy sutil. Estos efectos también se pueden apreciar en las imágenes de la Figura V.23, las cuales son el resultado de aplicar el algoritmo SAFT con un ancho de

ventana de 10 trazas, sobre las imágenes obtenidas en la Figura V.20. Como puede verse en las imágenes resultantes, además de corregir los efectos de los falsos reflectores, se puede observar una notable mejora en la relación señal ruido SNR y una disminución de los fenómenos de difracción de onda.

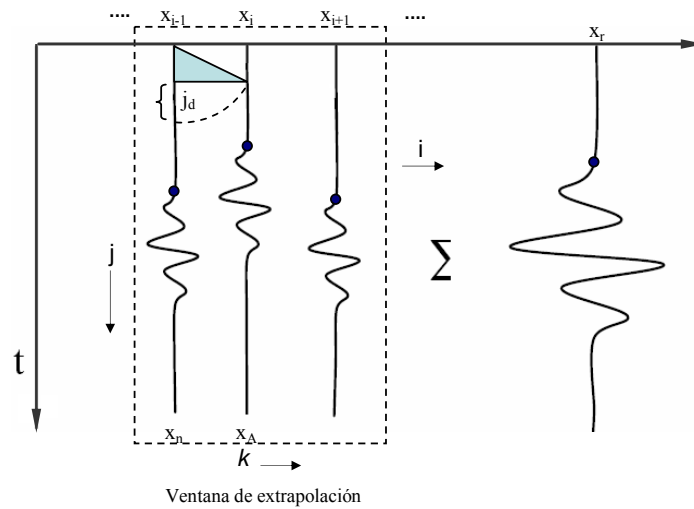


Figura V.21: Esquema del algoritmo propuesto por Elbern y Guimarães (1999).

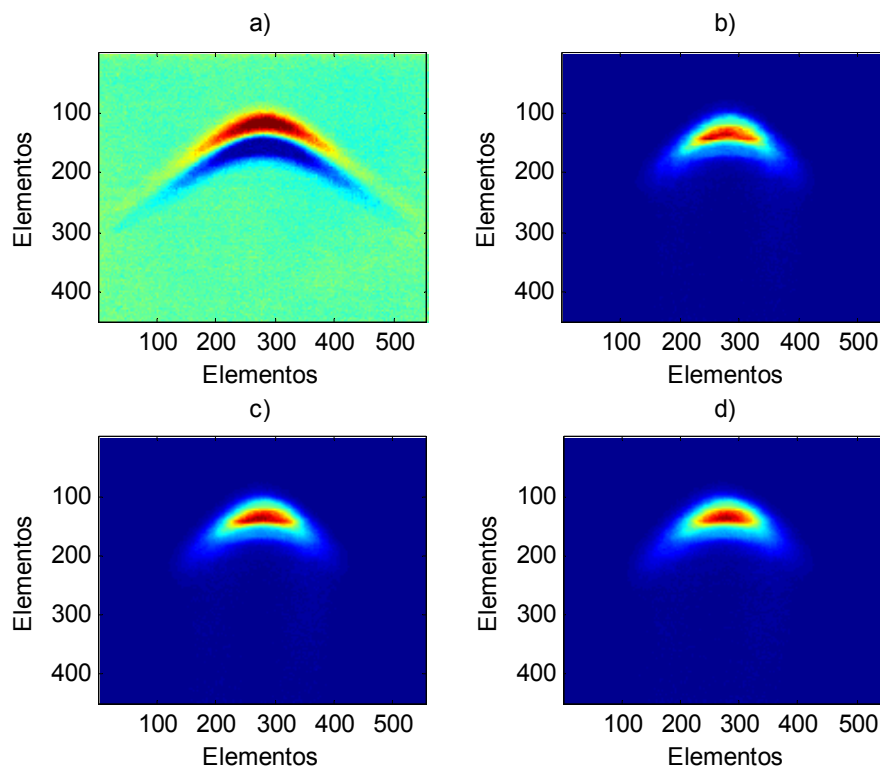


Figura V.22: Imágenes obtenidas de la aplicación del algoritmo SAFT y de la transformada Hilbert para obtener sus envolventes, sobre la imagen a). b) Utilización de una ventana de 10 trazas de ancho. c) Utilización de una ventana de 50 trazas de ancho. d) Utilización de una ventana de 100 trazas de ancho.

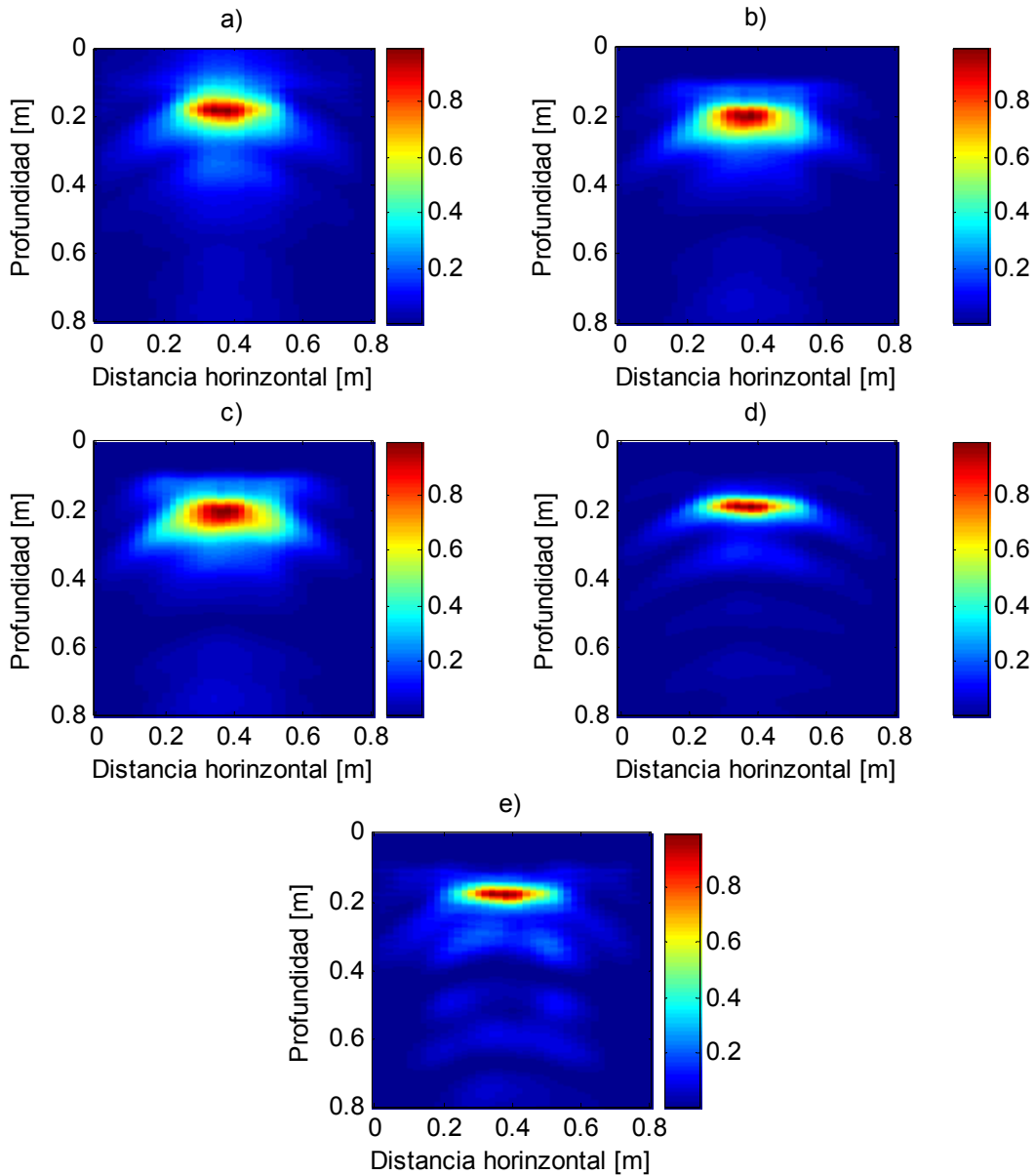


Figura V.23: Resultado de aplicar el algoritmo SAFT y de la transformada Hilbert para obtener sus envolventes, sobre las imágenes de la Figura V.20, con un ancho de ventana de 10 trazas.

V.5. EFECTOS QUE SE OBTIENEN ANTE DIFERENTES TIPOS DE SEÑALES CHIRP DE EXITACIÓN

Una de las interrogantes que surgen a partir de lo examinado en las secciones anteriores, es conocer el comportamiento, ante diferentes señales chirp de excitación, de las resoluciones del sistema y de los resultados que se obtienen de la secuencia de procesamiento digital utilizada.

En el Capítulo IV se presentaron las bondades de utilizar señales de excitación del tipo chirp, en los sistemas de prospección basados en el principio de reflexión de onda, y de las resoluciones que se logran por el hecho de utilizar señales chirp de excitaciones convencionales. Estas resoluciones están relacionadas por el ancho de banda de las señales chirp o por el ancho temporal de la ondícula Klauder (Costain y Coruh, 2004; Mahafza y Elsherbeni, 2004), ya que estos parámetros se encuentran relacionados a través de la expresión (V.8). En el caso de las señales chirp convencionales, estos parámetros están controlados por el ancho temporal de la señal chirp, con el rango y ley de variación de frecuencias. En los casos en donde es necesario conservar el rango de frecuencias o el ancho temporal de la señal chirp, se recurre a la utilización de funciones envolventes, con el objeto de controlar el ancho de banda de la señal chirp resultante (Quinn, et. al., 1998, Gutowski et al., 2002; Costain y Coruh, 2004). Gutowski et al., 2002, realizaron un estudio sobre los resultados que se obtienen en sistemas de prospección marina de alta resolución (Chirp Sonar) ante diferentes tipos de señales de excitación del tipo chirp, logradas a través de la utilización de funciones envolventes. En dicho trabajo Gutowski et al., 2002, arribaron a las siguientes conclusiones:

- La utilización de funciones envolventes sobre las señales chirp convencionales, produce un ensanchamiento de la ondícula Klauder y una disminución considerable de los lóbulos laterales presentes en la ondícula.
- La disminución del ancho de banda de las señales y el ensanchamiento de la ondícula Klauder, se traduce en una disminución de la resolución vertical y en una mayor atenuación del pulso de onda propagado, en comparación con los resultados que se obtienen de utilizar señales chirp de excitación convencionales.
- La ventaja de utilizar funciones envolventes sobre las señales chirp convencionales es que se pueden controlar con mayor precisión, el ancho de banda de las señales chirp resultantes y la resolución vertical. Por otro lado, debido a que la profundidad de investigación esta ligada con el rango de frecuencias que se logra con este tipo de señales de excitación, es posible también controlar este parámetro.

En base al estudio planteado por Gutowski et al. (2002), se utilizaron diferentes señales chirp de excitación en el modelo de sistema de ecografía acústica, para evaluar la

resolución del sistema y la veracidad de los resultados que se obtienen de la secuencia de procesamiento digital utilizada. Las características principales de las señales chirp de excitación se resumen en la Tabla V.4. En las Figuras V.24 a V.30, se muestran las formas de onda resultante de las señales chirp de excitación utilizadas, junto a sus correspondientes espectrogramas, espectros de potencia y ondículas Klauder características. Como puede observarse en las figuras, es evidente como los espectros de las señales varían según el tipo de función envolvente que se utilice, tanto en la forma del espectro, ancho de banda, como en la frecuencia media del mismo. Asimismo se puede observar los ensanchamientos que presentan las ondículas Klauder en la medida que disminuyen los anchos de banda.

Tabla V.4: Características de las señales chirp utilizadas en la simulación.

Señal Chirp	Rango de Frecuencias [kHz]	Ley de incremento de la señal Chirp	Función envolvente	Frecuencia Media [kHz]	Ancho de banda [kHz]
S1	0.01 – 10	Lineal	Blacman – Harris (-92dB)	5.00	1.74
S2	0.01 – 10	Lineal	Blacman – Harris (-67dB)	5.00	2.05
S3	0.01 – 10	Cuadrático	Gauss – $\alpha = 2.5$	2.10	2.26
S4	0.01 – 10	Logarítmico	Chi Invertido	1.30	0.74
S5	0.01 – 10	Lineal	Chi	2.3	2.1
S6	0.01 – 10	Lineal	Sen^2 – con T/4	5.00	5.4
S7	0.01 – 10	Lineal	Sen^2 – con T/8	5.10	7.5

Nota: Los valores de frecuencia media, corresponde al definido por Vargas (1999). Los valores de ancho de banda para las señales chirp corresponde al ancho de banda a 3dB (Oppenheim y Willsky, 1983).

En la Figura V.31 y Figura V.32 se muestran las imágenes de ecografías acústicas obtenidas a partir de la simulación del modelo de sistema de ecografía acústica, manteniendo el escenario planteado en la Sección V.2 y utilizando la secuencia de procesamiento desarrollada en las Secciones V.3 y V.4. Los filtros utilizados en el proceso de deconvolución, corresponde al filtro adaptativo RLS ($Q = 10$ y factor de olvido de 0.09) y el filtro de Kalman ($Q = 50$). La razón de utilizar estos filtros radica en las excelentes estimaciones logradas con estos filtros en los resultados de la Sección V.3.

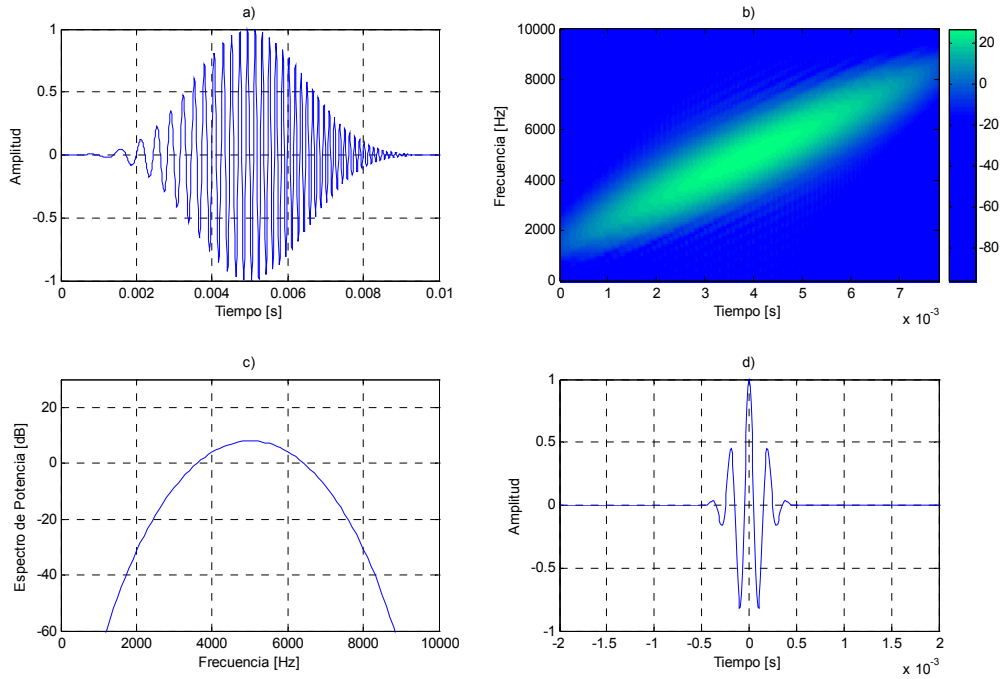


Figura V.24: Señal chirp S1. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

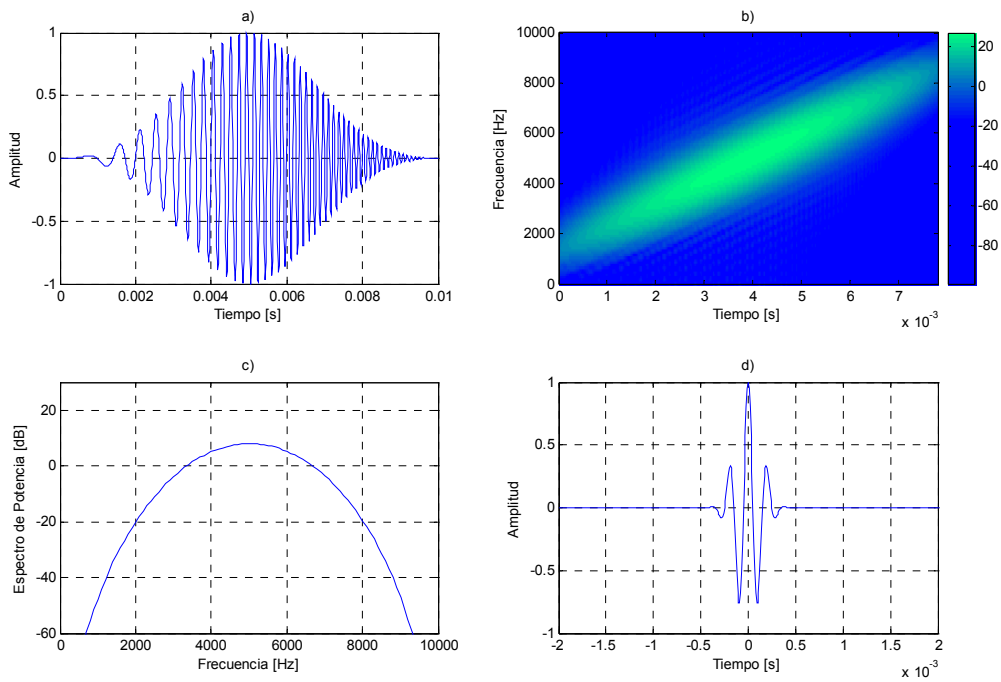


Figura V.25: Señal chirp S2. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

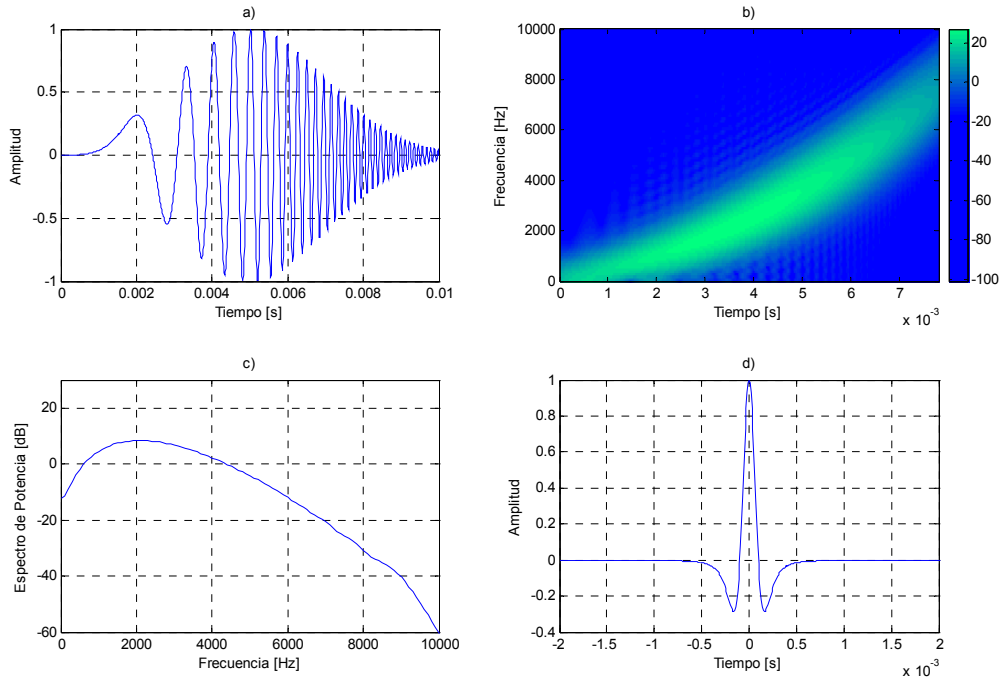


Figura V.26: Señal chirp S3. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

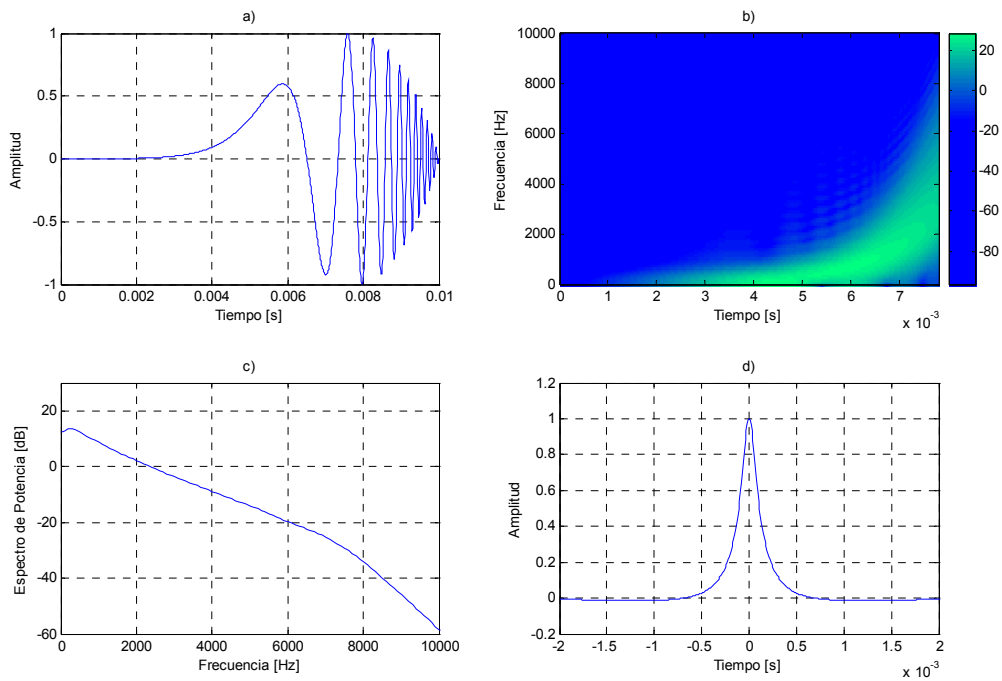


Figura V.27: Señal chirp S4. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

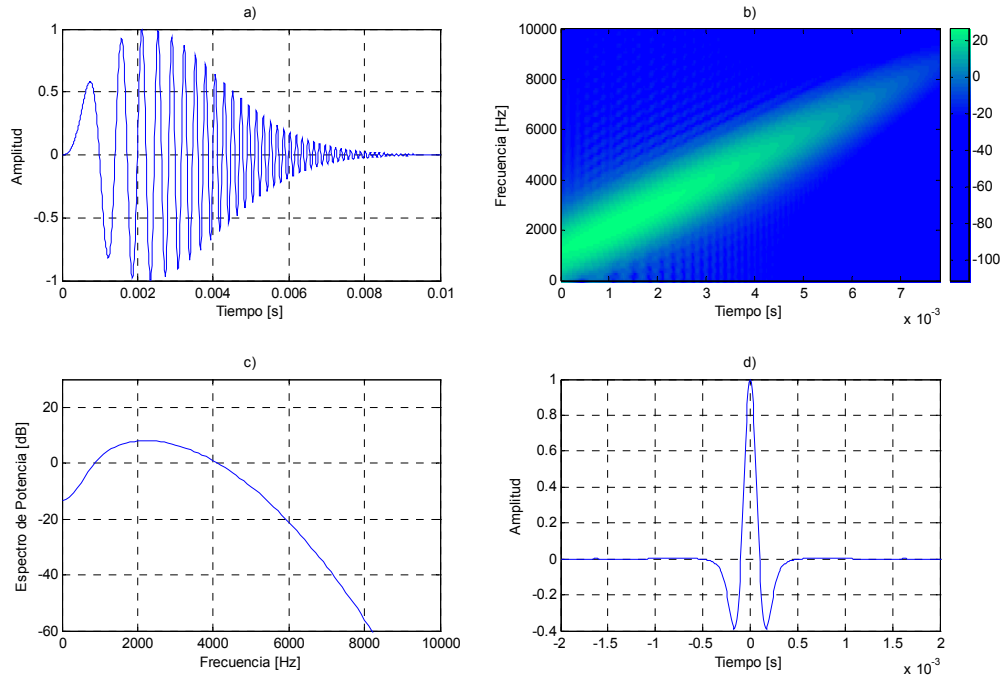


Figura V.28: Señal chirp S5. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

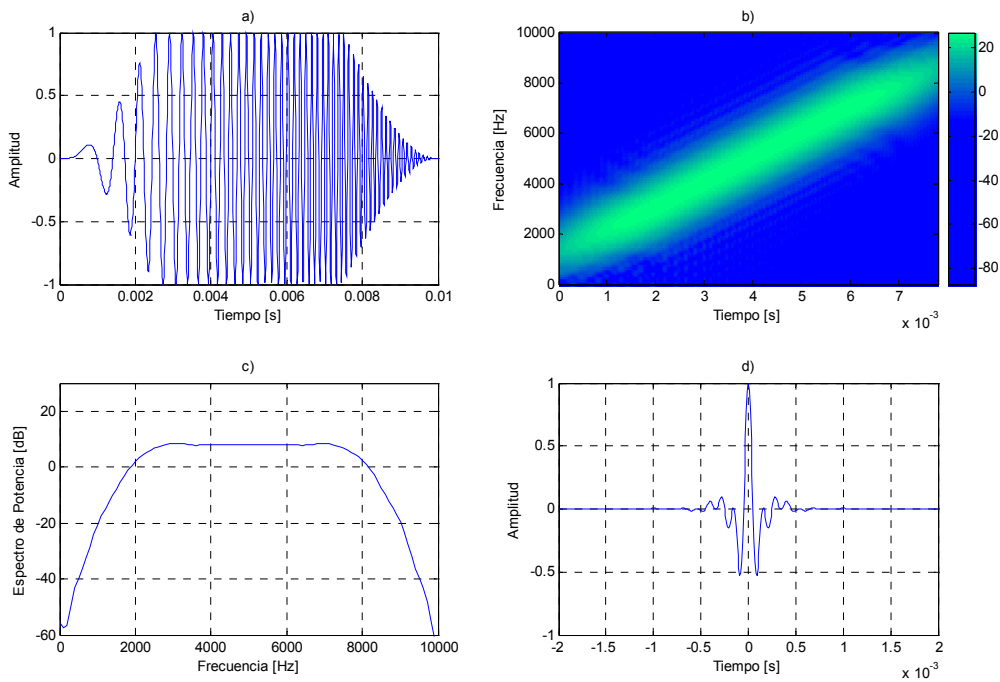


Figura V.29: Señal chirp S6. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

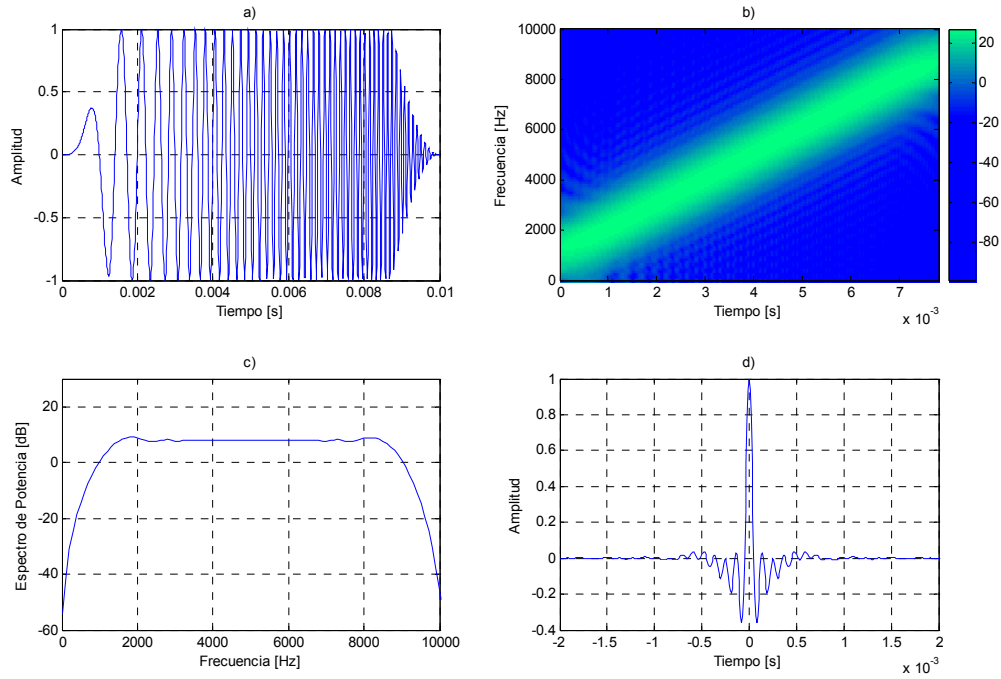


Figura V.30: Señal chirp S7. a) Ondícula característica, b) Espectrograma de la señal, en donde se aprecia la ley de incremento de frecuencias, c) Espectro de potencia de la señal, d) Ondícula Klauder o autocorrelación de la señal chirp.

Como puede observarse en las imágenes obtenidas en la Figura V.31 y Figura V.32, existe cierta distorsión y falta de definición del reflector simulado en el modelo. La razón de estos resultados está relacionada a la derivación de la expresión (V.13), sobre el supuesto de considerar la ondícula Klauder $R_{s_e}[n] \cong \delta[n]$ y a la calidad de la estimación en el proceso de deconvolución. Solo en aquellos casos en donde la ondícula Klauder es de corta duración, las imágenes obtenidas presentan buena apariencia y la secuencia de procesamiento explicada a través de las expresiones (V.11) a (V.14), puede ser empleada. Para minimizar los efectos de considerar a la ondícula Klauder, se puede aplicar el siguiente proceso de deconvolución:

$$\delta[n] \cong R_{s_e}[n] * (R_{s_e}[n])^{-1} \quad (V.17)$$

en donde $(R_{s_e}[n])^{-1}$ es la respuesta impulsiva del filtro inverso a estimar. Por lo que rescribiendo la expresión (V.14) a partir de (V.17), se obtiene la siguiente expresión:

$$s_r[n] = R_{x_{MD_m} x_{MO_m}}[n] * h * (R_{s_e}[n])^{-1} \quad (V.18)$$

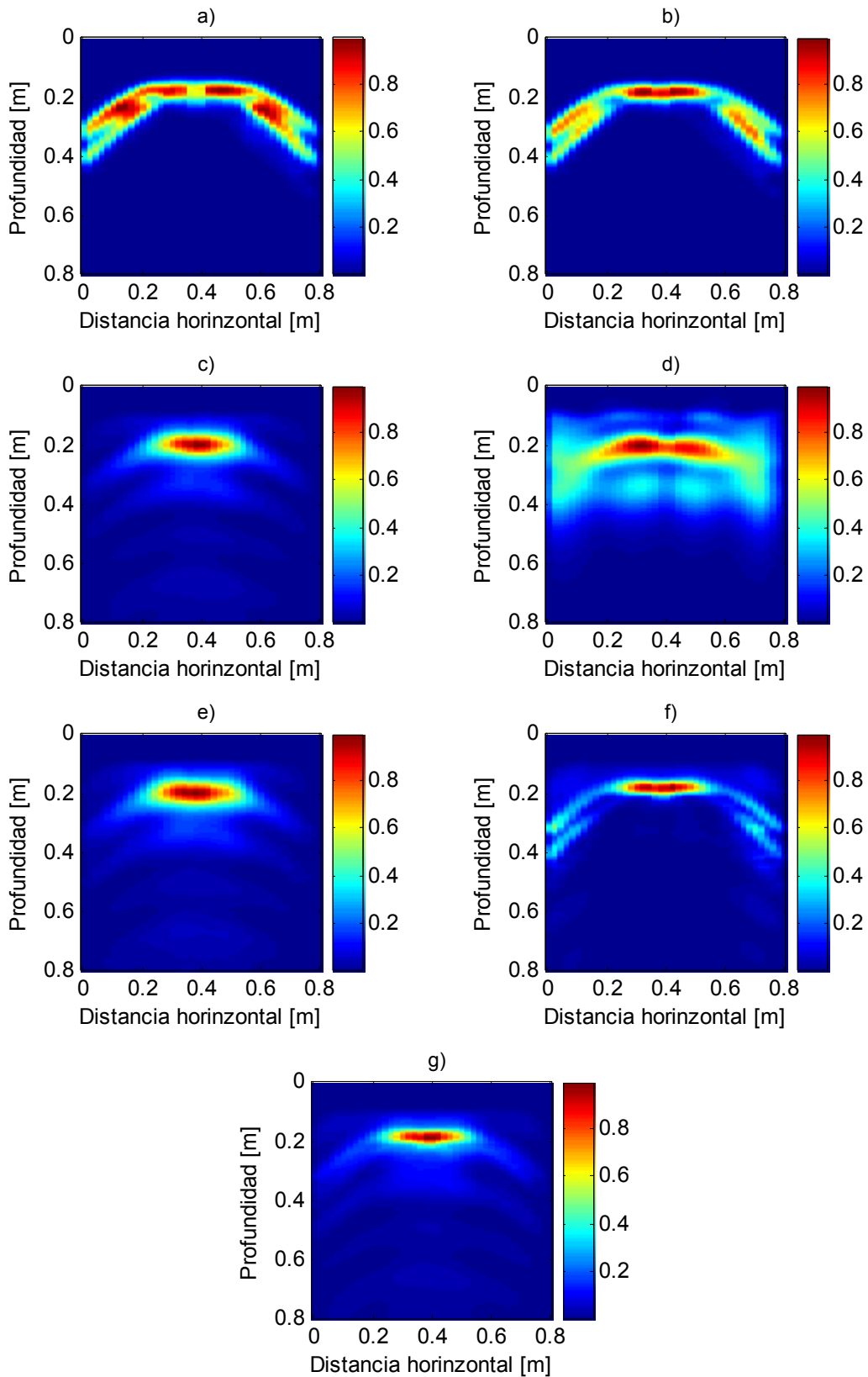


Figura V.31: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas de la simulación del modelo, para las diferentes señales chirp de excitación (ver Tabla V.4). a) Señal de excitación S1, b) señal de excitación S2, c) señal de excitación S3, d) señal de excitación S4, e) señal de excitación S5, f) señal de excitación S6, g) señal de excitación S7. El filtro utilizado en el proceso de deconvolución, corresponde al filtro adaptativo RLS.

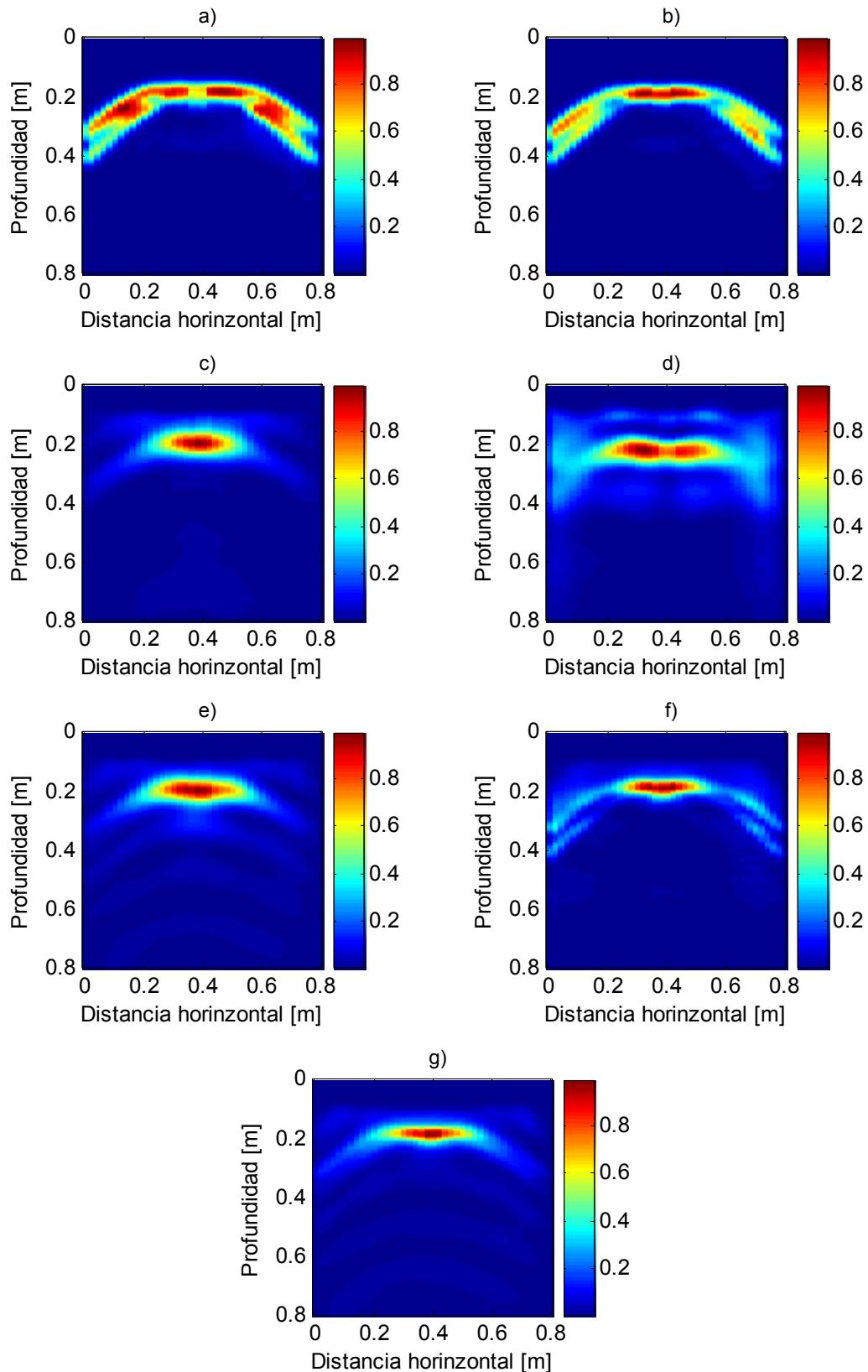


Figura V.32: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas de la simulación del modelo, para las diferentes señales chirp de excitación (ver Tabla V.4). a) Señal de excitación S1, b) señal de excitación S2, c) señal de excitación S3, d) señal de excitación S4, e) señal de excitación S5, f) señal de excitación S6, g) señal de excitación S7. El filtro utilizado en el proceso de deconvolución, corresponde al filtro de Kalman.

Siguiendo los mismos criterios desarrollados en la Sección V.3, la estimación del filtro inverso $(R_{s_c}[n])^{-1}$ de la expresión (V.17) se realizó a través del filtro de Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, evaluando el comportamiento de los mismos por medio de la determinación de las señales error a través de la siguiente expresión:

$$Error_{\delta}[n] = \delta[n] - R_{s_c}[n] * (R_{s_c}[n])^{-1} \quad (V.19)$$

En las Figuras V.33 a V.39, se muestran los resultados obtenidos de los errores que cometen el filtro de Wiener ($Q=50$), el filtro adaptativo LMS ($Q=50$ y paso adaptación de 0.05), el filtro adaptativo NLMS ($Q=50$), el filtro adaptativo RLS ($Q=10$ y factor de olvido de 0.09) y el filtro de Kalman ($Q=50$), en el proceso de estimación. Como puede observarse en las figuras, la mejor estimación en los primeros instantes se logra a través del filtro de Wiener, ya que en todos los casos a tiempos menores a $1ms$, es el que presenta el menor error en la estimación. Los parámetros de los filtros utilizados corresponden a los seleccionados en la Sección V.3, para el resultado mostrado en la Figura V.19. La razón de dicha selección radica en las excelentes estimaciones logradas, esto es, la rápida convergencia de los algoritmos a una situación de menor oscilación del error. Asimismo, debido a que la señal delta Dirac a estimar es un evento de corta duración, no es necesario que la cantidad de coeficientes de los filtros sea elevada.

En la Figura V.40 y Figura V.41 se muestran las imágenes de ecografías acústicas obtenidas tras aplicar el proceso de deconvolución a través de la expresión (V.17), en las imágenes de ecografías mostradas en la Figura V.31 y Figura V.32, respectivamente. Como puede observarse en las imágenes de las figuras, para aquellos casos en donde se utilizaron las señales chirp S1 a S5 en las modelaciones, el proceso de deconvolución a través de la expresión (V.17) dio resultados positivos ya que las imágenes presentan una mayor definición del reflector. Por otro lado para aquellos casos en donde se utilizaron las señales chirp S6 y S7 en las modelaciones, los resultados obtenidos del proceso de deconvolución dieron lugar un leve incremento en la definición de las imágenes.

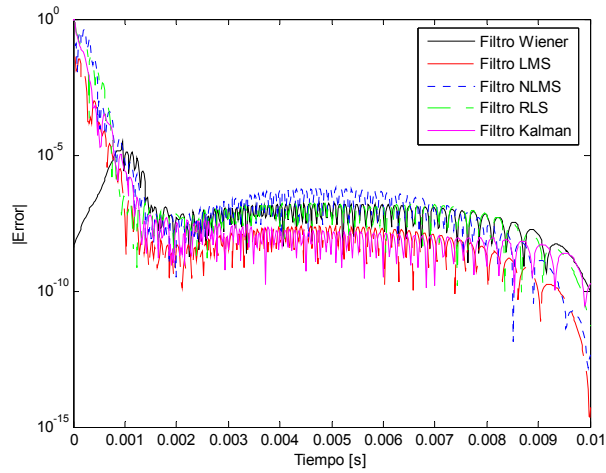


Figura V.33: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S1.

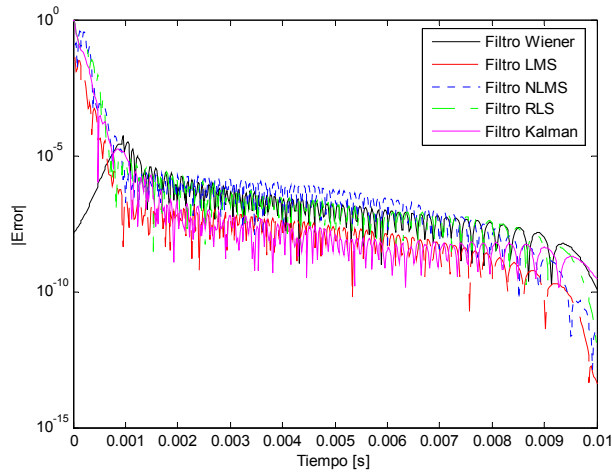


Figura V.34: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S2.

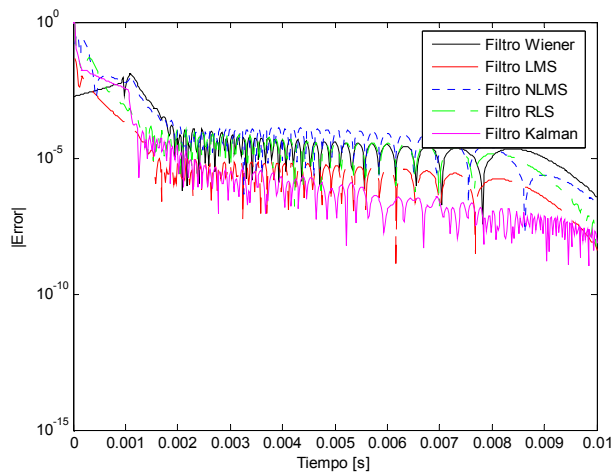


Figura V.35: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S3.

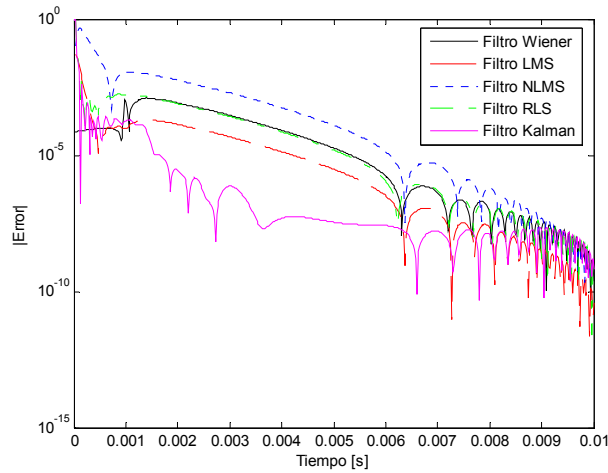


Figura V.36: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S4.

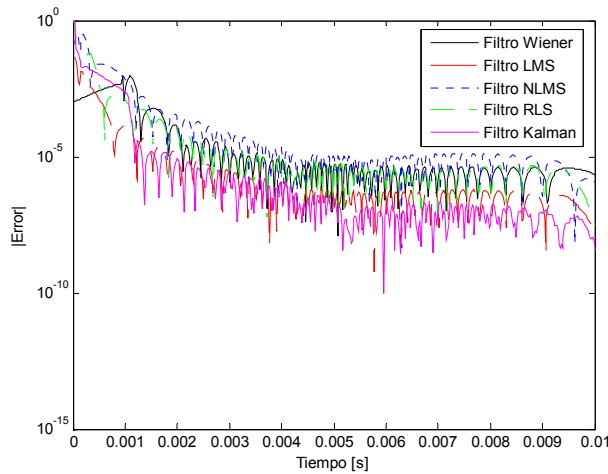


Figura V.37: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S5.

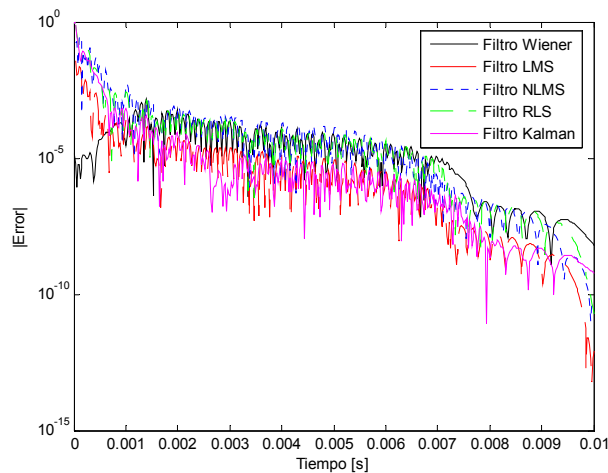


Figura V.38: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S6.

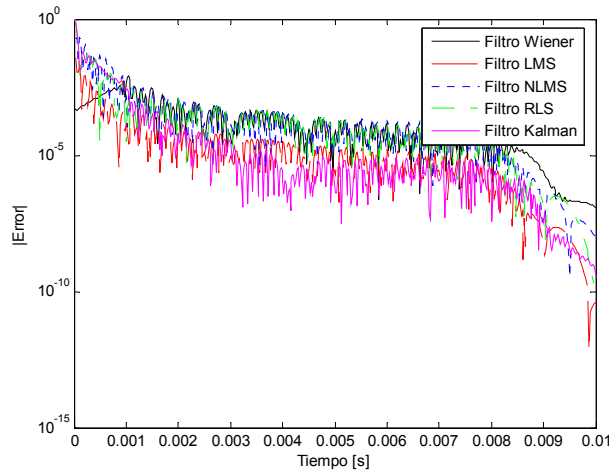


Figura V.39: Módulos de los errores cometidos por el filtro Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman, en la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder de la señal chirp de excitación S7.

Otra característica que se puede apreciar en las imágenes de la Figura V.40 y Figura V.41, es la diferencia de las resoluciones logradas, ante las diferentes señales chirp de excitación utilizadas en las modelaciones. Tal como se comentó en los párrafos anteriores, el hecho de utilizar funciones envolventes en una señal chirp convencional, los espectros en frecuencia y anchos de banda en las señales chirp resultantes, son diferentes. En aquellos casos en donde existe un mayor ensanchamiento de la ondícula Klauder asociada a la señal chirp considerada, se obtendrá un menor ancho de banda en la señal y por ende una menor resolución vertical, ya que se mantienen constantes los anchos temporales de las señales chirp utilizadas. Pese a estas relaciones cualitativas, es necesario contar con un criterio que defina con mayor precisión cual es la extensión de los contenidos espectrales significativos de las señales chirp utilizadas en las frecuencias positivas, para dar lugar a las resoluciones teóricas del sistema.

El ancho de banda de una señal provee una medida de la extensión de los contenidos espectrales significativos de una señal para frecuencias positivas, siendo la medida más común, el *ancho de banda a 3 dB*, el cual se define como la separación entre los valores de frecuencia en torno al valor de frecuencia de resonancia donde las amplitudes del espectro para dichas frecuencias, decaen en un factor de $1/\sqrt{2}$ del máximo valor del espectro (Oppenheim y Willsky, 1983). Cuando se presentan dificultades en establecer el ancho de banda debido a la no precisión de los términos significativos en el espectro, se utiliza la medida del *ancho de banda efectivo* (Bracewell, 1986; Vargas, 1999). Este se define como:

$$B_t = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (f - f_0) |X(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df} \right]^{1/2} \quad (\text{V.20})$$

$$\text{con } f_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f |X(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df}$$

siendo f_0 la frecuencia media del espectro y $X(f)$ la transformada de Fourier de la señal $x(t)$ (ver Apéndice B). Iguales consideraciones pueden ser hechas respecto del dominio del tiempo de una señal. Así, se define como *duración efectiva* de la señal (Bracewell, 1986; Vargas, 1999):

$$L_t = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - t_0)^2 x^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt} \right]^{1/2} \quad (\text{V.21})$$

$$\text{con } t_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t x^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt}$$

siendo t_0 el tiempo medio de la señal.

Para una familia de señales que difieren en un factor de escala en el tiempo, el producto de la duración efectiva L_t y su ancho de banda efectivo B_t es siempre una constante. Este producto se llama *producto tiempo-ancho de efectivo*, y el hecho de ser constante muestra la relación inversa que existe entre la representación de una señal en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia. Asimismo, este producto está acotado inferiormente a través de la denominada relación de incertidumbre (Bracewell, 1986):

$$L_t B_t \geq \frac{1}{4\pi} \quad (\text{V.22})$$

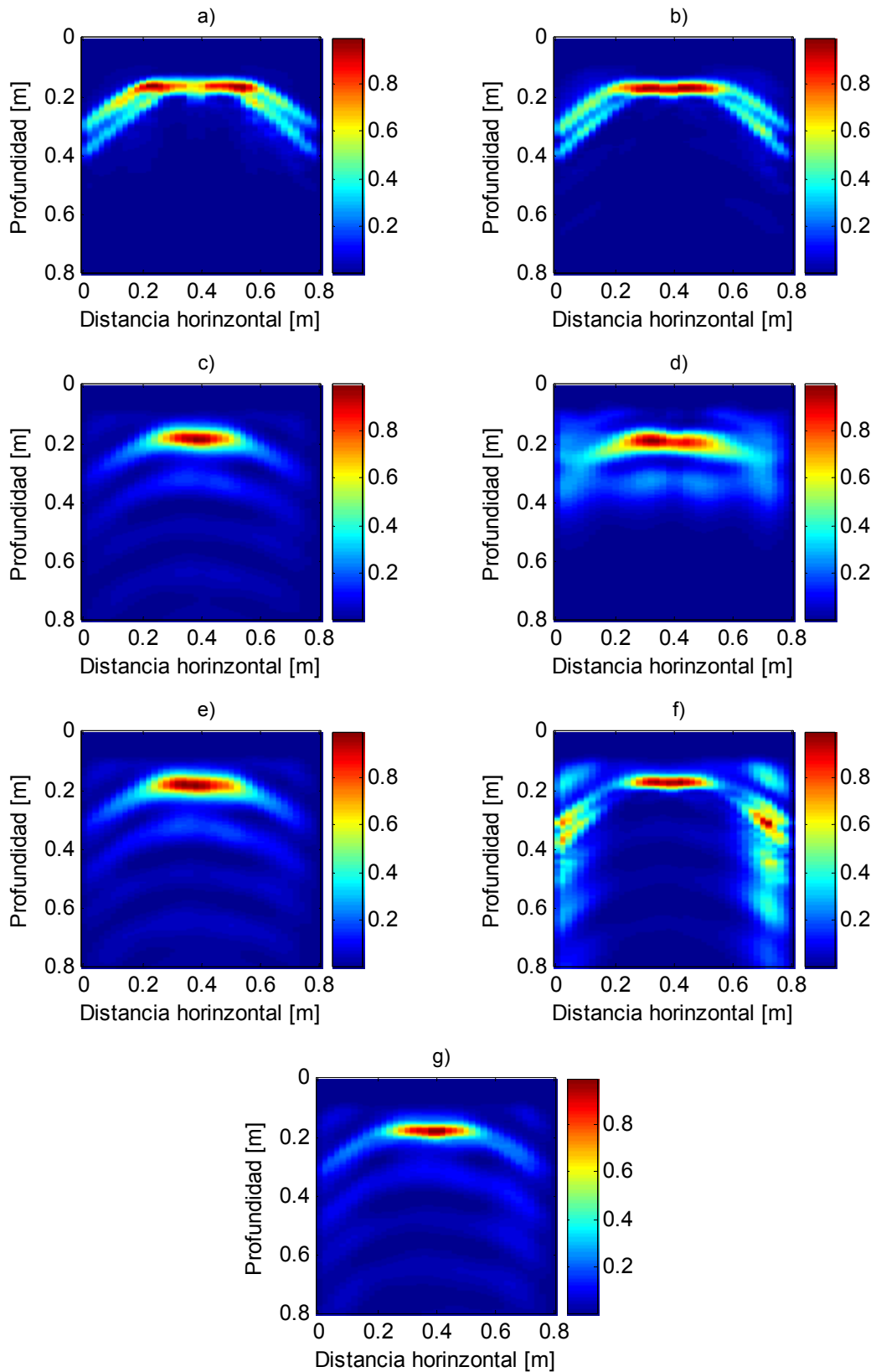


Figura V.40: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas luego de aplicar el proceso de deconvolución, a través de la expresión (V.17), a las imágenes de ecografías mostradas en la Figura V.31.

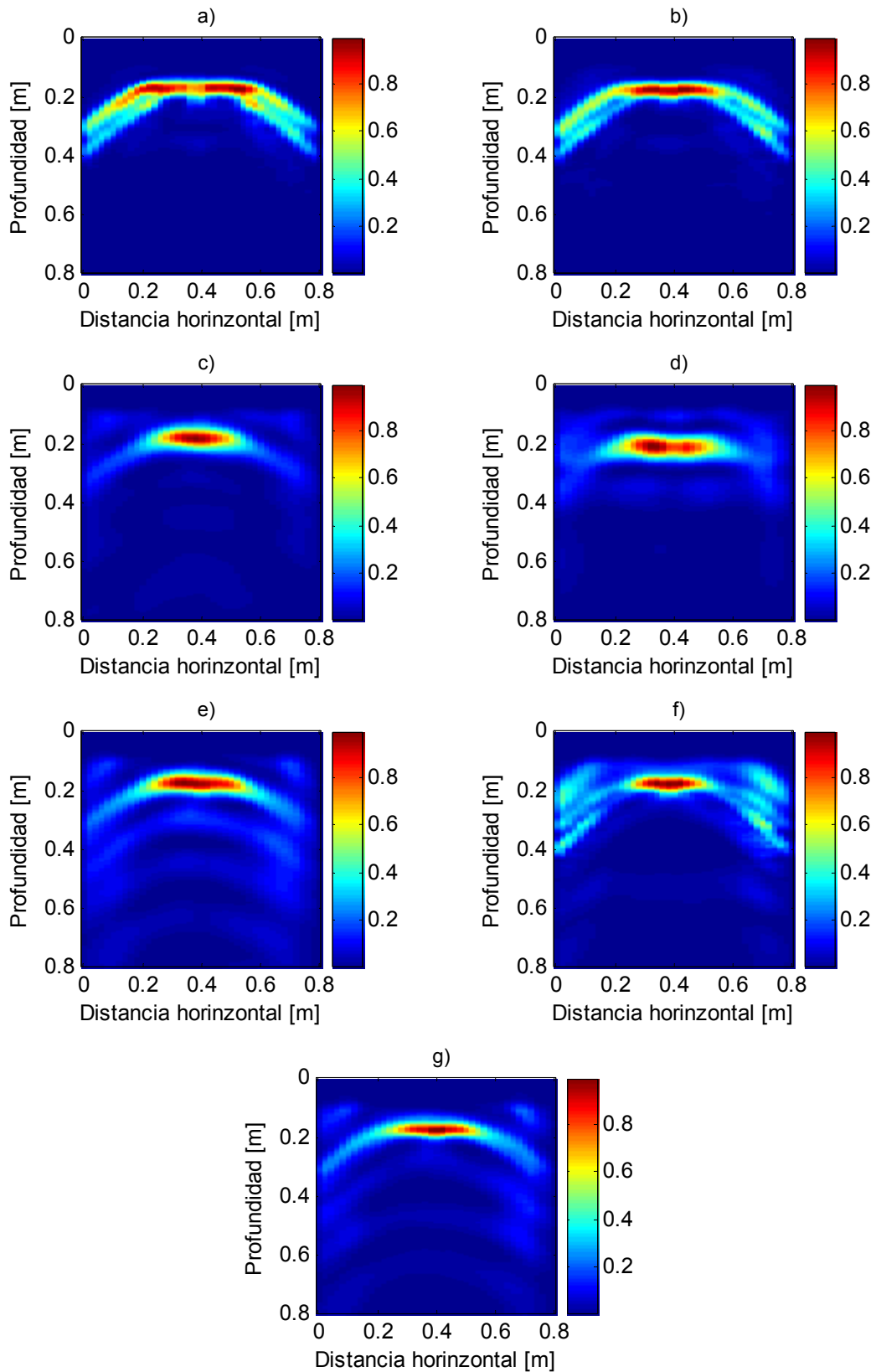


Figura V.41: Imágenes de ecografías acústicas obtenidas luego de aplicar el proceso de deconvolución, a través de la expresión (V.17), a las imágenes de ecografías mostradas en la Figura V.32.

A partir de la expresión (V.20) y de las consideraciones realizadas, se describen las expresiones (IV.9) y (VI.10) de las resoluciones teóricas del sistema, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} r_v &= \frac{v_{PI-II}}{2B_t} && \text{resolución vertical} \\ r_F &= \frac{v_{PI-II}}{2} \sqrt{\frac{t}{f_0}} && \text{resolución horizontal} \end{aligned} \quad (V.23)$$

en donde v_{PI-II} es la velocidad promedio de las ondas de compresión adoptada para la arena, $t=1.5ms$ es el tiempo de propagación de la onda acústica hacia el reflector simulado. En la Tabla V.5, se muestran los valores obtenidos de resolución vertical y resolución horizontal, a través de las expresiones de (V.23). Los valores de los parámetros B_t y f_0 , se obtuvieron a partir de las señales chirp de excitación utilizadas (ver Tabla V.4). Los valores de resolución vertical mostrados en la Tabla V.5 resultan mayores que las dimensiones del objeto simulado, lo que induce a pensar que en el caso de simular un objeto adicional de iguales dimensiones que el primero, éstos serían resolubles ante separaciones verticales del orden de sus espesores. Asimismo, según los valores de resolución horizontal mostrados en la Tabla V.5, en el caso de simular dos objetos metálicos a la misma profundidad, éstos serían resolubles ante separaciones horizontales del orden de la mitad de la longitud del objeto.

Existen otros criterios para determinar la resolución de sistemas de prospección basados en el principio de reflexión de ondas, tales como los desarrollados por Vargas (1999) o Vargas y Ruiz (2004). Dentro de los criterios que ellos exponen, expresan que la duración efectiva definida en (V.21) brinda información de la resolución temporal de una señal, por lo que se podría calcular la resolución vertical a partir de este valor. Asimismo proponen un criterio basado en procesos de detección binaria y el concepto de capacidad de canal en sistemas de comunicación. El primero de los criterios nombrados es aplicable si las señales presentan importantes ondulaciones debido a fenómenos de difracción, mientras que el segundo criterio es aplicable cuando se desea conocer cuál es la máxima resolución vertical ante diferentes relaciones de señal ruido o SNR.

Tabla V.5: Valores de resolución vertical y horizontal.

Señal Chirp	Resolución Vertical $r_v [m]$	Resolución Horizontal $r_F [m]$
S1	0.0981	0.0546
S2	0.0838	0.0546
S3	0.0691	0.0744
S4	0.0694	0.1026
S5	0.0835	0.0760
S6	0.0546	0.0546
S7	0.0428	0.0547

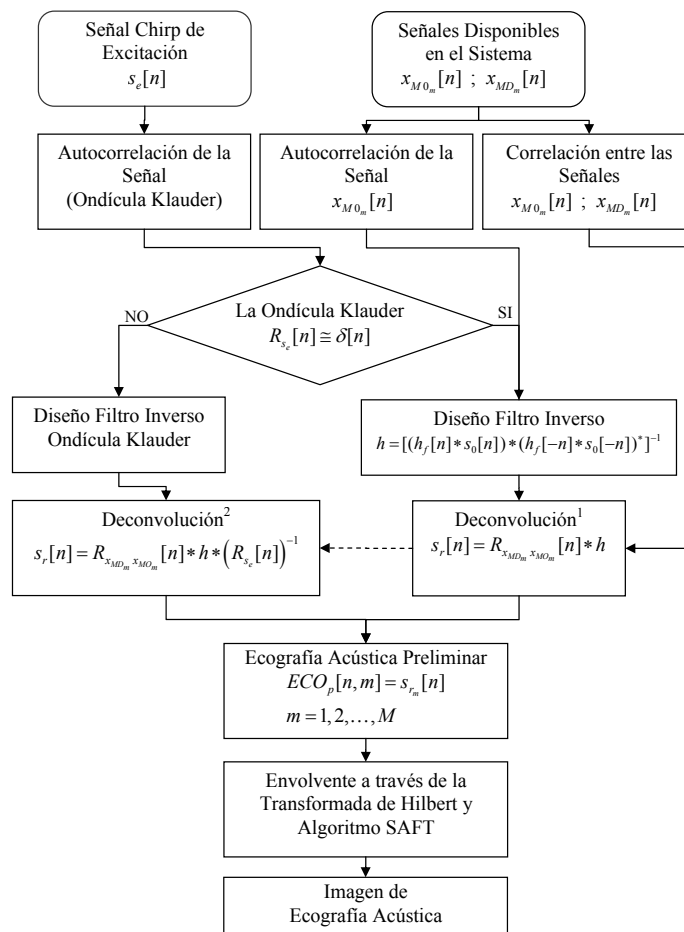
Nota: Para el caso de la señal chirp convencional utilizada en las simulaciones de la Sección V.2, $r_v = 0.0359 m$ y $r_F = 0.0545 m$.

V.6. CONSIDERACIONES FINALES

En este Capítulo se presenta un modelo analítico de sistema de ecografía acústica, a partir del cual se desarrollan las técnicas de procesamiento digital de señal utilizadas para identificar los patrones de onda relacionados a reflectores simulados en el modelo, y componer así las imágenes de ecografía acústica en modo B de representación. Asimismo se presenta la técnica SAFT como algoritmo de procesamiento de imágenes utilizado para mejorar la apariencia de las imágenes de ecografía acústica. Se realiza además el análisis de los efectos en la resolución y fidelidad de las imágenes de ecografía acústica, obtenidas mediante la implementación del modelo, en donde se utilizan diferentes tipos de señales chirp de excitación en el sistema. Se pone de manifiesto la posibilidad de controlar las resoluciones teóricas del sistema de ecografía acústica tras utilizar funciones envolventes en una misma señal chirp de excitación convencional, siendo el ancho temporal de la ondícula Klauder asociada a la señal chirp considerada, una medida aproximada de la resolución vertical del sistema. El criterio utilizado para definir las resoluciones teóricas del sistema a través de la expresión (V.23), se basó en la medida del ancho de banda efectivo y frecuencia media de los espectros de las señales chirp.

De observar las imágenes de ecografía acústica obtenidas de la simulación del modelo, se advierte que, debido a las transformaciones de las señales chirp de excitación ante las respuestas impulsivas del sistema y a la secuencia de procesamiento utilizada para dar lugar a dichas imágenes, las resoluciones observadas difieren de las resoluciones teóricas del sistema. En términos generales, se puede afirmar que el incremento de las

resoluciones viene acompañado del ensanchamiento del espectro en frecuencia de las señales que componen las imágenes de ecografías acústicas, por lo que cualquier operación que modifique la magnitud de las altas frecuencias respecto de las bajas frecuencias, dará lugar a un incremento en las resoluciones y por ende en un aumento de la definición en las imágenes. Por el contrario, estrechando el espectro en frecuencia de las señales, las resoluciones disminuyen dando lugar a efectos de suavizado en las imágenes. Dicha correspondencia está relacionada principalmente a la calidad de las estimaciones realizadas en los procesos de deconvolución, como así también en la aplicación del algoritmo SAFT para mejorar la apariencia de las imágenes. En la Figura V.42 se muestra el diagrama de flujo de la secuencia de procesamiento digital de señal y secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes, propuesto en este Capítulo.



¹ Proceso de deconvolución a partir de las expresiones (V.13) y (V.14).

² Proceso de deconvolución a partir de la expresión (V.17).

Figura V.42: Diagrama de flujo de la secuencia de procesamiento digital de señal y secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes.

CAPÍTULO VI

ALCANCES Y LIMITACIONES DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

VI.1. INTRODUCCIÓN

En este Capítulo se presentan los resultados obtenidos del estudio de alcances y limitaciones del sistema prototipo de ecografía acústica, en base a la recreación de diferentes escenarios de interfases mediante la interposición de elementos rígidos en superficie y de inclusiones en el medio de diferente geometría y material como por ejemplo acero, hormigón y PVC. Asimismo, se muestran los resultados de las prospecciones realizadas para determinar densificaciones y humedecimientos locales en la celda con arena. Los resultados obtenidos de las prospecciones realizadas se comparan con los resultados obtenidos de la implementación numérica a través del modelo analítico del sistema de ecografía acústica evaluado en el Capítulo V.

VI.2. PROSPECCIONES REALIZADAS CON EL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

Se llevó a cabo el estudio para evaluar los alcances y limitaciones del sistema prototipo de ecografía acústica, tras la obtención de imágenes de ecografías acústicas de las prospecciones llevadas a cabo en la celda con arena. El objeto de estas prospecciones fue el identificar, a través de las imágenes de ecografía obtenidas, la presencia de objetos de diferente geometría e impedancia mecánica. Los objetos fueron ubicados en diferentes posiciones y profundidades, mediante la excavación en la arena, la colocación del objeto en la posición deseada y el recubrimiento posterior con arena en forma de pluviado. Para tener un elemento de comparación con los resultados obtenidos, se llevó a cabo la simulación numérica del modelo del sistema de ecografía acústica, recreando la presencia de los objetos enterrados. Para ambos casos, la secuencia de procesamiento digital de señal y la secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes utilizados, son los que se desarrollaron en el Capítulo V. En el apéndice C se detallan las implementaciones computacionales en torno a estas secuencias, como parte del

código de programa para la aplicación computacional del sistema prototipo de ecografía acústica Ecosis ver. 1.1.

VI.2.1. Medición de los parámetros de onda acústica – elástica del medio arena a considerar en las prospecciones

Partiendo de considerar los resultados obtenidos en el Capítulo IV sobre el fenómeno de acoplamiento acústico sísmico y de su dependencia frente a la frecuencia y altura de la fuente de perturbación acústica, se determinó la ley de atenuación y el tiempo de propagación de la onda en la celda con arena, a partir de las perturbaciones realizadas a través de la fuente de perturbación acústica del sistema prototipo de ecografía acústica. En la Figura VI.1 se muestra el esquema de la configuración y conexionado de instrumentos electrónicos utilizados en la prueba. La misma consistió en perturbar acústicamente la superficie del medio arena, para luego sensor el fenómeno de onda a diferentes profundidades del medio, a través de una sonda acústica similar a la diseñada por Sabatier et al. (1996). Esta sonda consiste en un tubo metálico de 1.5 cm de diámetro por 1.20 m de longitud, en cuyo extremo inferior se acopla con una punta de teflón, que alberga un micrófono capacitivo (electret) omnidireccional con respuesta en frecuencia de 50 Hz a 16 kHz y una sensibilidad de 3.5 mV / Pa. Como etapa de acondicionamiento de señal de la sonda acústica, se utilizó un preamplificador y filtro analógico Stanford Research modelo SR650. Mediante un osciloscopio digital Hewlett Packard modelo 5461B 500 MHz, se visualizó la señal eléctrica de excitación de la fuente de perturbación acústica del sistema prototipo y la señal eléctrica correspondiente a la sonda acústica. Ambas señales se digitalizaron a través del conversor analógico digital incorporado en el osciloscopio, para luego ser adquiridas en formato de archivo digital a través de una computadora personal o PC. Así, a partir de las versiones digitales de las señales obtenidas y a través de la identificación de los primeros arribos entre las señales, se obtuvo la ley de atenuación y el tiempo de propagación de la onda en la celda con arena a diferentes profundidades. En las Figuras VI.2 y VI.3 se muestran los resultados obtenidos de la experiencia, en donde se observa la similitud en las tendencias y ordenes de magnitud con los resultados obtenidos en el Capítulo IV. Asimismo en la Figura VI.3, se observa claramente los cambios de pendiente entre las rectas a una profundidad aproximada de 0.34 m, limitando así la región de observabilidad de los modos MLL y MLR. Para el caso de la onda primaria P se obtuvo

una velocidad de propagación $v_{PI} \cong 255 \text{ m/s}$, mientras que para el caso de la onda secundaria P se obtuvo una velocidad de propagación $v_{PII} \cong 180 \text{ m/s}$. El resultado obtenido de la velocidad de propagación de la onda secundaria P, es el que se consideró para definir una escala de profundidad, en las imágenes de ecografía acústica obtenidas de las prospecciones.

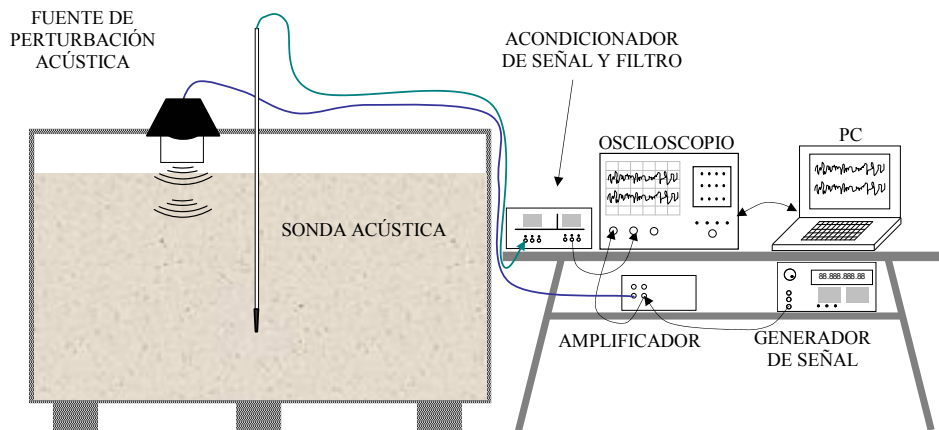


Figura VI.1: Diagrama esquemático del conexionado o disposición de instrumentos electrónicos y transductor utilizado para medir la ley de atenuación en el medio arena y el tiempo de propagación del pulso de onda.

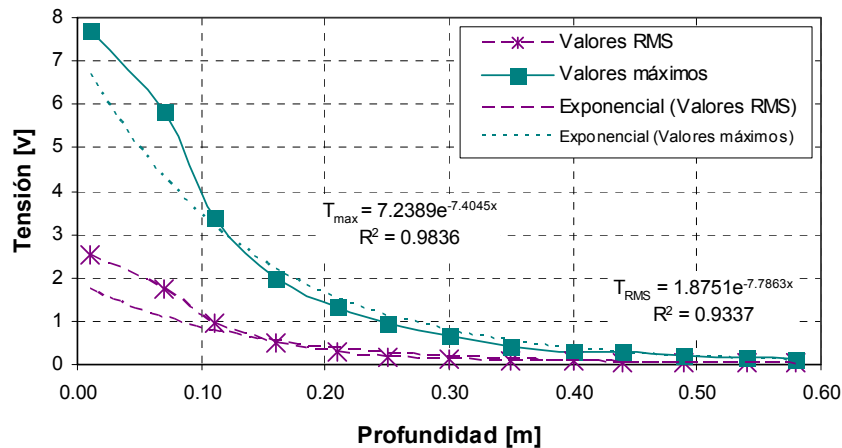


Figura VI.2: Variación de los valores eficaces o RMS y valores máximos, en función de la profundidad, de las señales [v] registradas a través de la sonda acústica utilizada.

VI.2.2. Descripción de los objetos utilizados para llevar a cabo las prospecciones

Los objetos utilizados para llevar a cabo las prospecciones consistieron en una placa cuadrada metálica de 12 cm de longitud por 3 cm de espesor, un cilindro metálico de 11 cm de diámetro por 16 cm de largo y 5 mm de espesor, un casquete metálico de 20 cm de diámetro por 30 cm de largo y 10 mm de espesor, una baldosa cuadrada de hormigón

de 40 cm de lado por 5 cm de espesor y dos caños de PVC de 11 cm de diámetro: uno de 50 cm de longitud y otro 25 cm de longitud.

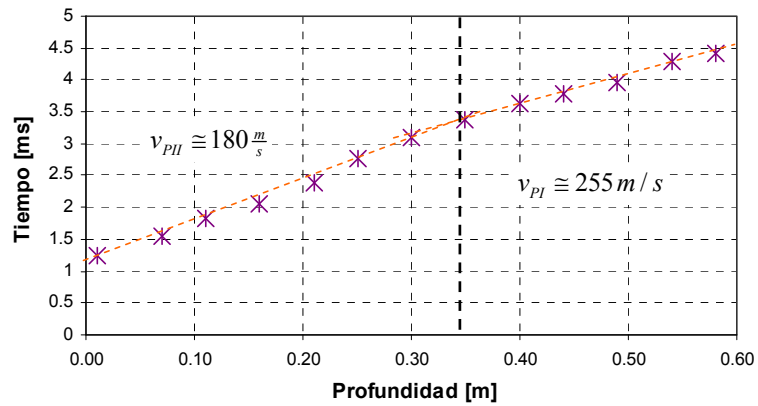


Figura VI.3: Tiempo de propagación de la onda por el medio arena en función de la profundidad.

En la Figura VI.4 se muestran dos imágenes fotográficas en donde se observan a los diferentes objetos utilizados para realizar las prospecciones en el medio arena. Consecutivamente en la Figura VI.5 se muestran los esquemas de la ubicación espacial de los objetos en la celda con arena. Como se comentó anteriormente, cada uno de los objetos se ubicaron en la celda con arena mediante la excavación en la arena, la colocación del objeto en la posición deseada y el recubrimiento posterior con arena en forma de pluviado. En aquellos casos en donde el objeto se ubicó a mayor profundidad, fue necesario utilizar un entibado a través de un anillo de PVC. En la Figura VI.6, se muestran imágenes fotográficas en donde se observa la manera en como se ubicaron aquellos objetos de menor tamaño a diferentes profundidades y de aquellos objetos ubicados superficialmente.



Figura VI.4: Imágenes fotográficas de los diferentes objetos utilizados para realizar las prospecciones en el medio arena a través del sistema prototipo de ecografía acústica.

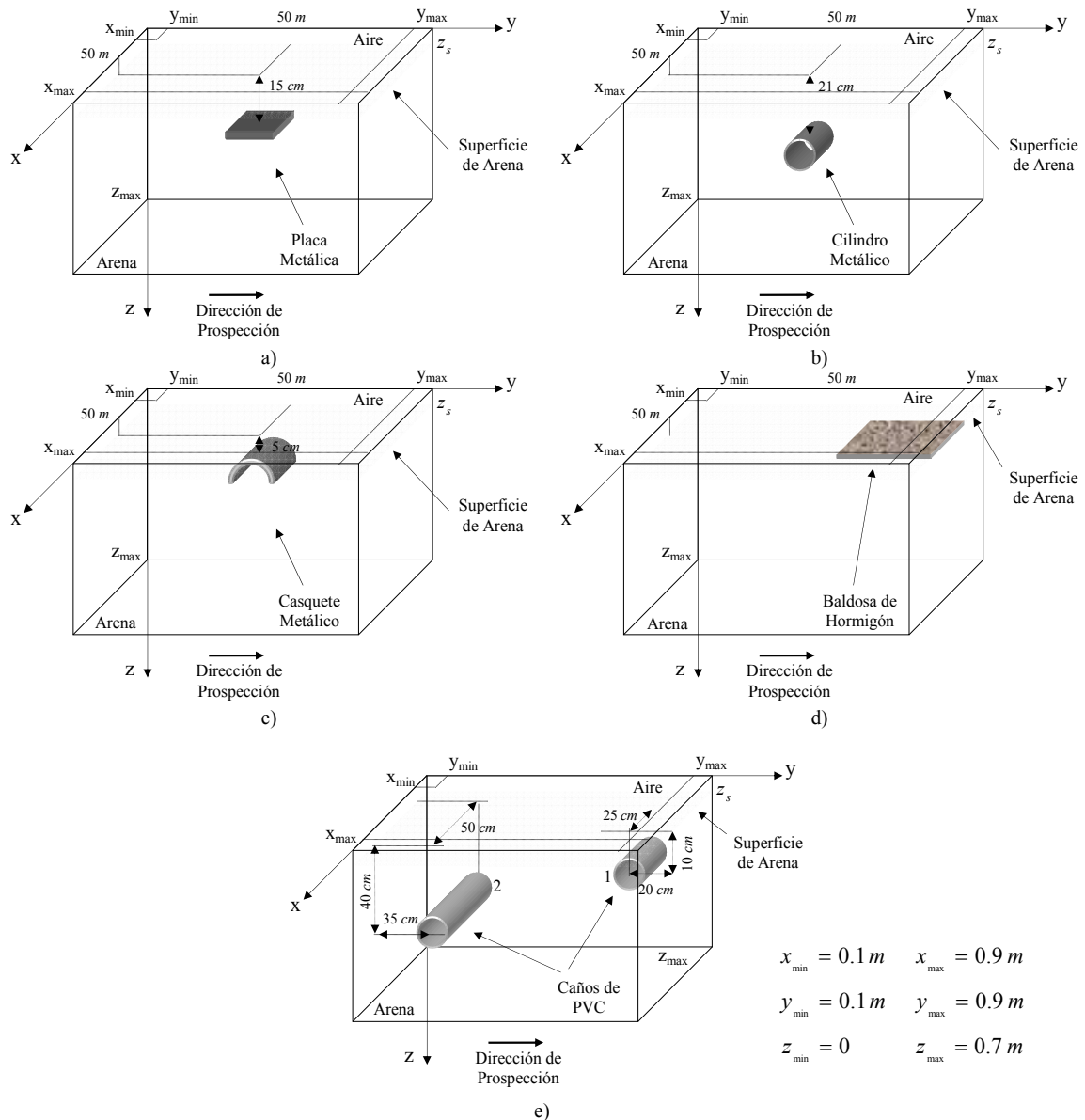


Figura VI.5: Esquemas de la ubicación espacial de los diferentes objetos prospectados a través sistema prototipo de ecografía acústica en la celda con arena.

VI.2.3. Diseño de las prospecciones

El diseño de las prospecciones consistió en la definición de los parámetros necesarios para llevar a cabo el proceso de simulación, la definición de los parámetros del sistema prototipo de ecografía acústica y la secuencia de procesamiento digital de señal y secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes a utilizar, para componer las imágenes de ecografía obtenidas de las simulaciones o de las prospecciones.

El proceso de simulación, utilizado como elemento de comparación con los resultados obtenidos de las prospecciones, se realizó tras representar los escenarios mostrados en los esquemas de las Figura VI.5 a través de la implementación computacional

desarrollada en el entorno de MATLAB del modelo del sistema de ecografía acústica presentado en el Capítulo V. Los parámetros adoptados del modelo son los que se presentaron en dicho Capítulo, mientras que las condiciones de borde y las definiciones de los valores de los coeficientes de reflexión $|R(x,y,z)|$ correspondientes a los diferentes objetos simulados, se resumen en los códigos de programa del Apéndice D.



Figura VI.6: Imágenes fotográficas en donde se muestran la manera en como se ubicaron aquellos objetos de menor tamaño a diferentes profundidades y de aquellos objetos dispuestos a nivel superficial, en la celda con arena.

Una vez establecidas las condiciones con las cuales se realizaron las simulaciones numéricas, se establecieron los valores de una serie de parámetros en el sistema prototipo de ecografía acústica antes de comenzar con cada una de las prospecciones, ya sea desde los dispositivos electrónicos que componen el sistema como desde los botones de comando de la aplicación del sistema Ecosis ver. 1.1 (ver Capítulo IV y Apéndice C). En la Tabla VI.1 se resumen dichos parámetros y los valores adoptados para cada uno de ellos. Como puede observarse en la tabla, la señal de excitación utilizada en el sistema prototipo de ecografía acústica, corresponde a una señal chirp

convencional, lo que permitió contar con una resolución vertical teórica $r_v \cong 0.036 m$ y con una resolución horizontal teórica de $r_f \cong 0.055 m$ (ver Capítulo V). Asimismo, la amplitud de la señal de excitación utilizada fue de $0.5 V_{pp}$, permitiendo suministrar a la fuente de perturbación acústica una potencia eléctrica de $200 W$. Este valor de potencia equivale a un nivel de presión sonora sobre la superficie del medio arena de $SPL(3 cm, 200 W) \cong 157 dB$ (ver Capítulo IV).

A través de la etapa de acondicionamiento de señal del sistema prototipo de ecografía acústica (ver Capítulo IV), se estableció una banda de frecuencia de trabajo y un nivel de amplificación para las señales sensadas a través de los micrófonos, de manera de trabajar con frecuencias y amplitudes de similares ordenes de magnitud (ver Tabla VI.1).

Tabla VI.1: Parámetros definidos en el sistema prototipo de ecografía acústica.

Parámetros Establecidos		Valores Adoptados
Parámetros establecidos en los dispositivos electrónicos del sistema	Señal de Excitación del sistema	Señal chirp convencional pulsante: $0.5 V_{pp}$ $10 Hz \leq f \leq 10 kHz$ Tiempo de duración $10 ms$ Frecuencia de repetición $2 Hz$
	Potencia Eléctrica suministrada a la fuente de perturbación Acústica	$200 W$
	Acondicionamiento de señal de los micrófonos	Limitación de Banda entre $80 Hz$ y $50 kHz$ Amplificación de $10 dB$
Parámetros establecidos en la aplicación del sistema, Ecosis ver. 1.1	Modo de Imagen	Cuarto modo
	Ganancia aplicada $G_a = A 10^{-5} n + e^{B 10^{-5} n}$	$A = 0$ $B = 150$
	Cantidad de señales que se promedian	3
	Velocidad de Propagación adoptada	$180 \pm 20 m/s$

Con respecto a los parámetros establecidos en la aplicación del sistema Ecosis ver. 1.1 (ver Tabla VI.1), se utilizó el cuarto modo para la composición de las imágenes de ecografía acústica (ver Apéndice C). Este modo se corresponde con la secuencia de procesamiento digital de señal propuesto en el Capítulo V, para el caso en donde se

considera a la ondícula Klauder asociada a la señal chirp, distinta a la señal delta de Dirac $\delta[n]$. En la Figura VI.7 se muestra el diagrama de flujo de la secuencia de procesamiento digital de señal utilizada en el sistema prototipo de ecografía acústica para componer las imágenes de ecografía acústica preliminares. Tal como se comentó en el Capítulo IV, estas operaciones se desarrollan con tal velocidad, que permiten obtener dichas imágenes conforme se avanza en la dirección de prospección. Una vez obtenidas las imágenes de ecografía acústica preliminares se aplica la secuencia de procesamiento de imágenes SAFT, con una ventana de 10 trazas de ancho, para mejorar la apariencia de las mismas y obtener finalmente las imágenes de ecografía acústica.

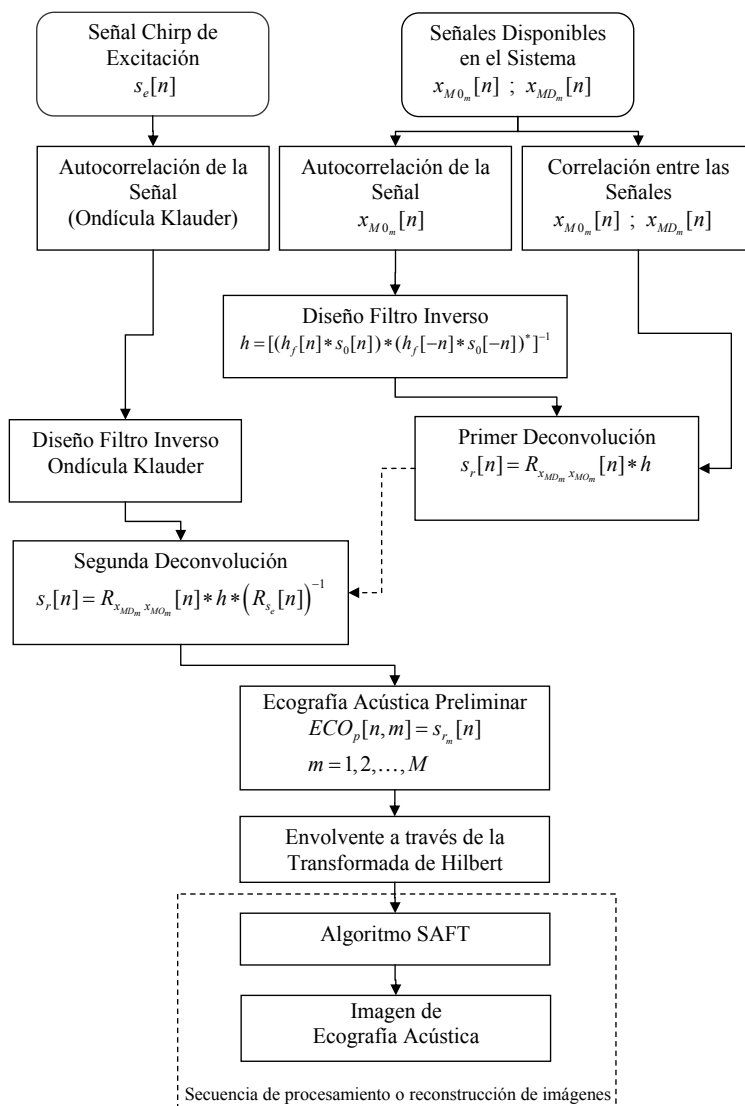


Figura VI.7: Diagrama de flujo de la secuencia de procesamiento digital de señal utilizada en el sistema prototipo de ecografía acústica, junto a la secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes; a partir del diagrama de flujo mostrado en la Figura V. 42 del Capítulo V.

La estimación del filtro inverso para llevar a cabo la primer deconvolución (ver Figura VI.7), se realizó a través del filtro de Kalman con una cantidad de coeficientes $Q = 50$, mientras que la estimación del filtro inverso de la ondícula Klauder para llevar a cabo la segunda deconvolución (ver Figura VI.7), se realizó a través del filtro de Wiener con una cantidad de coeficientes $Q = 50$. La razón de utilizar estos filtros radica en las excelentes estimaciones logradas a través de los mismos, en los resultados mostrados en el Capítulo V. El criterio utilizado en dicho Capítulo, para estudiar el desempeño del filtro de Wiener, los filtros adaptativos y el filtro de Kalman, se basó en considerar aquel filtro que con la menor cantidad de coeficientes, presente una mayor velocidad de convergencia del algoritmo (el mínimo error) a una situación de menor oscilación de la evolución de su error. La cantidad de coeficientes en estos filtros es directamente proporcional a la cantidad de recursos computacionales utilizados para el proceso de estimación.

Definida la secuencia de procesamiento digital de señal, se establecieron en la aplicación del sistema Ecosis ver. 1.1, los parámetros de ganancia para contrarrestar los efectos de atenuación exponencial de las señales sensadas, el valor de la cantidad de señales a promediar para minimizar los efectos de ruido y el valor de velocidad de propagación de onda a considerar para poder establecer una escala de profundidad en las imágenes de ecografía acústica (ver Tabla VI.1). Este último valor está en relación con el valor de velocidad de propagación de la onda secundaria P presentado en la Sección VI.2.1.

La velocidad de avance en las prospecciones o velocidad de desplazamiento del conjunto conformado por la fuente de perturbación acústica y los micrófonos (ver Capítulo IV), se definió teniendo en cuenta la frecuencia de repetición de 2 Hz de la señal chirp de excitación (ver Tabla VI.1), el ancho del objeto de menor tamaño prospectado $A_{obj} = 11 \text{ cm}$ y el número de trazas a considerar según el ancho del objeto. Este último valor se estableció a partir del criterio utilizado en los Geo Radars, en el cual se considera que un reflector es resoluble si se cuenta con más de 20 trazas o registros de las imágenes por unidad de longitud del reflector (Annan, 1992). Así, la velocidad de avance máxima para llevar a cabo las prospecciones, es de:

$$V_{Avance} = \frac{\text{trazas}}{(\text{Frecuencia de repetición})^{-1}} \frac{A_{obj}}{20 \text{ trazas}} \cong 1.1 \text{ cm / s} \quad (\text{VI.1})$$

Ya que la longitud de los perfiles prospectados en la dirección coordenada y en la celda con arena es de 80 cm (ver Figura VI.5), el tiempo mínimo que demanda cada prospección, teniendo en cuenta el valor de la velocidad de avance máxima V_{Avance} , es de aproximadamente 73 segundos. Asimismo, la cantidad mínima de trazas o registros que deberían tener las imágenes de ecografía acústica es de 146 trazas.

En todas las prospecciones se utilizaron los mismos parámetros que los definidos en la Tabla VI.1, al igual que las secuencias de procesamiento mostradas en la Figura VI.7. Dichas secuencias se aplicaron también para componer las imágenes de ecografía acústica obtenidas en el proceso de simulación. A partir de esta disposición se evaluaron los resultados obtenidos de las prospecciones, manteniendo las mismas condiciones o configuraciones del sistema prototipo de ecografía acústica, con el objeto de evidenciar los alcances y limitaciones del sistema frente a los diferentes escenarios prospectados.

VI.2.4. Resultados obtenidos de las prospecciones

En las Figuras VI.8 a VI.13 se muestran las imágenes de ecografía acústica obtenidas de la prospección de cada uno de los objetos a través del sistema prototipo de ecografías acústicas. En cada una de las figuras, se incluyen además las imágenes de ecografías acústicas obtenidas por medio de las simulaciones. Claramente se observa en cada una de las imágenes de ecografía de las figuras, los contrastes que sugieren la presencia de los objetos y las figuras geométricas que representan las dimensiones de las secciones transversales de los objetos y sus ubicaciones reales. Para el caso de las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental, se observa que la veracidad de las mismas está fuertemente influenciada con la rugosidad o sinuosidad de la superficie al momento de llevar a cabo la prospección. En aquellos casos en donde los contrastes superficiales son débiles, se observan con mayor nitidez los contrastes relacionados a los objetos prospectados. Este fenómeno no se observa en las imágenes de ecografías obtenidas por simulación, ya que en la implementación del modelo del sistema de ecografía acústica se asume que la superficie del medio arena es perfectamente lisa (ver Capítulo V).

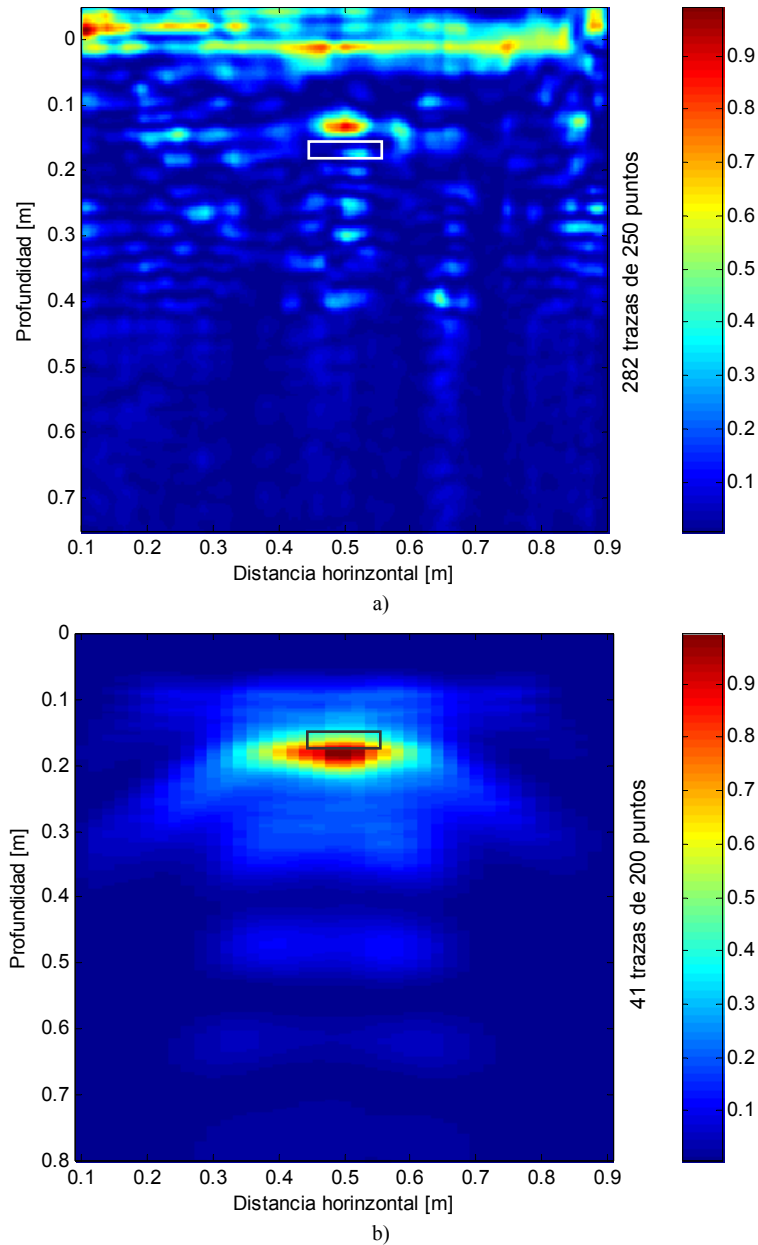


Figura VI.8: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del objeto cuadrado metálico de 12 *cm* de longitud por 3 *cm* de espesor, ubicado a una profundidad de 15 *cm* en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

En todas las imágenes de ecografía los contrastes que sugieren la presencia de los objetos, no representan el área o forma de los mismos, si no, el contorno o frontera del objeto en donde existe un cambio en las impedancias mecánicas. Estos contrastes, en el caso de las imágenes de ecografías acústicas obtenidas en forma experimental, manifiestan cierto fenómeno de difracción en torno a su frontera, el cual se hace más evidente cuanto mas rígido es el objeto y cuanto mas superficial es su ubicación.

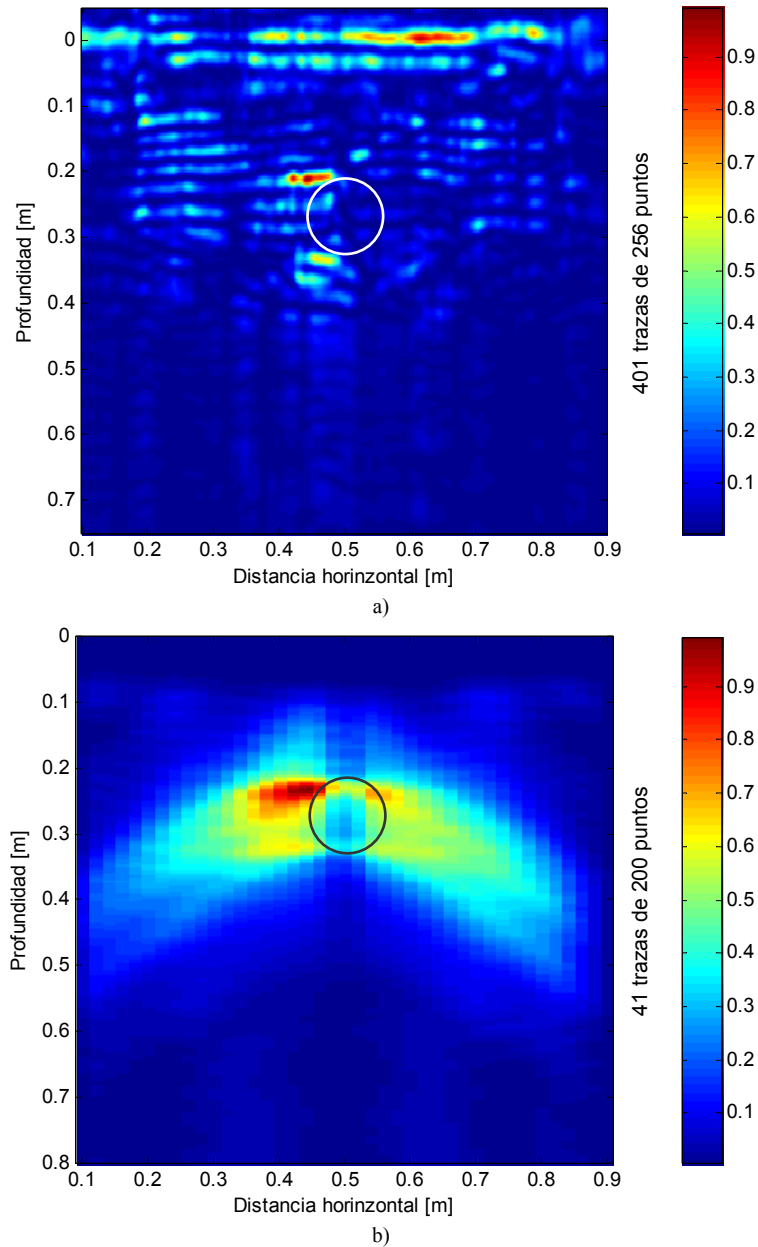


Figura VI.9: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del objeto cilíndrico metálico de 11 *cm* de diámetro por 16 *cm* de largo y 5 *mm* de espesor, ubicado a una profundidad de 21 *cm* en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

Otra característica observada en las imágenes de ecografía obtenidas en forma experimental, es que los patrones de difracción de las imágenes, difieren según la forma del objeto. En el caso de los objetos planos el patrón de difracción se desarrolla como ondulaciones por debajo de los objetos. En el caso del cilindro metálico el patrón de difracción se desarrolla como ondulaciones alrededor del cilindro, mientras que en el casquete metálico las ondulaciones son observadas por arriba del mismo.

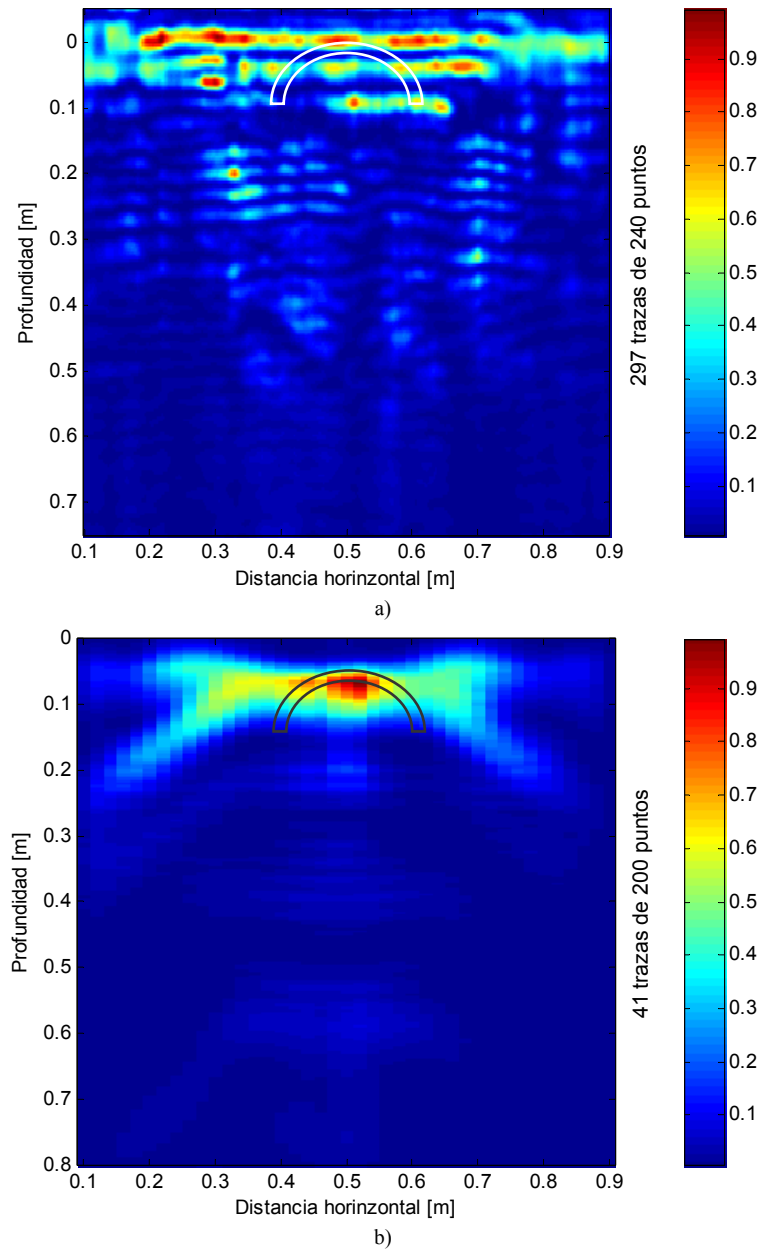


Figura VI.10: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección del casquete metálico de 20 cm de diámetro por 30 cm de largo y 10 mm de espesor, ubicado a una profundidad de 5 cm en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

En el caso de la imagen de ecografía acústica obtenida de la prospección de la baldosa de hormigón ubicada sobre la superficie (ver Figura VI.11.a), no se observa un patrón nítido de difracción que se desarrolle por debajo de la baldosa. Sin embargo se advierte un contraste de gran nitidez en el sector en donde se ubicó la baldosa, a nivel de la superficie de la imagen, con mayor tonalidad en la transición entre la superficie de arena y la baldosa de hormigón (un cambio de la impedancia de flujo en la superficie).

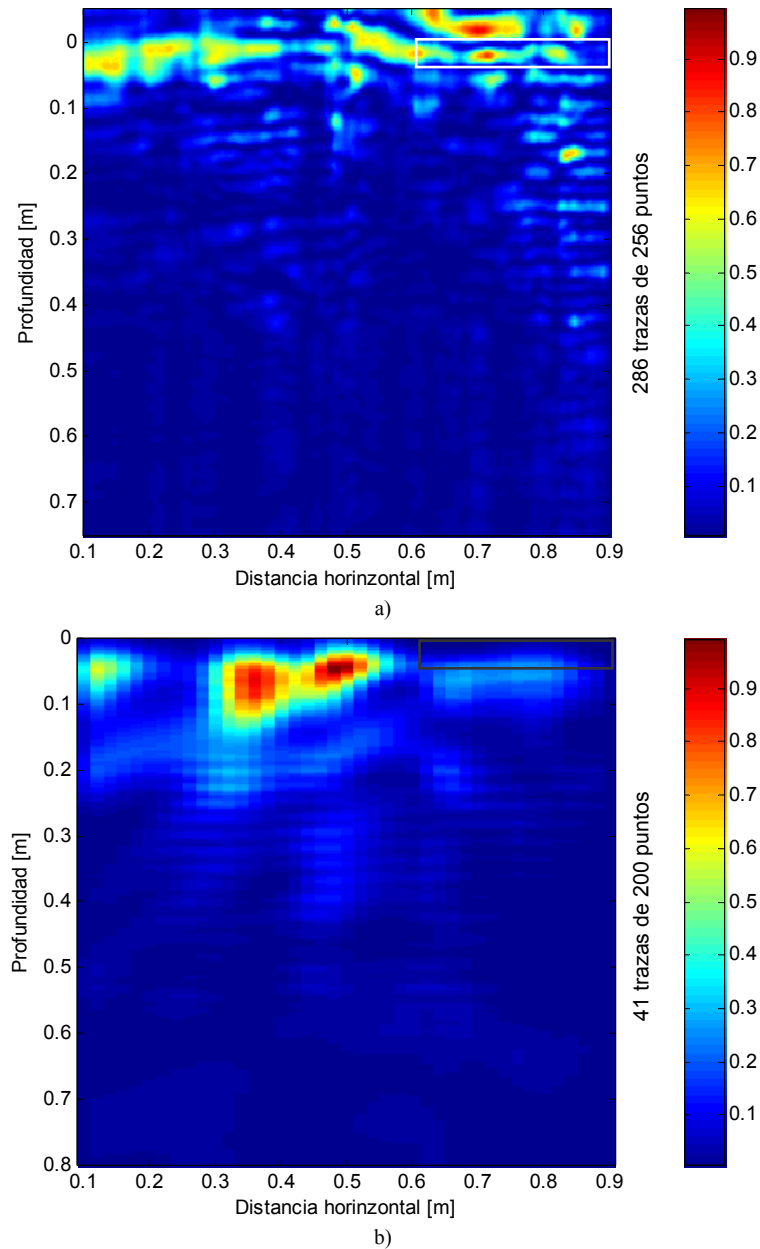


Figura VI.11: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la baldosa cuadrada de hormigón de 40 *cm* de lado por 5 *cm* de espesor, ubicada al nivel de la superficie de la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

El fenómeno de difracción al que se hizo referencia, revela cierto comportamiento de los modos de propagación de onda en un medio poroso ante la presencia de un objeto rígido. Gómez Álvarez Arenas (1994) explica este fenómeno de difracción, el cual se denomina como “dispersión resonante”. Este fenómeno de onda surge en un medio poroso, frente a inclusiones rígidas no porosas de dimensiones iguales o mayores que las longitudes de onda que se desarrollan en el medio poroso.

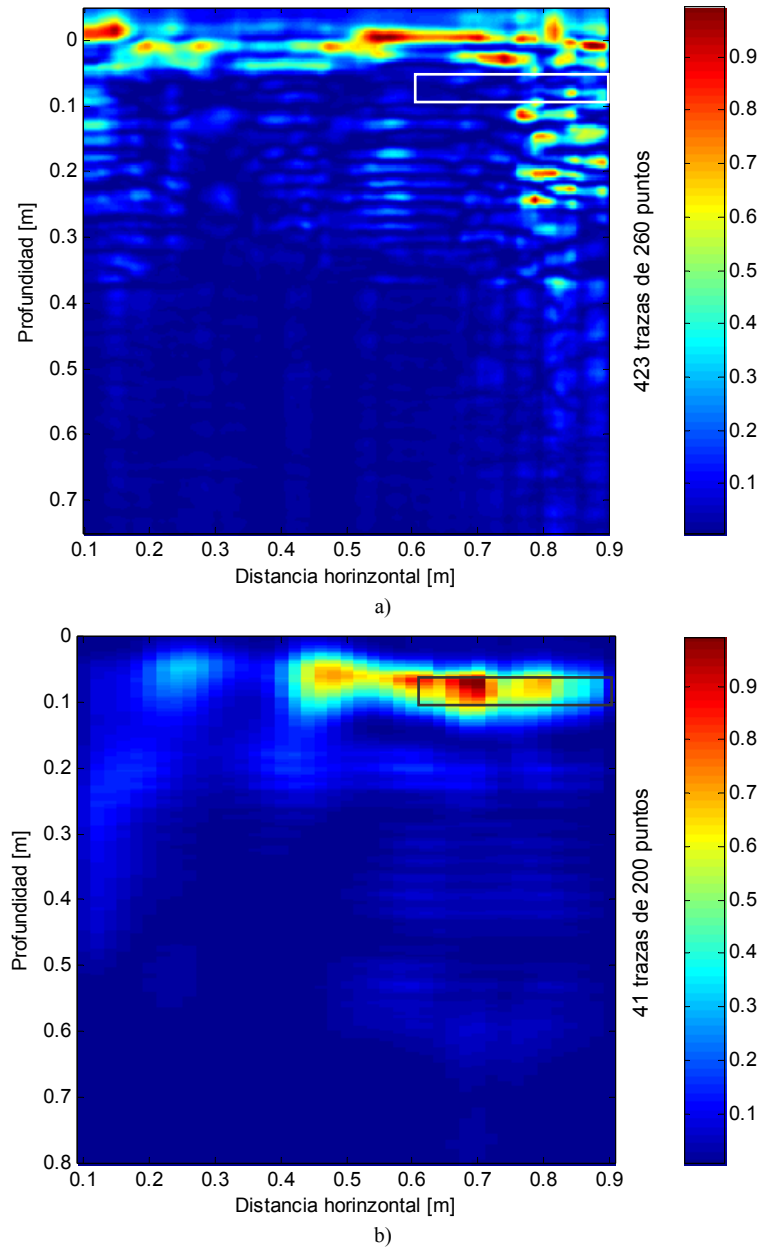


Figura VI.12: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la baldosa cuadrada de hormigón de 40 *cm* de lado por 5 *cm* de espesor, ubicada a una profundidad de 5 *cm* en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

Cabe aclarar que debido al movimiento manual del conjunto conformado por la fuente de perturbación acústica y los micrófonos, la velocidad de avance en las prospecciones no fue constante. Esto dio lugar a pequeños efectos de traslación de los contrastes correspondientes a los objetos prospectados, en las imágenes de ecografía acústica, a pesar de la cantidad suficiente de trazas que componen las mismas. Un ejemplo de ello se aprecia en el contraste correspondiente al caño de PVC 1 de la Figura VI.13.a.

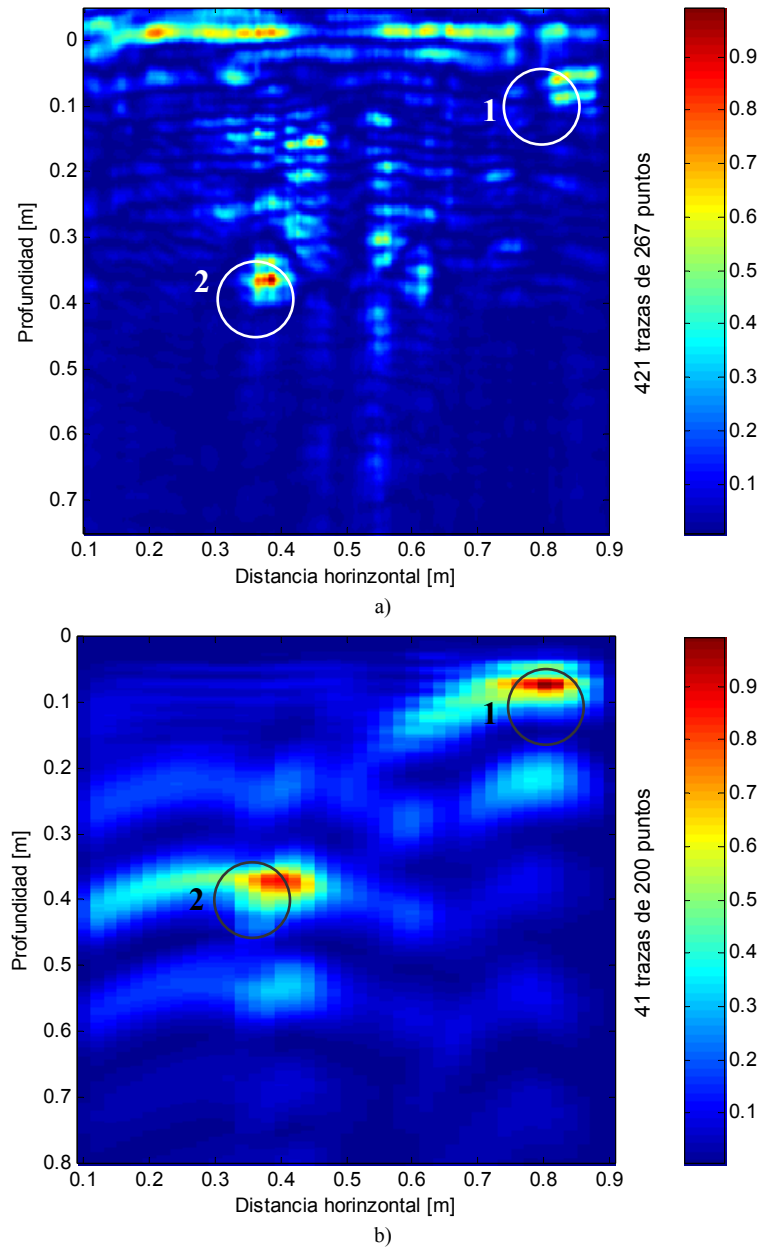


Figura VI.13: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de los dos caños de PVC de 11 *cm* de diámetro, ubicados a las profundidades de 35 *cm* y 5 *cm* en la celda con arena. a) Imagen obtenida a través del sistema prototipo de ecografía acústica. b) Imagen obtenida de la simulación del modelo. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

VI.3. SENSIBILIDAD DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

Se realizaron cuatro tipos de prospecciones con el sistema prototipo de ecografía acústica para determinar la sensibilidad del sistema, a través del análisis de las imágenes de ecografía obtenidas. La primera prospección consistió en la identificación de un objeto metálico a diferentes profundidades, la segunda prospección consistió en la

identificación de densificaciones locales, la tercera prospección consistió en la identificación de humedecimientos locales y la cuarta prospección consistió en la identificación e individualización de objetos próximos y sectores con densificación. Para todos los casos, antes de comenzar con cada una de las prospecciones se diseñaron las mismas, a partir de los parámetros del sistema resumidos en la Tabla VI.1 y siguiendo los lineamientos adoptados en la Sección VI.2.3, para la composición de solamente las imágenes de ecografía acústica obtenidas del sistema prototipo.

VI.3.1. Resultados frente a la variación de la profundidad

El objeto utilizado en la primera experiencia consistió en una placa cuadrada metálica de 12 *cm* de longitud por 3 *cm* de espesor, ubicada al centro de la celda con arena y a las siguientes profundidades: 5 *cm*, 15 *cm*, 25 *cm*, 35 *cm* y 45 *cm*. La placa metálica se ubicó en cada una de las profundidades a través de cavar en la arena, colocar la placa en la posición deseada para luego taparla con arena en forma pluvial. En las profundidades mayores fue necesario utilizar un entibado a través de un anillo de PVC. En la Figura VI.14 se muestran las imágenes de ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la placa metálica ubicada a las diferentes profundidades. En cada una de las imágenes se observa claramente el contraste correspondiente a la placa metálica y un rectángulo punteado que representa la dimensión (ancho y espesor) y ubicación real de la misma. Se observa además que la veracidad o claridad de las imágenes esta fuertemente influenciada con la rugosidad de la superficie, al igual que las imágenes de ecografías mostradas en la sección anterior. En aquellos casos en donde el contraste superficial es débil, se observa nítidamente la placa metálica, a diferencia de los otros casos. Tal como se comento en la sección anterior, la presencia de contrastes superficiales de alta tonalidad en las imágenes de ecografías acústicas revela una elevada rugosidad en la superficie de la arena al momento de realizar la prospección. Respecto de la profundidad de investigación, se observa que la detección de la placa a 45 *cm* de profundidad fue posible a pesar del valor obtenido en la Sección VI.2.1, de la profundidad de observabilidad del modo MLL de aproximadamente 0.34 *m* (ver Figura VI.3). La razón de ello se debería a las sucesivas alteraciones producidas en la celda con arena para la ubicación de los objetos, dando lugar a variaciones en la velocidad de propagación del modo MLL y por ende en la profundidad de observabilidad de este modo de propagación.

cilíndrico, la cual se sometió a vibrado para lograr la máxima densificación, se la retiró del recipiente cilíndrico y finalmente se la secó en una estufa por veinticuatro horas. Dicha probeta se ubicó en la celda con arena a través de cavar en la arena, colocar la probeta en la posición deseada para luego taparla con arena en forma pluvial; siendo necesario utilizar un entibado a través de un anillo de PVC. En la Figura VI.15 se muestran imágenes fotográficas de la probeta de arena densificada y de la ubicación de la misma en la celda con arena. Seguidamente en la Figura VI.16 se muestra un esquema de la ubicación espacial de la probeta de arena densificada, la cual representa la zona con densificación local.



Figura VI.15: a) Imagen fotográfica de la probeta de arena densificada de 13 *cm* de diámetro por 15 *cm* de largo y de una densidad seca de 1.61 *gr / cm³*. b) Imagen fotográfica en donde se muestra la manera en como se ubicó la probeta de arena, a la profundidad de 20 *cm* en la celda con arena.

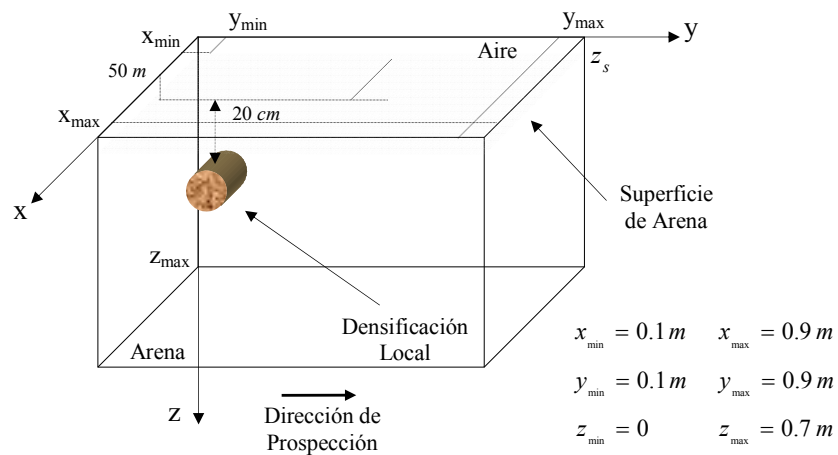


Figura VI.16: Esquema de la ubicación de la zona con densificación local prospectada a través sistema prototipo de ecografía acústica en la celda con arena.

Para identificar la zona con densificación local, se obtuvieron cinco imágenes de ecografía acústica correspondientes a los perfiles transversales ubicados a 20 *cm*, 40 *cm*, 50 *cm*, 60 *cm* y 80 *cm* sobre el eje coordenado *x* de la celda con arena, tal como se indican en el diagrama en vista superior de la Figura VI.17.

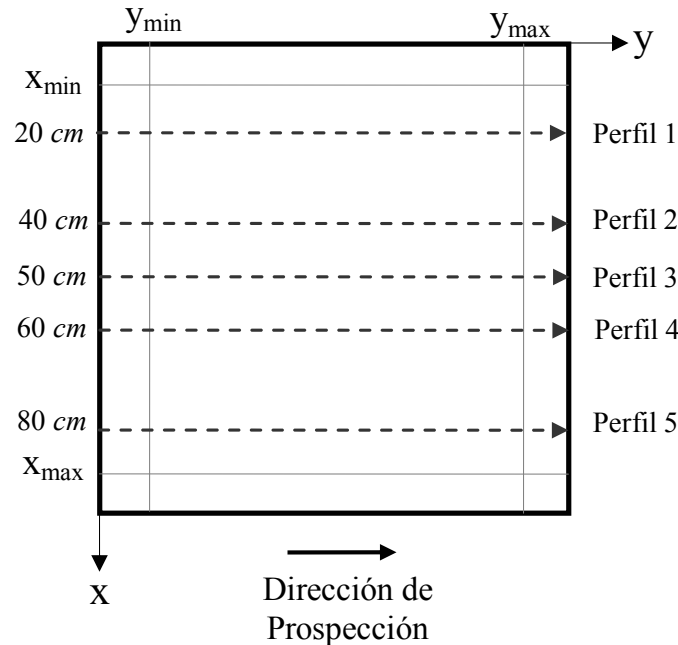


Figura VI.17: Vista superior del esquema espacial mostrado en la Figura VI.16, en donde se aprecia la ubicación de los perfiles prospectados en la celda con arena para identificar la zona con densificación local.

En la Figura VI.18 se muestran las imágenes de ecografías acústicas obtenidas de la prospección realizada en la celda con arena para la identificación de la zona con densificación local. Particularmente en las imágenes de ecografías de las Figuras VI.18.b y VI.18.c, se observan los contrastes correspondientes a la zona con densificación local a la vez que se indica a través de una circunferencia, la ubicación y dimensión de la zona densificada. Los contrastes correspondientes a la zona densificada no representan el área o forma de la zona densificada, si no el contorno superior a dicha zona, en donde existe un cambio en las impedancias mecánicas. Asimismo en todas las imágenes se observan en mayor o menor medida, el contraste superficial debido a la rugosidad o sinuosidad de la superficie. Otra característica que se observa en la Figura VI.18, es que los contrastes correspondientes a la zona densificada no presentan el fenómeno de difracción en torno a la frontera de la zona. La razón de ello radica en que este fenómeno de onda, solo se hace presente frente a inclusiones rígidas no porosas, tal

como se comentó en la Sección VI.2.4. Finalmente en la Figura VI.19 se muestra la distribución tridimensional de las imágenes de ecografías acústicas mostradas en la Figura VI.18, en donde se puede apreciar claramente la ubicación tanto de los perfiles prospectados como de la zona con densificación local.

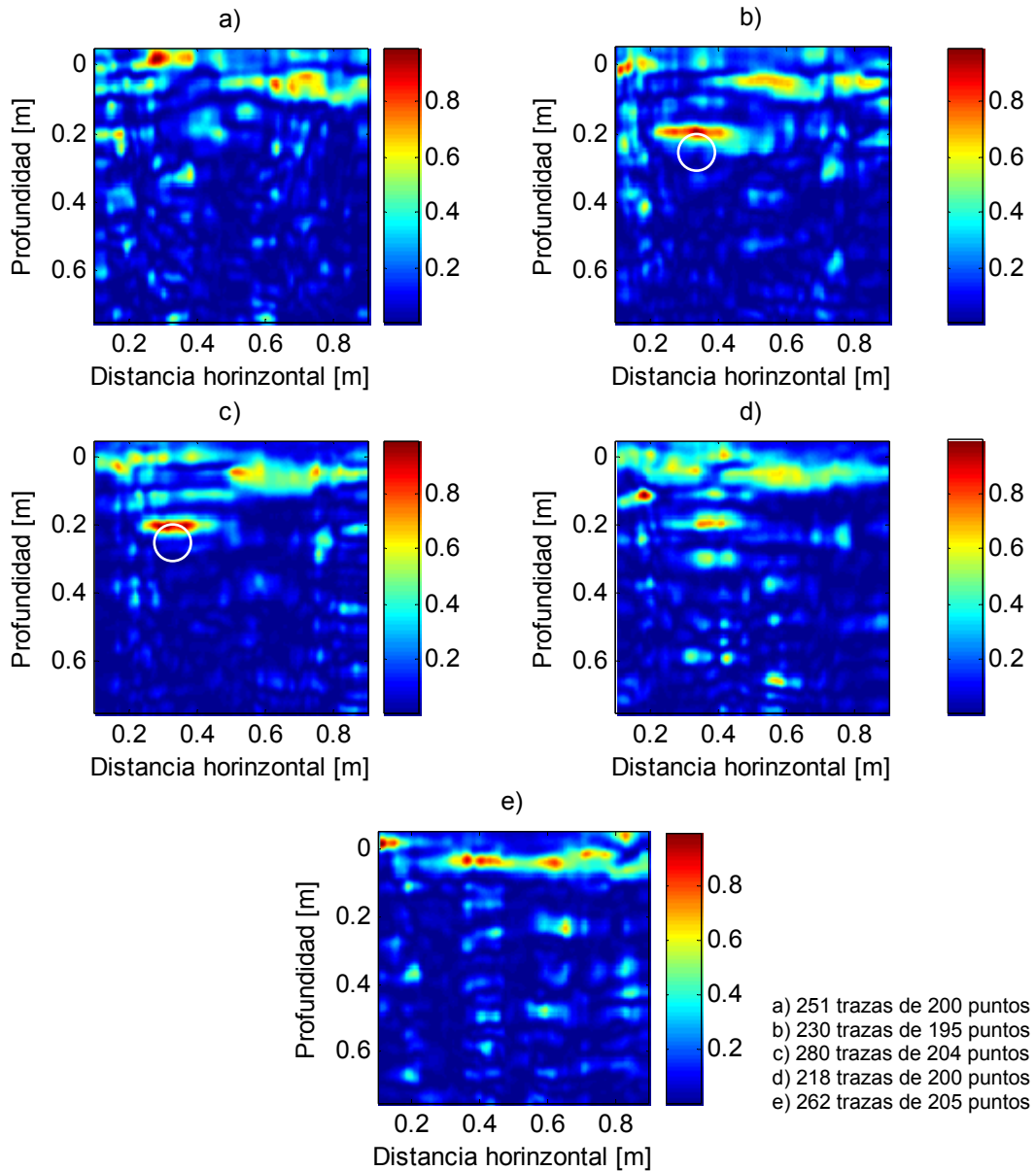


Figura VI.18: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la zona con densificación local en la celda con arena. a) Imagen correspondiente al perfil ubicado a 20 *cm* de la cara anterior de la celda con arena, b) imagen correspondiente al perfil ubicado a 40 *cm*, c) imagen correspondiente al perfil ubicado a 50 *cm*, d) imagen correspondiente al perfil ubicado a 60 *cm* y e) imagen correspondiente al perfil ubicado a 80 *cm*. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

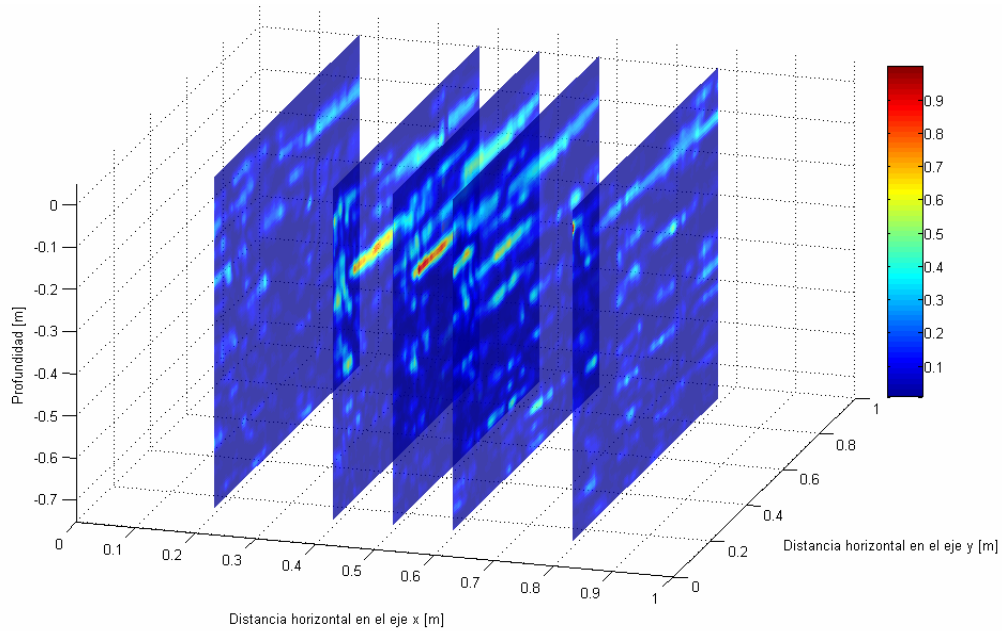


Figura VI.19: Distribución tridimensional de las imágenes de ecografías acústicas mostradas en la Figura VI.18, en función de los perfiles prospectados. Las imágenes están normalizadas respecto del máximo valor entre todas las imágenes.

VI.3.3. Resultados frente a humedecimientos locales

Esta experiencia se realizó tras el vertido de agua a través de una manguera en dos oportunidades, dando lugar a dos zonas con humedecimiento tal como se aprecia en las imágenes fotográficas de la Figura VI.20. En la primera zona el vertido de agua se realizó desde la superficie, mientras que en la segunda zona el vertido de agua se realizó desde una profundidad de 10 *cm*.

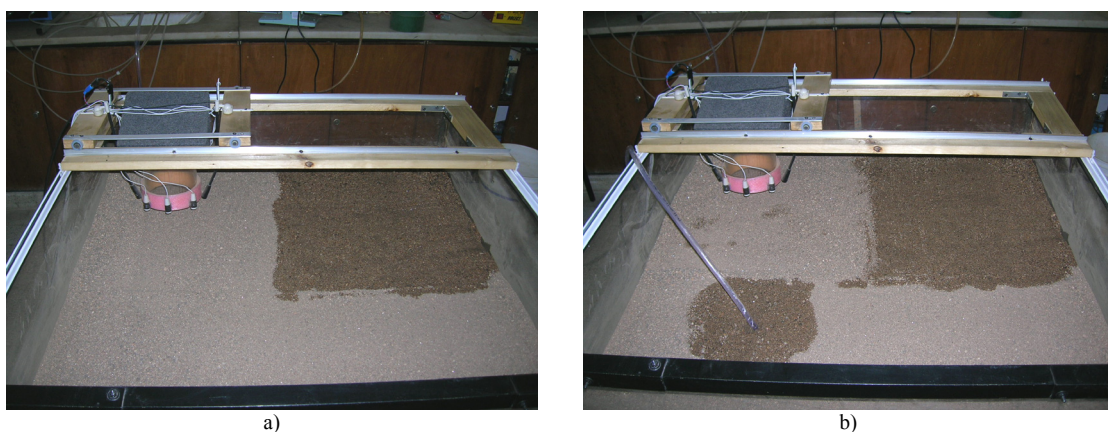


Figura VI.20: Imágenes fotográficas de las zonas con humedecimientos en la celda con arena. a) Primera zona con humedecimiento, provocado desde la superficie a través del vertido de agua por medio de una manguera b) Segunda zona con humedecimiento, provocado desde una profundidad de 10 *cm* a través del vertido de agua por medio de una manguera.

Luego de crear la primera zona con humedecimiento se prospectó la celda con arena, obteniendo las imágenes de ecografías de la Figura VI.21. Posterior a ello, se creó la segunda zona con humedecimiento y se prospectó la celda con arena para dar lugar a las imágenes de ecografías acústicas de la Figura VI.22. En ambos casos, las imágenes de ecografías corresponden a los perfiles transversales ubicados a 10 cm, 30 cm, 50 cm, 70 cm y 90 cm sobre el eje coordenado x de la celda con arena (ver Figura VI.23).

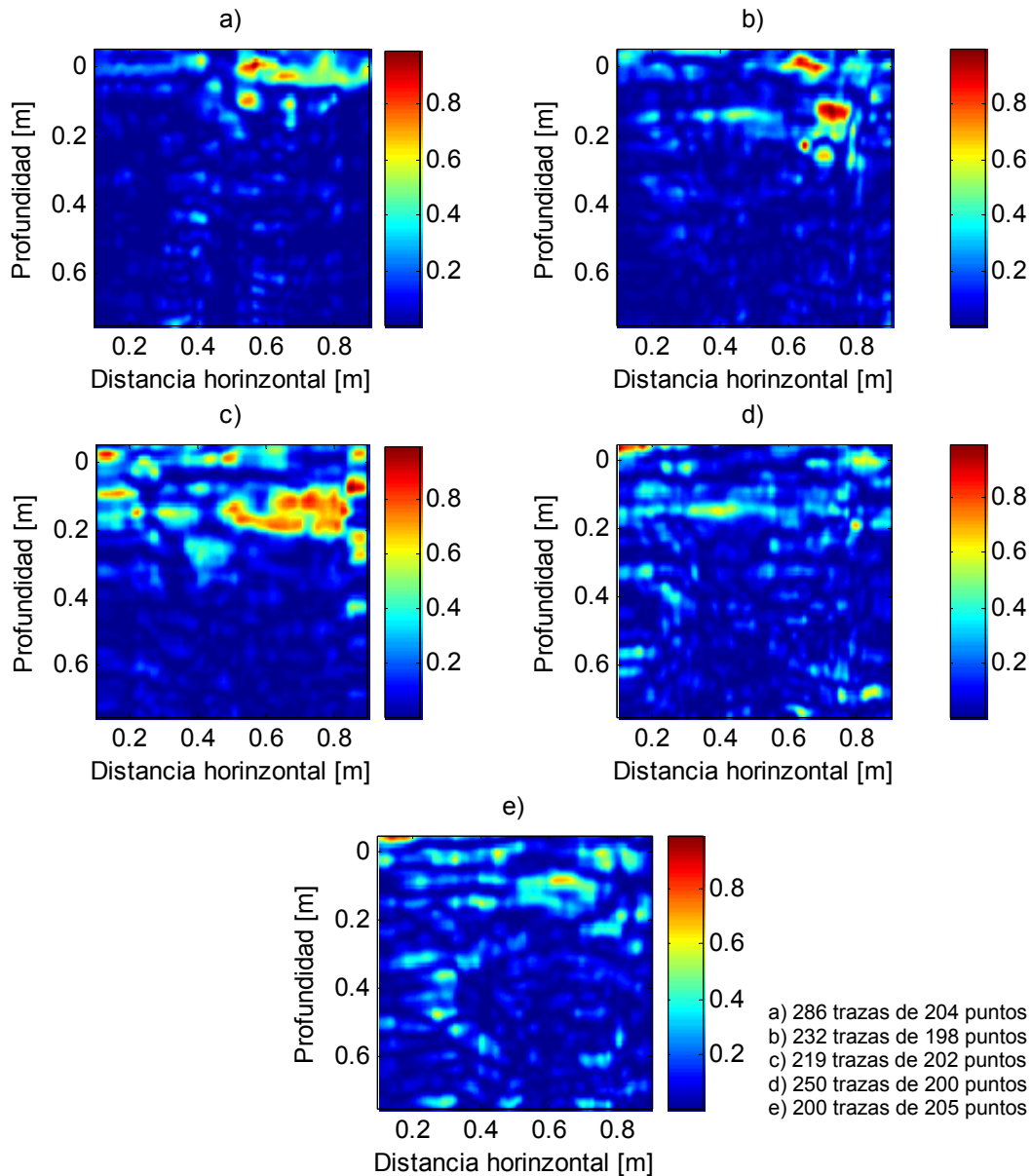


Figura VI.21: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de la primer zona con humedecimientos en la celda con arena. a) Imagen correspondiente al perfil ubicado a 10 cm de la cara anterior de la celda con arena, b) imagen correspondiente al perfil ubicado a 30 cm, c) imagen correspondiente al perfil ubicado a 50 cm, d) imagen correspondiente al perfil ubicado a 70 cm y e) imagen correspondiente al perfil ubicado a 90 cm. Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

Antes de proceder a prospectar la celda con arena en ambos casos, se esperó un tiempo prudencial de manera que se produzca el escurrimiento del agua vertida a través de la maguera. El porcentaje de humedad de las zonas con humedecimiento fue de $w_{\%} \cong 13\%$, mientras que la densidad humedad lograda fue de aproximadamente $1.715 \text{ gr} / \text{cm}^3$.

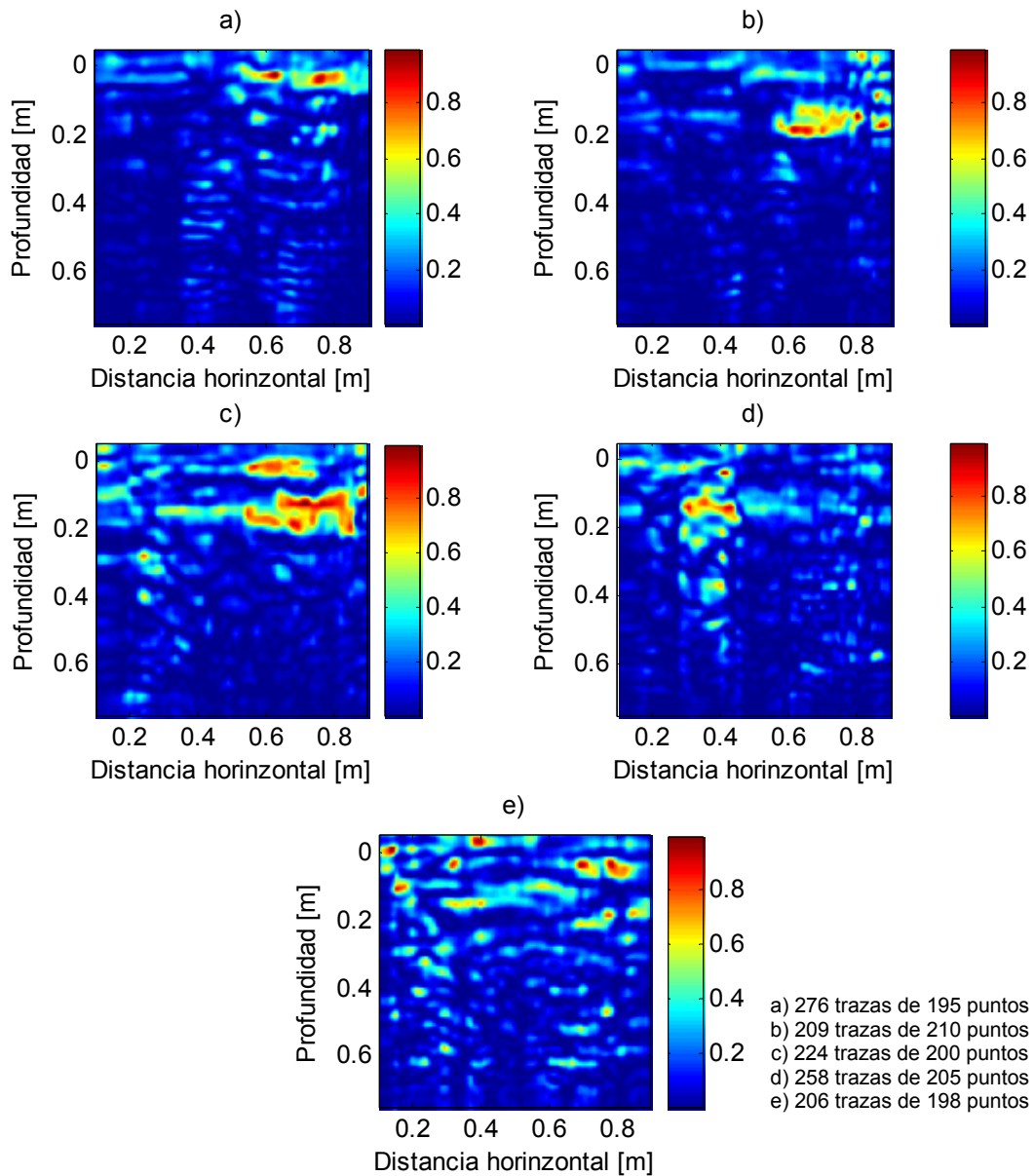


Figura VI.22: Ecografías acústicas obtenidas de la prospección de las zonas con humedecimientos en la celda con arena. a) Imagen correspondiente al perfil ubicado a 10 cm de la cara anterior de la celda con arena, b) imagen correspondiente al perfil ubicado a 30 cm , c) imagen correspondiente al perfil ubicado a 50 cm , d) imagen correspondiente al perfil ubicado a 70 cm y e) imagen correspondiente al perfil ubicado a 90 cm . Las imágenes están normalizadas respecto de su máximo valor.

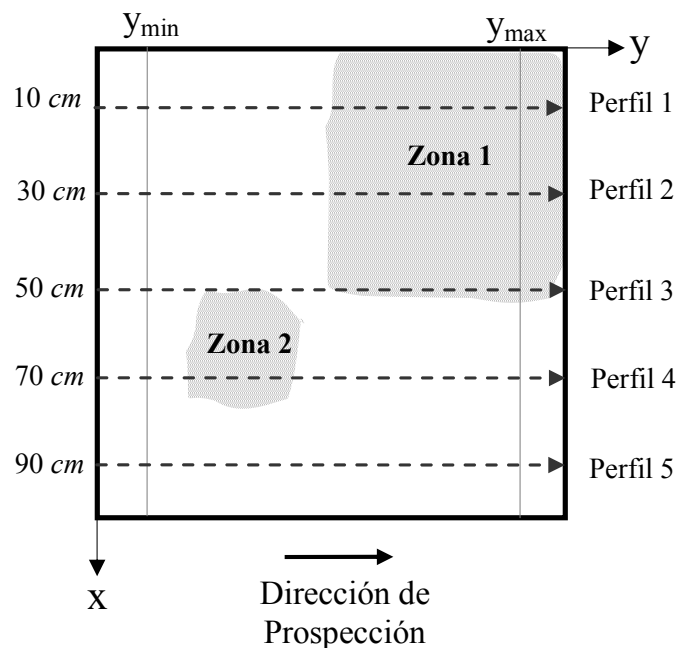
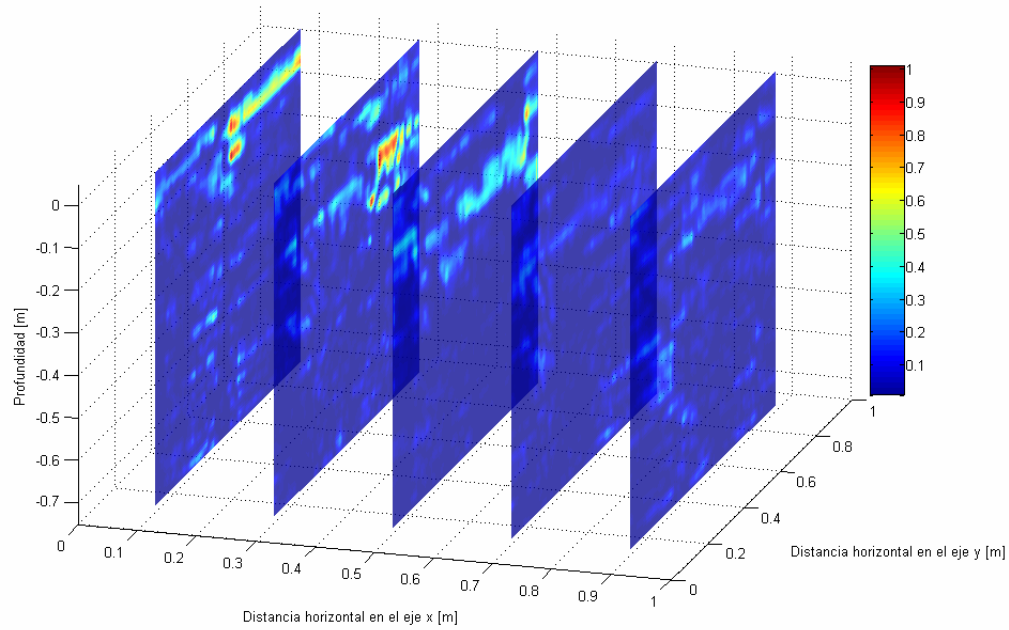
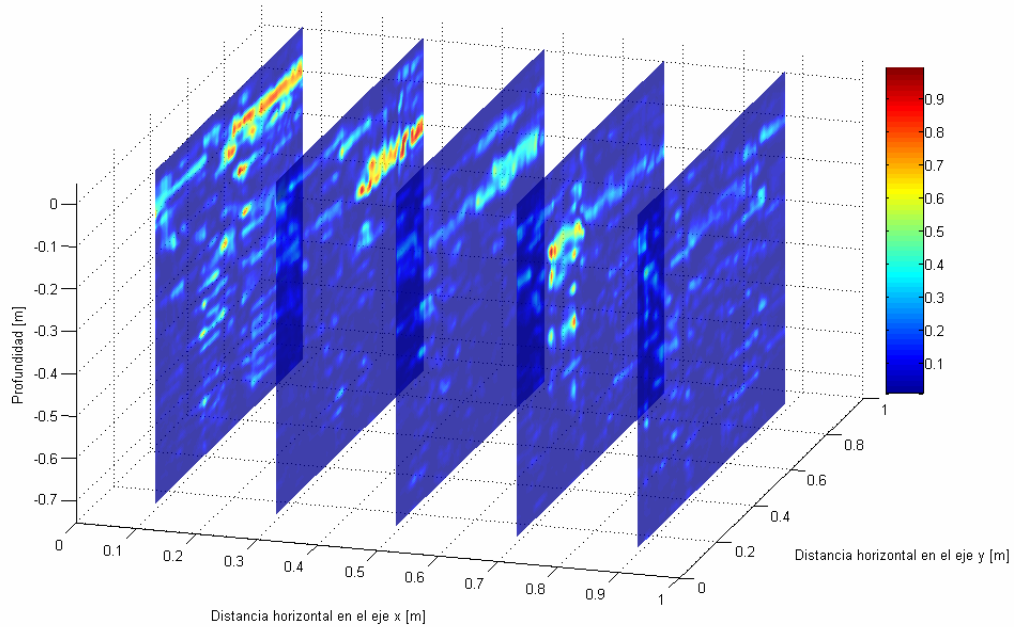


Figura VI.23: Diagrama en vista superior de la celda con arena, en donde se aprecia la ubicación de los perfiles prospectados, para identificar las zonas con humedecimientos.

En los resultados obtenidos para ambos casos, a través de la Figura VI.21 y Figura VI.22, se observan nítidamente los contrastes correspondientes a las zonas con humedecimientos. Estos contrastes pueden observarse con mayor claridad en las imágenes de ecografía de la Figura VI.24, en donde se muestran las distribuciones tridimensionales de las imágenes de ecografías acústicas mostradas en dichas figuras. Al observar las imágenes de ecografías acústicas de las figuras, junto a sus respectivas representaciones tridimensionales, se advierte que los contrastes correspondientes a las zonas con humedecimientos no exhiben una forma homogénea. Si es claro que los contrastes de mayor tonalidad están relacionados con los cambios de las impedancias mecánicas en el medio arena, debido a los cambios de la densidad de la arena por el incremento del porcentaje de humedad. Asimismo se observa que las formas de estos contrastes, están relacionados con caminos preferenciales por donde se escurrió el agua vertida, indicando así que la densidad seca en la celda con arena no era del todo homogénea.



a)



b)

Figura VI.24: Distribución tridimensional de las imágenes de ecografías acústicas mostradas en la Figura VI.21 y Figura VI.22, respectivamente. a) Imágenes de ecografías correspondientes a la primera zona con humedecimiento, b) Imágenes de ecografías acústicas correspondientes a las dos zonas con humedecimientos. Las imágenes están normalizadas respecto del máximo valor entre todas las imágenes.

VI.3.4. Resultados frente a la proximidad de objetos y sectores con densificación

En esta experiencia se realizaron dos prospecciones para la identificación y diferenciación de dos objetos metálicos próximos y de dos zonas con densificaciones locales próximas. Los objetos metálicos utilizados consistieron en dos placas cuadradas metálicas de 12 *cm* de longitud por 3 *cm* de espesor, ubicadas en la celda con arena a las

profundidades de 20 cm y 23 cm tal como se esquematiza en la Figura VI.25.a. Por otro lado para recrear en el medio arena las dos zonas con densificaciones locales, se utilizaron dos probetas de arena densificada de 13 cm de diámetro por 15 cm de largo, ubicadas en la celda con arena a las profundidades de 20 cm y 25 cm tal como se muestra en el esquema de la Figura VI.25.b. Las probetas de arena se construyeron siguiendo el mismo método de construcción que el explicado en la sección VI.3.2, obteniendo en ambas probetas una densidad seca de aproximadamente $1.62 \text{ gr} / \text{cm}^3$. La ubicación en el medio arena de los objetos metálicos como de las probetas de arena densificada, se realizaron por medio de la ayuda de un entibado a través de un anillo de PVC.

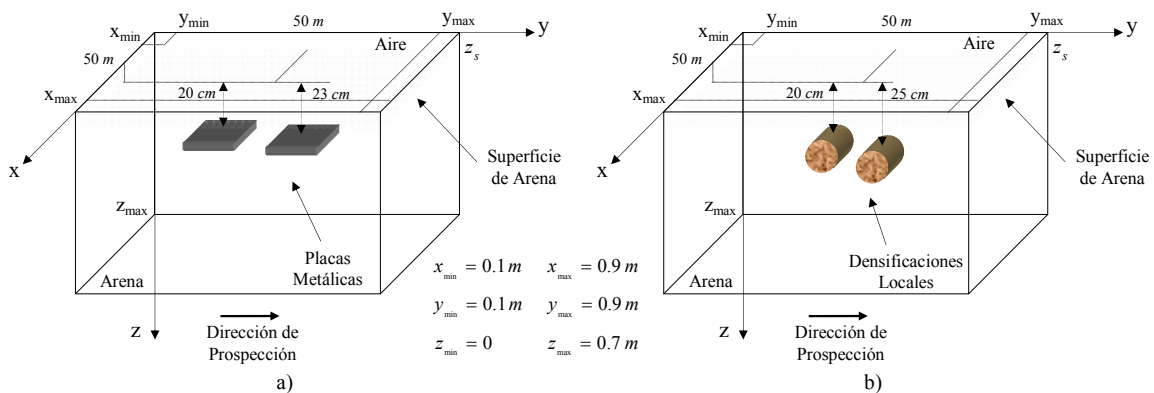


Figura VI.25: Esquemas de la ubicación espacial de los objetos metálicos y de los sectores con densificación, prospectados a través sistema prototipo de ecografía acústica en la celda con arena.

En la Figura VI.26 se muestra la imagen de ecografía acústica obtenida de la prospección de los objetos cuadrados metálicos próximos, mientras que en la Figura VI.27 se muestra la imagen de ecografía acústica obtenida de la prospección de las zonas con densificaciones locales próximas. En ambas imágenes de ecografía puede distinguirse los contrastes correspondientes a los objetos metálicos y las zonas con densificaciones. Asimismo se observa a través de rectángulos y circunferencias de color blanco, la dimensión y ubicación real de los objetos o de las zonas de densificación. Obsérvese además que a diferencia de los contrastes correspondientes a las zonas con densificación, para el caso de la imagen de ecografía de la Figura VI.26, no se logra individualizar o distinguir que dicho contraste corresponde a dos objetos próximos. Esto revela una vez más, la diferencia de los mecanismos de propagación de ondas en un medio poroso ante la presencia de un objeto rígido. En primera instancia se puede advertir que existe una mayor sensibilidad del sistema para la identificación de zonas con densificación locales. Con respecto a la resolución lograda en la imagen de

ecografía acústica de la Figura VI.27, si bien las resoluciones teóricas adoptadas en el diseño de las prospecciones son mayores (ver Sección VI.2.3), puede decirse de una manera conservadora que las zonas con densificación son resolubles al menos ante separaciones del orden de sus dimensiones.

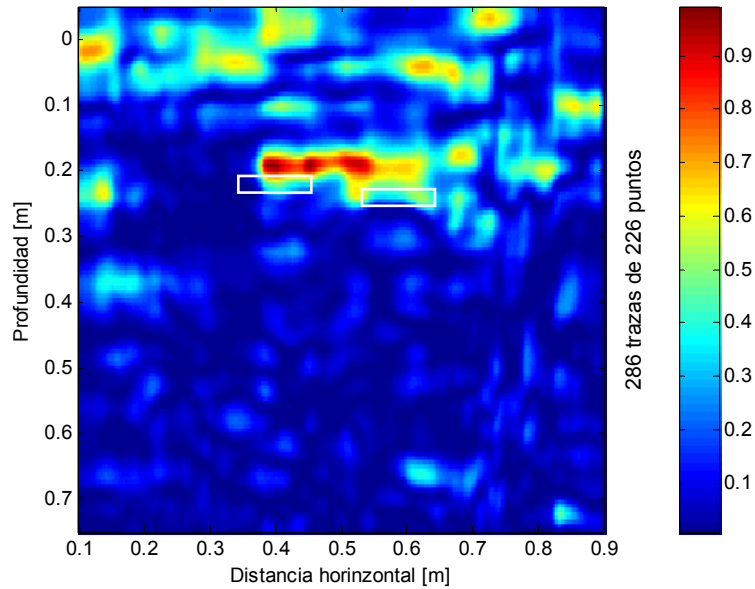


Figura VI.26: Ecografía acústica obtenida de la prospección de los objetos cuadrados metálicos de 12 cm de longitud por 3 cm de espesor, ubicados a las profundidades de 20 cm y 23 cm en la celda con arena. La imagen esta normalizada respecto de su máximo valor.

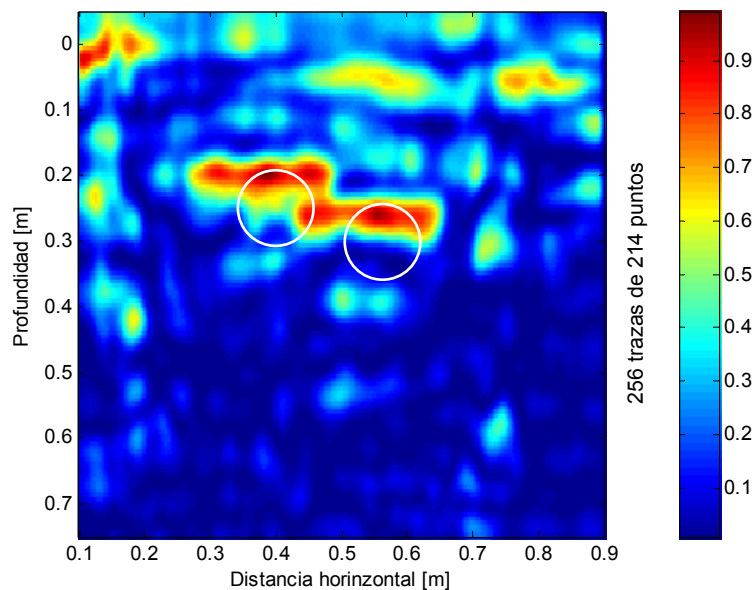


Figura VI.27: Ecografía acústica obtenida de las zonas con densificaciones locales, ubicadas a las profundidades de 20 cm y 25 cm en la celda con arena. La imagen esta normalizada respecto de su máximo valor.

VI.4. CONSIDERACIONES FINALES

En este Capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos a través del sistema prototipo de ecografías acústicas en base a la recreación de diferentes escenarios de discontinuidad. Estos escenarios de discontinuidad consistieron en la interposición de objetos en la celda con arena de diferente geometría y material, ubicados tanto a nivel superficial como a diferentes profundidades. Los resultados obtenidos de estas prospecciones se compararon con los resultados obtenidos de la implementación numérica a través del modelo analítico de sistema de ecografía acústica. Se pone de manifiesto que la veracidad de las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental, están en función de la rugosidad de la superficie al momento de llevar a cabo la prospección. Asimismo se observaron ciertos patrones de difracción en las imágenes, relacionados a los objetos prospectados, los cuales dependen de la rigidez, geometría y dimensión del objeto, como así también de la profundidad del mismo. En el caso de un objeto plano rígido ubicado sobre la superficie, los patrones de onda registrados son diferentes. En principio las ondulaciones registradas se desarrollan sobre la superficie del objeto plano, presentando mayores intensidades en la transición entre la superficie de arena y la superficie del objeto plano. En todos los casos se observó que las imágenes de ecografía acústica obtenidas de las simulaciones, se corresponden con las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental. No obstante, debido a las características y condiciones planteadas en el desarrollo del modelo del sistema de ecografía acústica (ver Capítulo V), los contrastes que sugieren la presencia de los objetos presentan patrones diferentes a los patrones observados en las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental.

Finalmente se muestran los resultados de las prospecciones realizadas con el sistema prototipo de ecografías acústicas para determinar la sensibilidad del sistema en la prospección de un mismo objeto a diferentes profundidades, frente a densificaciones locales o humedecimientos y frente a la identificación e individualización de objetos próximos o sectores con densificación. Se pone de manifiesto que el sistema presenta una mayor sensibilidad en la identificación o detección de zonas con densificaciones locales o con humedecimientos, y que la profundidad de investigación del sistema estaría acotada por el grado de observabilidad del modo MLL de propagación en la celda con arena.

CAPÍTULO VII

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

VII.1. PRINCIPALES CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta un estudio sobre la implementación y aplicabilidad de un sistema basado en los fenómenos de interacción y propiedades de las ondas mecánicas, con el objeto de prospectar el suelo en forma no invasiva a nivel subsuperficial, empleando perturbaciones acústicas, sensores no acoplados directamente con la superficie y con velocidades operativas similares al Geo Radar o de los sistemas ultrasónicos de exploración. Se presenta a continuación, las principales conclusiones obtenidas de este trabajo.

Se realizó una secuencia de ensayos de laboratorio utilizando múltiples configuraciones de dispositivos de medición, junto a la utilización de diferentes fuentes de perturbación y de sensores en el medio arena, para la caracterización acústica y sísmica de la celda con arena, utilizada como medio poroso de propagación en las experiencias. Los fenómenos observados de propagación de ondas en el medio arena y de interacción acústica y sísmica en la interfase aire – arena, se sustentaron en las teorías desarrolladas por Biot (1956 I, 1956 II) y Stoll (1980) para explicar el fenómeno de propagación de ondas en medios porosos, como en el concepto de acoplamiento acústico – sísmico expuesto por Sabatier et al. (1986a, b) para explicar dicha interacción. Esta secuencia de ensayos permitió arribar a las siguientes conclusiones:

- Se logró revelar la interacción acústica y sísmica que existe entre el aire y el medio arena, como medios de propagación de los fenómenos de onda.
- Al perturbar directamente por contacto la superficie del medio arena, el medio poroso se comporta como un medio elástico homogéneo en lo que respecta a los modos de propagación de onda. Asimismo, se verificó que debido al hecho de utilizar arena suelta, el parámetro con mayor preponderancia frente a la variación de la velocidad de propagación de la onda P es el propio peso de la arena, el cual se incrementa con la profundidad de la misma.

- Por otro lado se confirmó, que al perturbar la superficie del medio arena en forma acústica, es posible observar dos modos longitudinales de propagación, un modo longitudinal rápido de propagación o MLR y un modo longitudinal lento de propagación o MLL. Si bien ambos modos de propagación se desarrollan simultáneamente, en primera instancia se observó el modo MLL de propagación, de mayor energía y menor velocidad, el cual se atenúa con la profundidad hasta el punto en donde se hace visible el modo MLR de propagación.
- Se observó que el acoplamiento acústico sísmico en la interfase aire – arena, depende de la impedancia de flujo en la superficie, de la frecuencia de excitación de la fuente de perturbación acústica y de la altura de la misma desde la superficie de la arena. Los dos últimos parámetros inciden en el patrón de directividad de la fuente de perturbación acústica. La directividad de la fuente de perturbación acústica está íntimamente relacionada al área y energía que comprende el frente de onda sonora que se irradia en la superficie del medio arena.
- La profundidad para la cual el modo MLL presenta relevancia, se encuentra condicionada no solo por la atenuación que experimenta el modo de propagación, sino también por la longitud de onda desarrollada por el mismo.
- No se pudo evidenciar en los resultados obtenidos si los comportamientos dispersivos de los parámetros de onda, son atribuibles completamente al modo MLL de propagación o en parte al posible efecto superficial de cierta componente de onda de Rayleigh, a pesar de que las perturbaciones acústicas fueron realizadas en dirección normal a la superficie del medio arena.
- En base a los fundamentos considerados y a los resultados obtenidos, se pudo confirmar la posibilidad tanto de perturbar como de prospectar un medio poroso acústicamente.

A partir del estudio de diferentes sistemas y/o métodos de prospección o detección subsuperficiales, se desarrolló un sistema prototipo de laboratorio para la obtención de ecografías acústicas en la celda con arena, cuyo principio de funcionamiento se basa en una adaptación del sistema propuesto por Rogers y Don (1996). Del sistema desarrollado cabe destacar los siguientes puntos:

- El sistema utiliza señales excitación del tipo chirp para la fuente de perturbación acústica, lo que permite contar con mayores resoluciones, ya que estas señales presentan un mayor ancho de banda y tiempo de duración, con respecto a las señales de excitación del tipo impulsivas.
- La fuente de perturbación acústica del sistema, se concibió como un resonador acústico del tipo Helmholtz, cuyo modelo electroacústico permitió determinar la respuesta en frecuencia teórica de la fuente perturbación, la cual se comparó con la respuesta en frecuencia de la fuente de perturbación acústica determinada en forma experimental. Dicha comparación permitió concluir que el modelo electroacústico es apto.
- Se presentó una ecuación fundamental que permite calcular el nivel de presión sonora de la fuente de perturbación acústica a una determinada distancia normal al plano de emisión, cuando dicha fuente se excita con un determinado valor de potencia eléctrica.
- El sistema utiliza una configuración de ocho micrófonos como sensores acústicos de presión. Dicha configuración consiste en dos micrófonos denominados como M1 y M2 con los cuales se obtiene la señal eléctrica de diferencia entre los micrófonos, y seis micrófonos conectados en paralelo denominado como grupo M0 con los cuales se obtiene la señal eléctrica de suma entre los seis micrófonos.
- Las imágenes de ecografía acústica se componen a través de las versiones digitales de la señal chirp de excitación de la fuente de perturbación acústica, de la señal correspondiente al grupo de micrófonos M0 y de la señal diferencia entre los micrófonos M2 y M1.
- Se desarrolló una estructura computacional para el sistema prototipo, con la cual es posible obtener imágenes de ecografía acústica en modo B de representación, conforme se avanza en la dirección de prospección (cuasi tiempo real).
- A pesar de las velocidades operativas con las que se obtienen las imágenes de ecografía acústica, las prospecciones no se llevan a cabo en tiempo real.

Se propuso un modelo analítico del sistema de ecografía acústica, a partir del cual se desarrollaron las técnicas de procesamiento digital de señal utilizadas para identificar los patrones de onda relacionados a los reflectores simulados en el modelo, y componer así las imágenes de ecografía acústica en modo B de representación. El modelo analítico

consta de dos partes principales. La primera parte del modelo plantea la señal sensada por cada uno de los micrófonos como la suma de las respuestas de todos los reflectores presentes en la celda con arena en cada punto de observación. La segunda parte del modelo plantea el modelo de señal digital o discreta a partir de las señales digitales disponibles en el sistema prototipo de ecografía acústica. En base a los modelos de señales discretas de las señales disponibles en el sistema prototipo de ecografía acústica, se obtiene la vinculación de las señales discretas con la respuesta impulsiva de los reflectores presentes en el medio arena simulado en cada punto de observación. Las imágenes de ecografía acústica consisten en la acumulación de estas respuestas impulsivas, en todos los puntos de observación que conforman el perfil prospectado. Del modelo analítico del sistema desarrollado, cabe destacar los siguientes puntos:

- Debido a que no se conoce la respuesta impulsiva de los reflectores presentes en el medio arena, la misma se estimó tras aplicar la deconvolución por medio del filtro de Wiener, los algoritmos de filtros adaptativos (LMS, NLMS, RLS) y el filtro de Kalman.
- Se evaluó la veracidad de dicha estimación, por medio del análisis de la evolución temporal del error que comete cada uno de los filtros en el proceso de estimación. La fidelidad y apariencia de las imágenes de ecografía acústica obtenidas de esta manera, esta relacionada directamente con la calidad de las estimaciones.
- El criterio utilizado para determinar el desempeño de los filtros en el proceso de estimación, fue considerar aquel filtro que con la menor cantidad de coeficientes, presente una mayor velocidad de convergencia del algoritmo (el mínimo error) a una situación de menor oscilación de la evolución de su error. La cantidad de coeficientes de estos filtros es directamente proporcional a la cantidad de recursos computacionales utilizados para el proceso de estimación.

Se realizó el análisis de los efectos en la resolución y fidelidad de las imágenes de ecografía acústica, obtenidas mediante la implementación del modelo, a partir de la utilización de diferentes tipos de señales chirp de excitación en el sistema. Las principales conclusiones obtenidas son:

- Utilizando funciones envolventes en una misma señal chirp de excitación convencional, es posible controlar las resoluciones teóricas del sistema prototipo de ecografía acústica.
- El ancho temporal de la ondícula Klauder asociada a la señal chirp considerada, es una medida aproximada de la resolución vertical del sistema.
- El criterio utilizado para definir las resoluciones teóricas del sistema, se basó en la medida del ancho de banda efectivo y de la frecuencia media de los espectros de las señales chirp.

En base a los fundamentos considerados de la implementación del modelo de sistema de ecografía acústica, se propuso una secuencia de procesamiento digital de señal y una secuencia de procesamiento o reconstrucción de imágenes, cuyo diagrama de flujo se mostró en la Figura V.42. Del análisis de las secuencias de procesamiento, se concluye:

- Los mejores resultados de las estimaciones del filtro inverso de la expresión (V.14), debido al hecho de considerar a la ondícula Klauder aproximada a la señal delta Dirac $R_s[n] \cong \delta[n]$, se obtuvieron a través del filtro adaptativo RLS y el filtro de Kalman (ver Sección V.3 en el Capítulo V).
- En el caso de las estimaciones del filtro inverso de la expresión (V.17), para contrarrestar los efectos del ancho de las ondículas de Klauder, los mejores resultados se obtuvieron a través del filtro de Wiener (ver Sección V.5 en el Capítulo V).
- La técnica SAFT implementada a partir del algoritmo desarrollado por Elbern y Guimarães (1999), utilizada para corregir las falsas reflexiones presentes en las imágenes de ecografías acústicas y mejorar la apariencia de las mismas, presentó un buen desempeño, observándose cambios sutiles en la focalización de contrastes en las imágenes, ante el aumento considerable del ancho de la ventana del algoritmo. El ancho de la ventana del algoritmo es directamente proporcional a la cantidad de recursos computacionales utilizados.
- Se observó que las resoluciones logradas en las imágenes de ecografía acústica obtenidas de la simulación del modelo, difieren de los resultados obtenidos de las resoluciones teóricas del sistema. La razón de ello radica principalmente en la secuencia de procesamiento utilizada para dar lugar a las imágenes, a partir de

la calidad de las estimaciones realizadas en los procesos de deconvolución, como así también en los efectos logrados tras aplicar la técnica SAFT.

Del análisis de resultados experimentales obtenidos a través del sistema prototipo de ecografías acústicas, en base a la recreación de diferentes escenarios de discontinuidad, comparados con los resultados obtenidos de la implementación numérica a través del modelo analítico de sistema de ecografía acústica, se pueden establecer las siguientes conclusiones:

- Se pone de manifiesto que la veracidad de las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental, están en función de la rugosidad de la superficie al momento de llevar a cabo la prospección.
- Se observaron ciertos patrones de difracción en las imágenes, relacionados a los objetos prospectados, los cuales dependen de la rigidez, geometría y dimensión del objeto, como así también de la profundidad del mismo.
- En el caso de un objeto plano rígido ubicado sobre la superficie, los patrones de onda registrados son diferentes. En principio las ondulaciones registradas se desarrollan sobre la superficie del objeto plano, presentando mayores intensidades en la transición entre la superficie de arena y la superficie del objeto plano.
- En todos los casos se observó que las imágenes de ecografía acústica obtenidas de las simulaciones, se corresponden con las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental. No obstante, debido a las características y condiciones planteadas en el desarrollo del modelo del sistema de ecografía acústica (ver Capítulo V), los contrastes que sugieren la presencia de los objetos presentan patrones diferentes a los patrones observados en las imágenes de ecografía acústica obtenidas en forma experimental.

Del análisis de los resultados de las prospecciones realizadas con el sistema prototipo de ecografías acústicas para determinar la sensibilidad del sistema en la prospección de un objeto metálico a diferentes profundidades (5 *cm*, 15 *cm*, 25 *cm*, 35 *cm* y 45 *cm*), frente a densificaciones locales o humedecimientos y frente a la identificación e individualización de objetos próximos o sectores con densificación, se destacan las siguientes conclusiones:

- Se pone de manifiesto que el sistema presenta una mayor sensibilidad en la identificación o detección de zonas con densificaciones locales o con humedecimientos.
- La profundidad de investigación del sistema, estaría acotada por el grado de observabilidad del modo MLL de propagación en la celda con arena.
- En todas las prospecciones realizadas en la celda con arena, a través del sistema prototipo de ecografía acústica, se utilizaron los mismos valores en los parámetros de funcionamiento del sistema (ver Tabla VI.1), siguiendo además con los lineamientos mostrados en la Sección VI.2.3, para la composición de las imágenes de ecografía acústica obtenidas del sistema prototipo. Lo que permitió contar con profundidades de investigación de aproximadamente 50 *cm*.

VII.2. RECOMENDACIONES PARA FUTURAS INVESTIGACIONES

Se considera de interés realizar un estudio para la caracterización acústica – sísmica de suelos loésicos colapsables argentinos como medio poroso de propagación, y el efecto que pueden tener elementos rígidos tales como pavimentos o veredas en la superficie de estos suelos frente a perturbaciones acústicas. Estos interrogantes son de gran utilidad para la prospección subsuperficial de sitios urbanos donde la presencia de frentes de humedad, elementos estructurales enterrados y controles de compactación, son requeridos asiduamente.

La mayoría de las investigaciones clásicas sobre la propagación de ondas mecánicas en medios porosos y del fenómeno interacción de ondas acústicas – sísmicas, muestran resultados experimentales sobre algún tipo de arena seca o arena a humedad natural, ya que estos suelos presentan ciertas características mecánicas que permiten la implementación de ensayos o modelos matemáticos accesibles para comprender dichos fenómenos. Se requiere entonces, de un plan de ensayos para establecer el comportamiento de los modos de propagación de ondas en muestras alteradas de loess con diferentes grados de saturación, compactación y confinamiento, frente a diferentes tipos de perturbaciones acústicas y sísmicas.

A los fines de identificar con mayor detalle los eventos acústicos – sísmicos relacionados a los cambios de impedancia entre los reflectores subyacentes en el medio propagante a estudiar, se debería perfeccionar el sistema prototipo para la generación y

obtención de ecografías acústicas. El sistema debería contar con una configuración de múltiples micrófonos y de técnicas de procesamiento digital de señal de múltiples arreglos, como así también de la implementación y programación de algoritmos de procesamiento digital de señal en tiempo real en dispositivos DSP (Digital Signal Processor) para utilizar en dicho sistema prototipo. Definido el sistema, será necesario determinar algunas relaciones o variables del sistema como por ejemplo: la relación entre la ubicación de los micrófonos con la sensibilidad y resolución del sistema, las profundidades de investigación ante diferentes presiones sonoras impuestas por la fuente de perturbación acústica del sistema.

VII.3. PUBLICACIONES

Las publicaciones concebidas a partir de este trabajo son las siguientes:

- **Molina, G. R.**, Rinaldi, V. A. (2006). “Estimador de Máxima-Verosimilitud para la Eliminación de Ruido y Detección de Arribos de Ondas de Cross Hole Sonic Logging”. XVIII Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2006, Septiembre del 2006, San Juan, Argentina.
- Rinaldi, C. A., Rinaldi, V. A., **Molina, G. R.**, Viguera, R. (2006) “Ensayo para Pilotes Cross Hole Sonic Logging; Descripción y Automatización de la Detección del Tiempo de Arribo”. XVIII Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2006, Septiembre del 2006, San Juan, Argentina.
- **Molina, G. R.**, Rinaldi, V. A. (2007). “Identificación de los Primeros Arribos de Ondas de Cross-Hole Sonic Logging mediante un estimador de máxima verosimilitud”. IV Conferencia Panamericana de END, Octubre 2007, Buenos Aires, Argentina. CD ISBN 978-987-23957-0-4.
- **Molina, G. R.**, Rinaldi, V. A., (2007). “Identification of Wave Arrivals in Cross-Hole Sonic Logging Tests by Means of the Maximum Likelihood Estimator”. The e-Journal & Database of Nondestructive Testing – ISSN 1435-4934. NDT.net - Nov 2007, Vol. 12 No. 11.
- **Molina, G. R.**, Clariá, J. J., Rinaldi, V. A. (2008). “Procesamiento de Imágenes de Geo - Radar Obtenidas en Escenarios con Múltiples Reflectantes Superficiales”. XIX Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2008, Octubre del 2008, La Plata, Argentina.
- **Molina, G. R.**, Rinaldi, V. A. (2008). “Ecografía Acústica del Suelo a través de sensores no acoplados: Primeras experiencias”. XIX Congreso Argentino de

Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2008, Octubre del 2008, La Plata, Argentina.

- **Molina, G. R.**, Clariá, J. J., Rinaldi, V. A. (2009). Implementación de Geo – Radares. Revista Vial, Vol. 66. ISSN 0329-1146. Ed. Revistas S.A., Ciudad de Buenos Aires, Argentina.
- **Molina, G. R.**, Rinaldi, V. A. (2009). “Ecografía Acústica Subsuperficial en Arenas Sueltas a Través de Sensores no Acoplados”. III Conferencia Sudamericana de Ingenieros Geotécnicos Jóvenes. 30 de Marzo al 1 de Abril de 2009, Córdoba, Argentina. ISBN 978-987-24861-2-9, CD ISBN 978-987-24861-6-7.
- **Molina, G. R.**, Rinaldi, V. A. (2010). “Algunas Consideraciones sobre el Fenómeno de Acoplamiento Acústico Sísmico”. XX Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2010, Octubre del 2010, Mendoza, Argentina.

APÉNDICE A

RELACIONES DE FASES EN SUELOS

A.1. INTRODUCCIÓN

En este Apéndice se definen aquellas relaciones entre las diferentes fases que componen a los suelos, sobre la base de que un suelo es un medio poroso.

A.2. RELACIONES DE FASES

Un medio poroso está constituido intrínsecamente por un sistema de varias fases. La Figura A.1 muestra un elemento típico poroso que contiene tres fases diferenciales: fase sólida o matriz, fase gaseosa y fase líquida (por lo general agua). Como puede observarse en la Figura A.1.b, se han separado las fases con el objeto de facilitar la deducción de las relaciones entre ellas. A la izquierda se han expresado las fases en términos de volumen, mientras que a la derecha se han expresado en términos de peso.

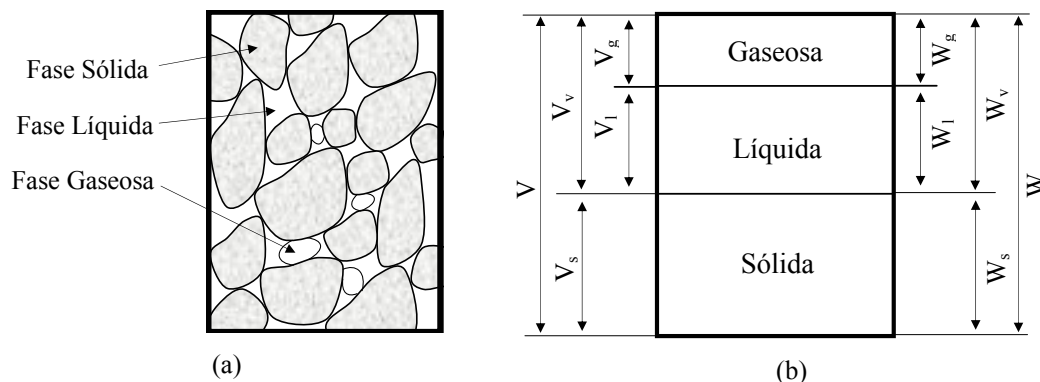


Figura A.1: Relaciones entre las fases de un medio poroso. Elemento natural. División del elemento en fases. Adaptado de William Lambe y Whitman (1972).

En la Tabla A.1 se muestra un resumen de las expresiones que relacionan las distintas fases. Existen tres importantes relaciones: la porosidad, relación de vacíos y el grado de saturación. La porosidad es la relación entre el volumen de vacíos y el volumen total, mientras que la relación de vacíos es el cociente entre el volumen de vacíos y el volumen del sólido. Tanto la porosidad como la relación de vacíos indican el porcentaje relativo del volumen de poros. Este volumen de vacíos está lleno de un fluido (líquido o gaseoso), que para el caso de los suelos suele tratarse de agua y aire. Aunque los dos

términos se emplean en la mecánica de suelos, la relación de vacíos es el término mas utilizado.

El grado de saturación indica el porcentaje de volumen de vacíos que esta lleno de agua. Por lo que un valor de saturación de $S = 100\%$, indica que le medio se encuentra saturado y un valor de entre 0 % a 100 %, indica que el medio se encuentra semi saturado o parcialmente saturado.

Tabla A.1: Expresiones mas utilizadas de relación entre las distintas fases de un medio poroso. Adaptado de William Lambe y Whitman (1972).

Nombre de Relación	Expresión
Porosidad	$n = \frac{V_v}{V} = \frac{V_v}{V_l + V_g}$
Relación de Vacíos	$e = \frac{V_v}{V_s} = \frac{n}{1-n}$
Grado de Saturación	$S = \frac{V_l}{V_v}$
Humedad	$w = \frac{W_l}{W_s}$
Peso Especifico del Sólido	$\gamma_s = \frac{W_s}{V_s}$
Peso Especifico del Liquido	$\gamma_l = \frac{W_l}{V_l}$
Gravedad Especifica	$G = \frac{\gamma_s}{\gamma_0}$ Siendo γ_0 el peso especifico de agua destilada a 4 °C
Peso Especifico Total	$\gamma_t = \frac{W}{V} = \frac{G + Se}{1 + e} \gamma_l = \frac{1 + w}{1 + e} G \gamma_l$
Peso Especifico Seco	$\gamma_d = \frac{W_s}{V} = \frac{G}{1 + e} \gamma_l = \frac{G \gamma_l}{1 + wG/S} = \frac{\gamma_t}{1 + w}$
Peso Especifico de Suelo Sumergido	$\gamma_b = \gamma_t - \gamma_l = \frac{G - 1 - e(1 - S)}{1 + e} \gamma_l$
Peso Especifico de Suelo Sumergido (saturado)	$\gamma_b = \gamma_t - \gamma_l = \frac{G - 1}{1 + e} \gamma_l$

La relación entre pesos de fases más empleada, para el caso en que el líquido se tratase de agua, es el contenido de agua o humedad. Este se define como el peso de agua dividido por el peso de sólido. Para un suelo saturado, la humedad y la relación de vacíos están directamente relacionadas, tal como se observa de las expresiones de la Tabla A.1. En la práctica, es común utilizar la variación de humedad para determinar las deformaciones volumétricas a partir de los pesos de las fases participantes.

APÉNDICE B

PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL:

Conceptos Generales

B.1. INTRODUCCIÓN

En este Apéndice se realiza una síntesis de las herramientas matemáticas utilizadas en el procesamiento digital de señal, aplicados en aquellos métodos de prospección o exploración basados en el principio de reflexión de ondas.

B.2. SERIE DE FOURIER Y TRANSFORMADA DE FOURIER

Este tratamiento de datos, conocido ampliamente, consiste en un análisis frecuencial que permite el estudio de la evolución de los parámetros de la señal en función de la frecuencia. A menudo se utiliza para obtener los espectros de frecuencia de las trazas o registros sísmicos, para poder seleccionar mejor los filtros frecuenciales que se pueden aplicar o para comprobar los efectos que sobre las frecuencias ha tenido la aplicación de alguno de los mencionados filtros.

Mientras que una función en el dominio temporal indica cómo la amplitud de la señal cambia en el tiempo, su representación en el dominio de la frecuencia permite conocer cuan a menudo esos cambios tienen lugar. Básicamente, el pasaje del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia se puede visualizar considerando que la señal en estudio está compuesta por la suma de ondas sinusoidales simples de amplitud y fase adecuadas o de exponenciales complejas relacionadas armónicamente. La representación de estas amplitudes y fases en función de la frecuencia es lo que se llama espectro de la señal y lo representamos con $X(\omega)$ para señales a tiempo continuo y $X(\Omega)$ para señales a tiempo discreto. La herramienta matemática que permite el pasaje del dominio temporal al dominio de la frecuencia es la *Serie de Fourier* para las señales periódicas, y de la *Transformada de Fourier* para las señales de energía finita. En la Tabla B.1, se muestran las ecuaciones de síntesis y análisis correspondientes a las series de Fourier y las transformadas de Fourier. Puede ampliar mayor información en

Oppenheim y Willsky (1983), Proakis y Manolakis (1996), Oppenheim y Schaffer (1999).

B.2.1. Serie de Fourier Continua

Es de amplio conocimiento de las propiedades que presentan las funciones seno o coseno de una sola frecuencia, y como estas, están relacionadas a través de las exponenciales complejas armónicamente relacionadas. De la misma manera, si contamos con una señal, esta puede ser la resultante de la combinación lineal de señales seno y coseno. Este concepto puede trasladarse al resto de las funciones periódicas como por ejemplo un tren de pulsos rectangulares, el cual consiste en la suma de un número infinito de senos de distinta amplitud. De este modo podemos describir cualquier señal periódica compleja en forma de una suma de muchos fasores (senos o cosenos).

Tabla B.1: Serie de Fourier y Transformada de Fourier

Tiempo Continuo		
	Dominio del tiempo	Dominio de la frecuencia
Serie de Fourier de periodo $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$	$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_0 \cdot t}$ <i>Tiempo continuo</i> <i>Periódica en tiempo</i>	$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{jk\omega_0 t} dt$ <i>Frecuencia discreta</i> <i>Aperiódica en frecuencia</i>
Transformada de Fourier	$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega$ <i>Tiempo continuo</i> <i>Aperiódica en tiempo</i>	$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} \cdot dt$ <i>Frecuencia continua</i> <i>Aperiódica en frecuencia</i>
Tiempo Discreto		
	Dominio del tiempo	Dominio de la frecuencia
Serie de Fourier de periodo $N = \frac{2\pi}{\Omega_0}$	$x[n] = \sum_{k \in \{N\}} a_k \cdot e^{j \cdot k \cdot (2\pi / N) \cdot n}$ <i>Tiempo discreto</i> <i>Periódico en tiempo</i>	$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n \in \{N\}} x[n] e^{-jk(2\pi / N)n}$ <i>Frecuencia discreta</i> <i>Periódico en frecuencia</i>
Transformada de Fourier	$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(\Omega) \cdot e^{j \cdot \Omega \cdot n} \cdot d\Omega$ <i>Tiempo discreto</i> <i>Aperiódico en tiempo</i>	$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \cdot e^{-j \cdot \Omega \cdot n}$ <i>Frecuencia continua</i> <i>Periódico en frecuencia</i>

A través de la serie de Fourier se puede describir a este tipo de señales, en donde se asume que el conjunto de fasores tienen frecuencias múltiplos de alguna frecuencia fundamental, f_0 o frecuencia angular ω_0 . Queda definida entonces como:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_0 \cdot t} && \text{ecuación de síntesis} \\ a_k &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{jk \omega_0 t} dt && \text{ecuación de análisis} \end{aligned} \tag{B.1}$$

En donde los coeficientes a_k se conocen como coeficientes espectrales y donde las componentes frecuenciales individuales $k\omega_0$ son conocidas como armónicos. Asimismo, las llamadas condiciones de Dirichlet garantizan la aplicabilidad de la serie de Fourier, excepto en valores aislados de t en los cuales $x(t)$ es discontinua.

B.2.2. Serie de Fourier Discreta

El análisis anterior se puede extender a sistemas de tiempo discreto, si se reemplaza la función continua de la variable t , con otra que varíe en saltos de nT_s , así para el caso en que la señal es periódica, la serie de Fourier a tiempo discreto queda definida de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} x[n] &= \sum_{k=\langle N \rangle} a_k \cdot e^{j \cdot k \cdot (2\pi/N) \cdot n} \\ a_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] e^{-jk(2\pi/N)n} \end{aligned} \tag{B.2}$$

Es interesante advertir que cuando existe un incremento de la fase para el k -ésimo armónico está dado por:

$$k\omega_0 T_s = k(2\pi / N) ; \text{ siendo } \Omega = \frac{2\pi}{N} \tag{B.3}$$

en donde T_s es el periodo de muestreo y Ω es la frecuencia discreta, con N como el periodo fundamental. Cabe recordar que la relación $2\pi/\Omega$ es un número racional y que

la tasa de oscilación es $\Omega + 2\pi$, por lo que se tienen $a_k = a_{k+rN}$, esto es N coeficientes distintos. Esto significa que los coeficientes a_k de una señal discreta son periódicos.

B.2.3. La Transformada de Fourier Continua

En aplicaciones reales la mayor parte de las señales no son periódicas, por lo que es necesario realizar cierta transformación en la serie de Fourier, para poder representar dichas señales en el dominio de la frecuencia. Consideremos la serie de Fourier general en la cual todas las frecuencias son múltiplos de una frecuencia fundamental, es decir:

$$\omega_k = k\omega_0 \quad (\text{B.4})$$

El hecho de que la señal no es periódica se puede representar por:

$$\omega_0 \rightarrow 0 \quad (\text{B.5})$$

Esta simple ecuación expresa que no hay mínimo común denominador entre las frecuencias de todos los fasores. Cuando el número de fasores tiende a infinito la sumatoria de la serie de Fourier se convierte en la siguiente integral:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \quad (\text{B.6})$$

En la ecuación (B.6) se asume que la amplitud de la señal se puede definir como función de la frecuencia ω , es decir, $X(\omega)$. La ecuación inversa que define $X(\omega)$, viene dada por:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \quad (\text{B.7})$$

Por lo tanto, a través de la expresión (B.7) se puede calcular la respuesta en amplitud de una señal continua en el dominio de la frecuencia usando su respuesta en el dominio del tiempo. Las ecuaciones (B.6) y (B.7) corresponden a la transformada de Fourier (ecuación de análisis) y a la transformada inversa de Fourier (ecuación de síntesis) respectivamente.

B.2.4. La Transformada de Fourier a Tiempo Discreto y la Transformada Discreta de Fourier

Para poder encontrar el equivalente discreto de la transformada de Fourier se debe transformar la variable continua t por la variable discreta nT_s en los análisis. Así fuera de los límites $\pm\pi/T_s$, el espectro se repite, por que es posible cambiar los límites de integración de la expresión (B.6) a este valor. Sin embargo por conveniencia, puede utilizarse como variable de integración ωT_s , así la integral (B.6) puede describirse de la siguiente manera para obtener la transformada de Fourier a tiempo discreto:

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\Omega) \cdot e^{j\Omega n} \cdot d\Omega \quad (\text{B.8})$$

La transformada inversa de Fourier a tiempo discreto es:

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \cdot e^{-j\Omega n} \quad (\text{B.9})$$

Hay que advertir que la ecuación (B.9) es una sumatoria en lugar de una integral. Esto es así ya que la señal discreta $x[n]$ sólo es válida en los instantes de tiempo nT_s .

El espectro que se obtiene al usar esta transformada tiene algunas propiedades interesantes, como por ejemplo su periodicidad. Para el caso de una señal real, como los fasores aparecen en forma de complejos conjugados, el espectro siempre tiene simetría par a lo largo del eje real, y simetría impar en el eje imaginario.

La continuidad y periodicidad de la transformada hace imposible su implementación en registros digitales los cuales son de longitud finita, por lo que es necesario reformular las ecuaciones (B.8) y (B.9) de manera de contar con una representación discreta tanto en el dominio del tiempo como en dominio de la frecuencia. Se busca entonces contar una versión discreta de $X(\Omega)$ a frecuencias discreta $\Omega_k = 2\pi k/N$ la cual resulta discreta a periodos N y en donde se cumple que $X(\Omega_k) = X(k) = Na_k$ siendo a_k los coeficientes de la serie discreta de Fourier (ver Tabla B.1). Se define entonces a la

transformada de Fourier discreta o DFT (por su sigla en ingles de Discrete Fourier Transform) de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} x[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W^{-nk} & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W^{nk} & k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Donde las constantes W son conocidas como factores twiddle y definidas como:

$$W = e^{-j2\pi/N} \quad (\text{B.11})$$

Como puede observarse W es una función de longitud N , por ello, también suele expresarse como W_N . Notar además que:

$$W^n = \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \quad (\text{B.12})$$

De lo expuesto, se demuestra que el cálculo de un punto de la transformada discreta de Fourier está dada por:

$$X(k) = x[0]W^0 + x[1]W^k + x[2]W^{2k} + \dots + x[N-1]W^{k(N-1)}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{B.13})$$

Desarrollando (B.13) para los N valores posibles de k se obtiene una matriz de tamaño $N \times N$, por lo que es posible representar la transformada DFT en forma matricial de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ 1 & W_N^2 & W_N^4 & \dots & W_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \vdots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x[0] \\ x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[N-1] \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

De (B.14) es fácil calcular el número de operaciones necesarias para realizar la transformación de los datos mediante este algoritmo. El número de sumas complejas que se deben realizar es de $(N-1)N$ y la cantidad de multiplicaciones complejas asciende a N^2 . Esta cantidad de operaciones desde el punto de vista computacional requiere de un enorme poder de cálculo. Es por ello que el cálculo directo de la DFT no es eficiente debido, fundamentalmente, al no aprovechamiento de las propiedades de simetría y periodicidad del factor de fase W_N .

De la observación de (B.14) es claro que no es necesario realizar las N^2 multiplicaciones ya que los valores de los factores $W_0 = I$ no son necesarios de multiplicar. Además existen propiedades de periodicidad y simetría en estos factores de forma tal que:

$$\begin{aligned} W^{k+N} &= W^k \\ W^{k+\frac{N}{2}} &= -W^k \end{aligned} \tag{B.15}$$

La simetría y periodicidad de los factores W queda de manifiesto en la Figura B.1, para un ejemplo de $N = 8$. Se observa además, que la DFT es obtenida al multiplicar los datos de la señal $x[n]$ por una cantidad finita de exponenciales armónicamente relacionadas de frecuencia $2\pi n/N$, por lo que se obtendrán N componentes espectrales equiespaciadas cada $2\pi/N$, en donde el intervalo 2π se corresponde con el intervalo de frecuencias hasta la frecuencia de muestreo f_s .

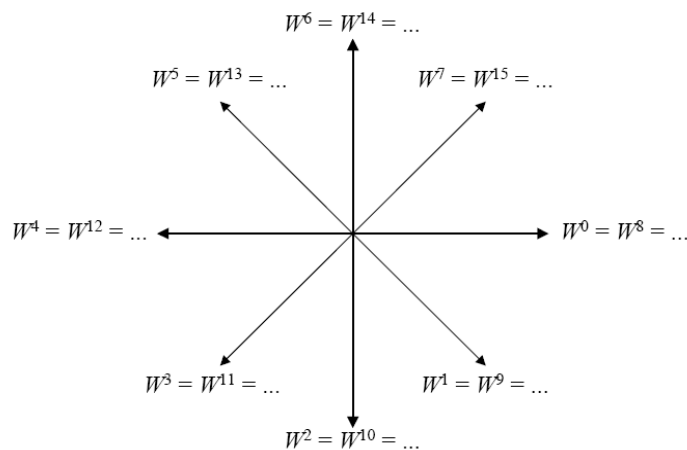


Figura B.1: Periodicidad y simetría de los factores W .

A partir de la DFT y las consideraciones anteriores es posible llegar a métodos de cálculo mucho más eficientes, que entrega los mismos resultados pero con un número menor de operaciones. Estos algoritmos corresponden a la transformada rápida de Fourier o FFT por sus siglas en inglés de Fast Fourier Transform (Proakis y Manolakis, 1996; Oppenheim y Schaffer, 1999).

B.3. PROCESOS ALEATORIOS A TIEMPO CONTINUO

Cada vez que se realiza la observación o el sensado de algún evento temporal a través de un sensor, se obtendrán señales eléctricas distintas cada vez que se quiera, debido a la naturaleza o características aleatorias implícitas que estas presentan. En el esquema de la Figura B.2, se muestra el modelo típico de un sistema de medición o de observación (el cual puede ser lineal e invariante en el tiempo) y de las diferentes señales temporales que interactúan. Por tratarse de señales aleatorias, estas son parte de las realizaciones de procesos aleatorios vinculados al sistema. De esta manera se cuenta con un proceso aleatorio de entrada al sistema $\{X\}$, que da lugar al proceso aleatorio de salida del sistema $\{Y\}$. Las realizaciones del proceso $\{Y\}$, estarán distorsionadas por las realizaciones (señal ruido) del proceso $\{N\}$, dando como resultado las realizaciones del proceso aleatorio $\{Z\}$ (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002; Manolakis, et al., 2005).

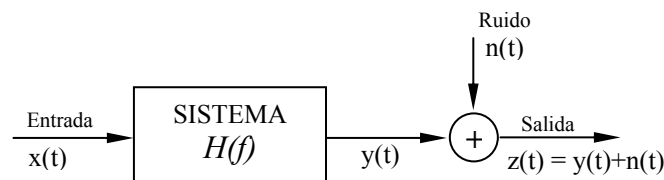


Figura B.2: Esquema del sistema de análisis, donde la entrada del sistema corresponde a las realizaciones o señales eléctricas del transductor emisor del proceso $\{X\}$, la salida corresponde a las realizaciones o señales eléctricas del transductor receptor del proceso $\{Z\}$ y $H(f)$ la función de transferencia del sistema.

Al representar todas las realizaciones de un proceso, tal como indica la Figura B.3, se observa a un conjunto de infinitas funciones del tiempo. Estas funciones están asignadas a un evento o punto muestral de un suceso o experimento aleatorio, de allí su designación como funciones muestrales. Si las mismas se estudian de manera separada, esto es, considerar solo un evento en particular ζ , se estaría ante la presencia de una onda de potencia finita, pudiéndose caracterizar a través del valor medio de la señal

$m(\xi)$, del producto escalar de la función con su versión desplazada en diversos tiempos (lags) o función de autocorrelacion $R_{xx}(\tau, \xi)$ y con la potencia de la señal como autocorrelacion en el origen $P_x(\xi)$, respectivamente:

$$\begin{aligned}
 m(\xi) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int x(t, \xi) dt \\
 R_{xx}(\tau, \xi) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int x^*(t, \xi) x(t + \tau, \xi) dt \\
 P_x(\xi) &= R_{xx}(0, \xi)
 \end{aligned}
 \tag{B.16}$$

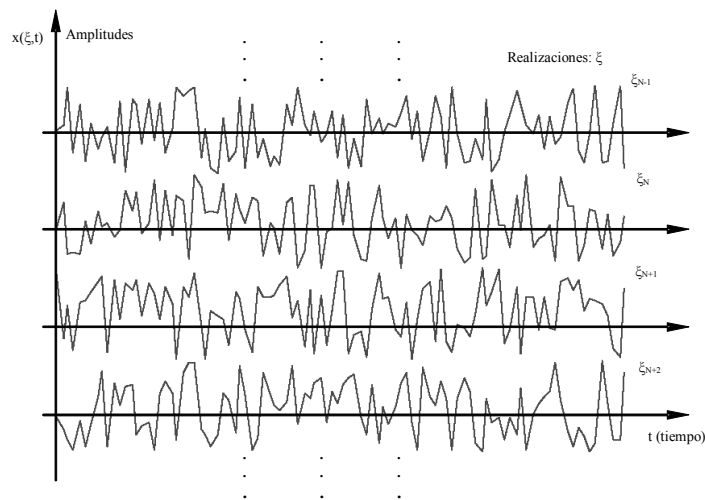


Figura B.3: Proceso aleatorio representado por sus realizaciones (ensamble), resultado de distintos experimentos. Cada una de las realizaciones lleva asociada una forma de onda en el tiempo.

Al producto escalar de la función o función de autocorrelacion se lo entiende como una medida del grado de similitud de la señal con su versión desplazada en el tiempo de τ . El desplazamiento en el tiempo τ es arbitrario y el significado de la función autocorrelación, es dar información de la variación en el tiempo de la señal en un sentido promediado (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002; Manolakis, et al., 2005).

Cuando se considera del proceso aleatorio los distintos valores que toma cada evento para un tiempo fijo, se estará ante la presencia de una variable aleatoria (VA) caracterizada por su correspondiente función densidad de probabilidad o PDF (por sus siglas en ingles de Probability Density Function), $f(x,t)$; lo que permite determinar a sus parámetros estadísticos o momentos de orden n de la VA. En algunos casos conociendo

estos parámetros estadísticos, se puede llegar a caracterizar la VA, como por ejemplo las de distribución Gaussiana (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002). Pero la caracterización del proceso es todavía escasa, ya que hasta ahora no se tiene una caracterización en donde se contemple la evolución conjunta del tiempo y de cada uno de los eventos. Para ello es necesario disponer de una función densidad de probabilidad, teniendo en cuenta que un proceso aleatorio estará caracterizado con las PDF de las variables aleatorias que lo componen, por lo tanto, dado un conjunto de variables aleatorias obtenidas para instantes de tiempo t_1, t_2, \dots, t_n fijos; su caracterización probabilística puede representarse por una colección de PDF conjuntas:

$$\begin{aligned} & f(x_1, t_1) \\ & f(x_1, t_1; x_2, t_2) \\ & \vdots \\ & f(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) \end{aligned} \tag{B.17}$$

en donde la función PDF conjunta es la probabilidad de que el proceso tome valores en el intervalo $(x_1, x_1 + dx_1)$ en el tiempo t_1 , en $(x_2, x_2 + dx_2)$ en el tiempo t_2 , ..., en $(x_n, x_n + dx_n)$ para en tiempo t_n . Como en el caso de una VA, conociendo del proceso la PDF conjunta, es posible determinar sus parámetros estadísticos como por ejemplo la función media y los momentos de orden n , la función autocorrelación y la función covarianza, respectivamente:

$$\begin{aligned} \mu(t) &= E\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot f(x, t) dx \\ m_n(t) &= E\{x^n(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x^n \cdot f(x, t) dx \\ R_X(t, \tau) &= E\{x^*(t)x(t+\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1^* x_2 \cdot f(x_1, t_1; x_2, t+\tau) dx_1 dx_2 \\ K_X(t, \tau) &= E\{[x(t) - \mu(t)][x(t+\tau) - \mu(t+\tau)]\} = R_X(t, \tau) - \mu(t)\mu(t+\tau) \end{aligned} \tag{B.18}$$

en donde $E\{\}$, representa el valor esperado. Así, del momento de orden 2 ($n = 2$) se obtiene la función “error medio cuadrático” y de la función de covarianza $K_X(t, \tau)$, si $t = \tau$ obtenemos la función de “varianza”.

B.3.1 Estacionariedad y Ergodicidad

Existen algunos fenómenos que dan lugar a procesos aleatorios, cuyas propiedades o parámetros estadísticos se mantienen constantes en el tiempo, en ese caso, los procesos aleatorios son *estacionarios*. En este tipo de procesos, cuanto más abarque la independencia del tiempo sobre los parámetros estadísticos, más estricto es el criterio de estacionariedad. De esta forma, se dice que un proceso es estacionario “en sentido amplio” de segundo orden, si su función media es independiente del tiempo y su función de autocorrelación depende solo del incremento temporal τ . Además, si la PDF conjunta de segundo orden, es independiente de las traslaciones en el tiempo, se dice que el proceso aleatorio es estacionario “en sentido estricto” de segundo orden (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002), por lo tanto se verifica lo siguiente:

$$\begin{aligned} \mu(t) &= E\{x(t)\} = \mu && \Rightarrow cte. \forall t \\ R_X(t, \tau) &= E\{x^*(t)x(t+\tau)\} = R_X(\tau) && \forall t \\ f(x_1, t; x_2, t+\tau) &= f(x_1; x_2, \tau) && \forall t \end{aligned} \quad (B.19)$$

Se entiende como la densidad espectral del proceso, a la potencia de todas las realizaciones, en promedio, respecto de un ancho de banda infinitesimal alrededor de cada frecuencia (Hsu, 1997). En el caso de un proceso estacionario, se verifica que su área es la potencia del proceso o autocorrelación en τ igual a cero. Cuando el proceso es estacionario la densidad espectral de potencia será igual a la transformada de Fourier de la autocorrelación, esto es:

$$S_X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_X(\tau).e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (B.20)$$

Por lo que la función de auto correlación, se puede obtener a través de la transformada inversa de Fourier de la densidad espectral de potencia:

$$R_X(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_X.e^{j\omega\tau} d\omega \quad (B.21)$$

Estas relaciones son posibles ya que se consideran a los procesos estacionarios como continuos, diferenciales e integrables en sentido medio cuadrático, a través del “Teorema de Wiener-Khinchin” (Papoulis y Pillai, 2002).

Para casos en que es necesario conocer la dependencia estadística entre dos procesos $\{X\}$ e $\{Y\}$, o el grado de parecido de los mismos, se lo hace a través de la función correlación cruzada:

$$R_{XY}(t, \tau) = E\{x^*(t) \cdot y(t + \tau)\} \quad (\text{B.22})$$

En el caso de que ambos procesos sean estacionarios, la función correlación cruzada será independiente del tiempo y tendrá las mismas consideraciones que la función autocorrelación, respecto de la continuidad, diferenciación e integración. En este caso su transformada de Fourier será la densidad espectral de potencia cruzada:

$$S_{XY} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{XY}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{B.23})$$

Al igual que en la función de autocorrelación, aplicando la transformada inversa de Fourier de la densidad espectral de potencia cruzada se obtiene la función de correlación cruzada.

A menudo cuando se trata de procesos estacionarios, los promedios en el ensamble pueden ser reemplazados con éxito por los promedios temporales de una muestra. A tales procesos se los llama *ergódicos*. Esta concepción artificial de los procesos estacionarios obedece a una limitación que se presenta en la práctica cuando no se dispone de más de una realización del proceso o de la PDF conjunta, en cuyo caso a partir de una realización, se pretende entender o determinar los parámetros estadísticos de un proceso aleatorio estacionario. En ese caso, se prueba que un proceso aleatorio estacionario de segundo orden ergódico presenta las siguientes igualdades:

$$\begin{aligned}\mu &= E\{x(t)\} = m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x(t) dt \\ R_X(\tau) &= E\{x^*(t)x(t+\tau)\} = R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x^*(t)x(t+\tau) dt\end{aligned}\tag{B.24}$$

B.3.2. Procesos Aleatorios y Sistemas Lineales

Cuando las realizaciones de un proceso $\{X\}$, se aplican a un sistema como el de la Figura B.2, con características de linealidad e invarianza en el tiempo, se obtiene a su salida otro proceso aleatorio denominado $\{Y\}$, cuyas realizaciones están relacionadas mediante la respuesta impulsional del sistema $h(t)$ a través de la integral de convolución de la ecuación (B.25) (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002; Manolakis, et al., 2005). En el caso de procesos estacionarios los parámetros estadísticos de los procesos están relacionados a través de la misma propiedad, por lo que la función media del proceso de salida del sistema estará dada por (B.26).

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\zeta).x(t - \zeta) d\zeta\tag{B.25}$$

$$E\{y(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(\zeta).E\{x(t - \zeta)\} d\zeta = E\{x\} \int_{-\infty}^{\infty} h(\zeta) d\zeta = \mu_x.H(0) = \mu_y\tag{B.26}$$

En la expresión (B.26) el término $H(0)$, corresponde a la respuesta en frecuencia $H(\omega)$ a frecuencia cero.

El parecido estadístico o correlación del proceso de salida con el proceso de entrada, será dado por la siguiente expresión:

$$R_{XY}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\zeta).R_X(\tau - \zeta) d\zeta = R_X(\tau) * h(\tau)\tag{B.27}$$

La expresión de la densidad espectral de potencia puede obtenerse de la siguiente manera:

$$S_{XY} = H(\omega).S_X(\omega)\tag{B.28}$$

De la misma forma, puede obtenerse la correlación cruzada entre los procesos $\{Y\}$ y $\{X\}$, junto a la autocorrelación del proceso de salida de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} R_{YX}(\tau) &= h^*(-\tau) * R(\tau) = R_{XY}(-\tau) \\ S_{YX}(\omega) &= H^*(\omega) S_X(\omega) = S_{XY}^*(\omega) \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

Respecto del proceso de salida $\{Y\}$, la función de autocorrelación del proceso será función de la autocorrelación del proceso de entrada, trasladando esta relación, a sus respectivas densidades espectrales de potencia:

$$\begin{aligned} R_Y(\tau) &= h(\tau) * h^*(-\tau) * R_X(\tau) \\ S_Y(\omega) &= |H(\omega)|^2 S_X(\omega); \quad S_X(\omega) \in \Re \end{aligned} \quad (\text{B.30})$$

Cuando las realizaciones del proceso de salida, se ven distorsionadas por una señal ruido como en la situación que se grafica en la Figura B.2, las relaciones entre la entrada del sistema y la nueva salida que este tiene, van a ser afectadas por la señal ruido. Si esta señal es independiente de la señal de entrada, lo importante a determinar es el grado de afectación de las realizaciones del proceso de salida, en términos de las densidades espectrales de los procesos. La manera de hacerlo, es observando aquellos contenidos de frecuencia que se generan a la salida del sistema y que no son producto de la relación entre la entrada y la salida en el sistema lineal. Esta idea es la que sugiere la definición de coherencia espectral (Manolakis et al., 2005), donde su modulo se expresa de la siguiente manera:

$$|\gamma(\omega)|^2 = \frac{S_{XY}(\omega) S_{YX}(\omega)}{S_X(\omega) S_Y(\omega)} \quad (\text{B.31})$$

En el caso que la salida no se encuentre distorsionada, para cualquier $H(\omega)$ lineal, la coherencia espectral es la unidad en todo el margen de frecuencia. Por otro lado, ante la presencia de ruido blanco no correlado con la entrada, la densidad espectral de potencia cruzada entre el ruido y la entrada $S_{NX}(\omega)$, la densidad espectral de potencia del ruido

$S_N(\omega)$ y la densidad espectral de potencia de la salida $S_Y(\omega)$, serán resueltos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} S_{NX}(\omega) &= 0 \\ S_N(\omega) &= F\{R_N(\tau)\} = F\{N_0 \cdot \delta(\tau)\} = N_0 \\ S_Y(\omega) &= S_X(\omega) \cdot |H(\omega)|^2 + S_N(\omega) \end{aligned} \quad (\text{B.32})$$

en donde $R_N(\tau)$ es la función de autocorrelación del ruido, igual a una delta de Dirac de peso N_0 . Sustituyendo entonces las expresiones de (B.32) en la ecuación (B.31), se obtiene la siguiente expresión:

$$|\gamma(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{S_N(\omega)}{|H(\omega)|^2 \cdot S_X(\omega)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{SNR(\omega)}} = \frac{SNR(\omega)}{SNR(\omega) + 1} \quad (\text{B.33})$$

en donde $SNR(\omega)$, se conoce como relación señal-ruido del sistema en términos de la frecuencia ω . Se puede observar en (B.33), como influye en el valor de la coherencia espectral la relación SNR , haciendo que esta decaiga por debajo de la unidad cuando esta relación es pequeña. En otras palabras, decir que el contenido en una banda de frecuencia de una señal es coherente con el de otra señal en la misma banda, implica que una de las dos se puede obtener de la otra mediante una transformación lineal, es por ello que en la práctica se busca que la relación SNR sea lo mas grande posible.

B.3.3. Estimación de Parámetros y Calidad de un Estimador

El concepto de ergodicidad es útil, cuando se pretende encontrar los parámetros estadísticos o caracterizar a un proceso estacionario con solo una realización del proceso. Pero la concepción de ergodicidad es limitada ya que las señales son de duración finita y las representaciones de los parámetros estadísticos a partir de los promedios temporales variarán entre las realizaciones o señales que se dispongan. Por otro lado, dado un proceso aleatorio como entrada de un sistema, puede ocurrir que el proceso no sea estacionario o que el sistema no sea lineal e invariante en el tiempo. Ante estas situaciones, utilizando una o pocas realizaciones del proceso aleatorio, solo

se estará logrando la *estimación* de los parámetros estadísticos de un proceso aleatorio (Manolakis et al., 2005).

Dado un proceso aleatorio $\{X\}$, la estimación de un parámetro θ a partir de una realización $x(t, \xi)$ es equivalente entonces, a plantear cual es la probabilidad de que el valor correcto coincida con un valor dado de θ . De esta manera el parámetro a estimar es una VA que este relacionada con los datos observados, caracterizada por su PDF condicional $f(\theta / x(t, \xi))$. Por lo tanto, el parámetro óptimo será aquel que maximiza la probabilidad condicional (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002; Manolakis, et al., 2005):

$$\theta_{MAP} = \arg \max_{\theta_0} [f(\theta / x(t, \xi)) d\theta] = \arg \max_{\theta_0} [\Pr(\theta < \Theta < \theta + d\theta / x(t, \xi))] \quad (B.34)$$

a esta expresión se la denomina máximo a posteriori o MAP (por sus siglas en ingles de Maximum a Posteriori). Este es un criterio óptimo para la estimación del parámetro θ , pero acarrea la dificultad de necesitar de una función PDF condicional que muchas veces no se conoce o es difícil en determinar. Utilizando el teorema de Bayes para representar dicha probabilidad, se obtiene la expresión (B.35), en donde el denominador de esta expresión no participa del proceso de maximización de la probabilidad por lo que puede descartarse.

$$f(\theta / x(t, \xi)) = \frac{f(x(t, \xi) / \theta) \cdot f(\theta)}{f(x(t, \xi))} \propto f(x(t, \xi) / \theta) \cdot f(\theta) \quad (B.35)$$

El criterio MAP queda resuelto entonces, por la maximización de la PDF condicional de los datos condicionada al parámetro θ , multiplicada por la PDF del parámetro θ . La PDF condicional de los datos condicionada al parámetro θ , se la conoce como verosimilitud (likelihood) y la PDF del parámetro θ , como una información “a priori” del parámetro, respecto del conocimiento de su PDF. Cuando la PDF del parámetro θ es uniforme o se tiene el máximo desconocimiento o la mínima información de su distribución, el criterio MAP se logra maximizando la verosimilitud o ML (por sus siglas en ingles de Maximum Likelihood), tal como se indica en la siguiente expresión:

$$\theta_{ML} = \arg \max_{\theta_0} [f(x(t, \xi) / \theta)] \quad (\text{B.36})$$

Este criterio es más utilizado que el criterio MAP, ya que es menos compleja la determinación de su PDF, sin embargo a diferencia del MAP, este criterio es subóptimo debido a la poca fiabilidad que se tiene del conocimiento de la PDF del parámetro θ .

Otra manera de realizar la estimación consiste en estimar el parámetro que menos se desvía del valor correcto, en términos del error medio cuadrático. El criterio se conoce como MSE (por sus siglas en ingles de Mean Square Error) y esta dado por la siguiente expresión:

$$\theta_{MSE} = \arg \min_{\theta_0} [E\{(\theta - \theta_0)^2 / x(t, \xi)\}] = \arg \min_{\theta_0} \left[\int_{-\infty}^{\infty} (\theta - \theta_0)^2 f(\theta / x(t, \xi)) d\theta \right] \quad (\text{B.37})$$

Se demuestra de (B.37) que el criterio MSE es la función media condicional del parámetro θ condicionada a los datos, ya que esta función, es la que anula la derivada del error medio cuadrático respecto del parámetro correcto, esto es:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E\{(\theta - \theta_0)^2 / x(t, \xi)\}}{\partial \theta_0} &= \theta_0 - \int_{-\infty}^{\infty} \theta \cdot f(\theta / x(t, \xi)) d\theta = 0 \\ \theta_{MSE} &= \int_{-\infty}^{\infty} \theta \cdot f(\theta / x(t, \xi)) d\theta \end{aligned} \quad (\text{B.38})$$

Por lo tanto, cuando el valor de la media de la PDF condicional coincide con el valor máximo de su distribución, el criterio MSE coincidirá con el MAP, siendo en ese caso un criterio óptimo. Existen muchas funciones de distribución de probabilidad, incluida la Gaussiana, donde su función media coincide con el valor máximo de su distribución.

Existe una manera de evaluar la calidad de los estimadores (MAP, ML, MSE o la de cualquier otro) a partir de las propiedades de *ausencia de sesgo*, *eficiencia*, *consistencia* y *suficiencia* (Papoulis y Pillai, 2002). Si al considerar el caso de que el parámetro a estimar existe y se tiene la seguridad de que vale θ , se puede interpretar la tarea de

estimar a partir de las observaciones, como una VA $\hat{\theta}$ cuyo valor medio de las estimaciones realizadas sea igual al parámetro correcto. En el caso que esto no sea posible se dice que el estimador es *sesgado* o que tiene sesgo b , definido por:

$$b^2 \equiv \left[E\{\hat{\theta}\} - \theta \right]^2 \quad (\text{B.39})$$

Cuando la duración de las realizaciones aumenta tendiendo a infinito, el sesgo tiende a cero, en ese caso se dice que el estimador es *asintóticamente insesgado* y se define de la siguiente manera:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\hat{\theta}_n\} = \theta \quad (\text{B.40})$$

Pero la ausencia de sesgo no es condición suficiente para definir un buen estimador, se busca que la VA $\hat{\theta}$ tenga una desviación respecto de la media, pequeña o mínima varianza, y esta característica entre estimadores insesgados dirá cuan *eficiente* es uno del otro. Si el estimador es *asintóticamente insesgado* y además su *varianza* tiende a cero, se dice que el estimador tiene la propiedad de *consistencia*, esto es:

$$\begin{aligned} E\{\hat{\theta}_n\} &\rightarrow \theta \\ \sigma_{\theta}^2 &\equiv E\left[(\hat{\theta} - E\{\hat{\theta}\})^2 \right] \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (\text{B.41})$$

Para cada estimador insesgado se obtendrá entonces, una varianza mayor que cero, si las observaciones son de duración finita. El más eficiente de estos estimadores, tendrá una varianza acotada por el límite de Cramer-Rao, como se indica en (B.42). Si la varianza del estimador insesgado, coincide con el límite de Cramer-Rao, se dice que tiene *eficiencia absoluta* o que el estimador tiene la propiedad de *suficiencia*.

$$\sigma_{\theta}^2 \geq \left[E \left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \log [f(x(t, \xi) / \theta)] \right)^2 \right\} \right]^{-1} \quad (\text{B.42})$$

B.4. FILTRO WIENER

El filtro de Wiener es uno de los filtros lineales óptimos más importantes, que permite determinar o estimar la respuesta o el comportamiento de un sistema, a la vez que mejora la apariencia de señales digitales en lo que respecta a la relación señal – ruido SNR. Estas características permiten la utilización del filtro Wiener como filtro de deconvolución (Prasad y Mahalanabis, 1980).

Se define entonces a $x[n]$ como una señal discreta de N elementos, cuya expresión vectorial es igual a:

$$\underline{x}^T = [x(0), x(1), \dots, x(n), \dots, x(N - 2), x(N - 1)] \quad (\text{B.43})$$

De la misma manera, se define a $h[n]$ como la respuesta impulsional de un filtro FIR a estimar, de Q coeficientes de longitud, cuyas características den lugar a la señal discreta $\hat{y}[n]$ lo más parecida posible a una señal discreta de referencia denominada $d[n]$ de $N+Q-1$ muestras de longitud. El parecido entre las señales, se lo evalúa en términos del mínimo error medio cuadrático o MSE (Hsu, 1997; Papoulis y Pillai, 2002; Manolakis, et al., 2005), tal como se indica a través de la expresión (B.44). En la Figura B.4 se resume tal situación.

$$\xi = E \{ |\varepsilon[n]|^2 \} = E \{ |d[n] - \hat{y}[n]|^2 \} \quad (\text{B.44})$$

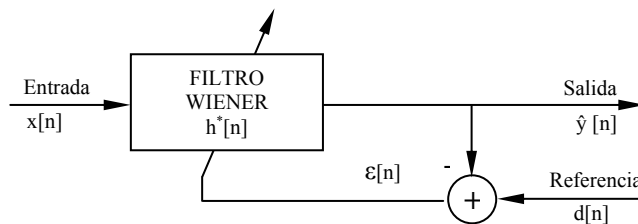


Figura B.4: Esquema del filtro de Wiener, con indicación de las señales digitales datos de entrada, salida, referencia y el error.

La señal de salida del sistema puede encontrarse a través de la convolución de la señal de entrada $x[n]$ con la respuesta impulsional conjugada $h^*[n]$ del sistema a estimar, cuya representación matricial es la siguiente:

$$\hat{y}[n] = h^*[n] * x[n] = \underline{h}^H \cdot \underline{X}_n = \underline{h}^H \cdot \begin{bmatrix} x[n] \\ x[n-1] \\ \vdots \\ x[n-Q+1] \end{bmatrix} \quad (\text{B.45})$$

el superíndice H del vector de respuesta impulsional indica que el vector es transpuesto conjugado, el vector \underline{X}_n esta conformado por los desplazamientos (hasta Q) de la señal $x[n]$ (run-time vector), obteniendo de esta manera un vector de salida de $N+Q-1$ elementos.

Al desarrollar el valor esperado de (B.44), teniendo en cuenta la ecuación (B.45), se obtiene la expresión del error a minimizar:

$$\xi = E \left\{ |d[n]|^2 \right\} + \underline{h}^H \cdot \underline{R} \cdot \underline{h} - \underline{h}^H \cdot \underline{P} - \underline{P}^H \cdot \underline{h} \quad (\text{B.46})$$

siendo $\underline{R} = E \left\{ \underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H \right\}$ la matriz de correlación de la señal de entrada $x[n]$ con los Q primeros valores de la función de autocorrelación, matriz del tipo Toeplitz de $Q \times Q$ elementos dado por (B.47); $\underline{P} = E \left\{ \underline{X}_n \cdot d^*[n] \right\}$ es el vector de Q elementos, cuyas entradas corresponden a los valores de la correlación cruzada entre la señal de entrada $x[n]$ y la señal de referencia $z[n]$ hasta el orden Q . Derivando la expresión del error respecto del vector \underline{h}^H e igualando a cero, se obtiene el vector óptimo para la respuesta impulsiva del sistema o filtro Wiener, cuya expresión esta dada por (B.48). La señal de salida $\hat{y}[n]$ de este sistema será entonces la de ecuación (B.49).

$$\underline{R} = E \left\{ \underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H \right\} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \cdots & r(Q-1) \\ r(-1) & r(0) & \cdots & r(Q-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(-Q+1) & r(-Q+2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \quad (\text{B.47})$$

$$\underline{h}_{opt} = \underline{R}^{-1} \cdot \underline{P} \quad \text{filtro Wiener} \quad (\text{B.48})$$

$$\hat{y}[n] = \underline{h}_{opt}^H \cdot \underline{X}_n = \underline{P}^H \underline{\underline{R}}^{-1} \cdot \underline{X}_n \quad (\text{B.49})$$

El error mínimo MSE que se obtiene a partir del vector óptimo de la respuesta impulsiva se obtiene de reemplazar (B.48) en (B.46), obteniendo:

$$\xi_{\min} = E \left\{ |d[n]|^2 \right\} - \underline{P}^H \cdot \underline{\underline{R}}^{-1} \cdot \underline{P} = E \left\{ |d[n]|^2 \right\} - \underline{h}_{opt}^H \cdot \underline{\underline{R}} \cdot \underline{h}_{opt} \quad (\text{B.50})$$

Por lo expuesto, si minimizar el error es minimizar la norma del vector $\varepsilon[n]$, utilizando la definición de producto escalar, el error será ortogonal al plano de los datos de la señal de entrada, por lo que el principio de ortogonalidad es el siguiente:

$$\underline{\varepsilon} \perp \underline{X}_n \Rightarrow E \left\{ \varepsilon^*[n]x[n-q] \right\} = 0 \quad \text{con} \quad q = 0, \dots, Q-1 \quad (\text{B.51})$$

Por lo tanto, cuanto menos se parezca la señal de entrada del error o dicho de otra manera no correladas, los coeficientes de la respuesta impulsiva estarán más cerca del valor óptimo.

Para analizar la forma de trabajar del filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia, es necesario extender las ecuaciones de diseño para un filtro de respuesta impulsional infinita o filtro IIR, en lugar del caso del filtro FIR causal. Considerando entonces para el diseño, la correlación de la señal de referencia con el de la señal de entrada al filtro de Q coeficientes, se tiene:

$$R_{ZX}(l) = \sum_{q=0}^{Q-1} h(q) \cdot R_X(l-q) \quad (\text{B.52})$$

Si en la expresión (B.52) los límites de la sumatoria van desde $-\infty$ a ∞ , el comportamiento del filtro Wiener puede representarse en el dominio de la frecuencia, de la siguiente manera:

$$H(\omega)S_X(\omega) = S_{XZ}(\omega) \quad \Leftrightarrow \quad H^*(-\omega)S_X(\omega) = S_{ZX}(\omega) \quad (\text{B.53})$$

siendo $H(\omega)$ la respuesta en frecuencia del filtro Wiener. Ya que se trata de un sistema discreto se debería escribir $H(z)|_{\exp(j\omega T)}$, con $H(z)$ como la transformada Z de los coeficientes del filtro y con T como el periodo de muestreo. Aplicando el teorema de Parseval (Oppenheim y Willsky, 1983; Proakis y Manolakis, 1996; Oppenheim y Schafer, 1999), a la expresión (B.50), se obtiene la expresión del mínimo error MSE en términos de las densidades espectrales de potencia:

$$\begin{aligned} \xi_{\min} &= E\{|d[n]|^2\} - \underline{h}_{opt}^H \cdot \underline{P} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_Z(\omega) - H^*(\omega) \cdot S_{XZ}(\omega)] d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_Z(\omega) \left[1 - \frac{S_{XZ}(\omega) \cdot S_{ZX}(\omega)}{S_X(\omega) \cdot S_Z(\omega)} \right] d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_Z(\omega) [1 - |\gamma(\omega)|^2] d\omega \end{aligned} \quad (B.54)$$

Se observa en (B.54), la dependencia del mínimo error MSE con la coherencia e implícitamente con la relación SNR, entre los datos de la señal de entrada y de la señal de referencia. De esta manera, la coherencia espectral permite anticipar cuan efectivo será el filtro de Wiener, mostrando en que frecuencias va a existir un mínimo error MSE (Manolakis et al., 2005).

Por la limitada cantidad de realizaciones que se dispone por lo general de los procesos aleatorios implicados y por el desconocimiento de sus PDF conjuntas, la matriz de autocorrelación de la señal de entrada $x[n]$, como el vector de correlación cruzada entre la señal de entrada $x[n]$ y la señal de referencia $z[n]$, con sus respectivas densidades espectrales, van a ser estimadas. Manolakis et al. (2005), demuestra que un buen estimador de la matriz de autocorrelación $\hat{\underline{R}}$ y de la función de autocorrelación $\hat{R}_X(m)$, se expresan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{R}} &= \frac{1}{N} \cdot \text{Toeplitz}(\underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H) \\ \hat{R}_X(m) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x^*[n] \cdot x[n+m] \quad m = 0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (B.55)$$

Mientras que para la densidad espectral de potencia de la señal $x[n]$, un estimador comúnmente utilizado es el de la siguiente expresión:

$$S_x(k) = \frac{1}{\underline{S}^H \underline{S}} \underline{S}^H \underline{R} \underline{S} = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{j2\pi kn/N} \right|^2 = \frac{1}{N} |X(k)|^2 \quad (\text{B.56})$$

$$\underline{S}^H = \left[1 \quad e^{j2\pi/N} \quad \dots \quad e^{j2\pi/N(Q-1)} \right]$$

donde $X(k)$, es la transformada discreta de Fourier o DFT. Particularmente, el estimador de la función de autocorrelación, se lo denomina “estimador sesgado normalizado” de la autocorrelación.

B.5. FILTROS ADAPTATIVOS

Debido a que las señales sísmicas que se registran no presentan características de estacionariedad, el filtro de Wiener no resulta apropiado, ya que este brinda la solución óptima para el caso de sistemas estacionarios (Prasad y Mahalanabis, 1980).

Considerando el supuesto de no estacionariedad, para el caso del filtro Wiener FIR de la expresión (B.48), la no estacionariedad implica el considerar los procesos aleatorios como no estacionarios y que los coeficientes del filtro que minimizan el error de la expresión (B.46) dependen de la variable discreta n . De esta manera el concepto del filtro adaptativo (variante en el tiempo) consiste en encontrar para cada instante de tiempo n de iteración del algoritmo, un conjunto de coeficientes óptimos, a través de considerar las actualizaciones de los pesos del filtro:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{h}_n + \mu f(\underline{h}_n) \quad (\text{B.57})$$

en donde $\mu f(\underline{h}_n)$ es un factor de corrección que se aplica a los coeficientes \underline{h}_n en el instante n para obtener el nuevo conjunto de coeficientes \underline{h}_{n+1} en el instante $n + 1$. Esta ecuación de actualización es la base de los algoritmos adaptativos y el diseño de cada filtro adaptativo requiere definir el factor $\mu f(\underline{h}_n)$. El algoritmo utilizado para aplicar la corrección del factor $\mu f(\underline{h}_n)$ debe ser tal, que en un escenario estacionario, el conjunto de coeficientes del filtro \underline{h}_n converja a la solución óptima de Wiener de la expresión (B.48). Mientras que para señales no estacionarias, el filtro debe ser capaz de adaptarse a los cambios estadísticos y alcanzar la solución al evolucionar en el tiempo. En la Figura B.5, se muestra el esquema general de los filtros adaptativos. En los párrafos

siguientes se presenta una síntesis de los algoritmos típicos de filtros adaptativos. Puede ampliar el tema de filtros adaptativos en Manolakis et al. (2005).

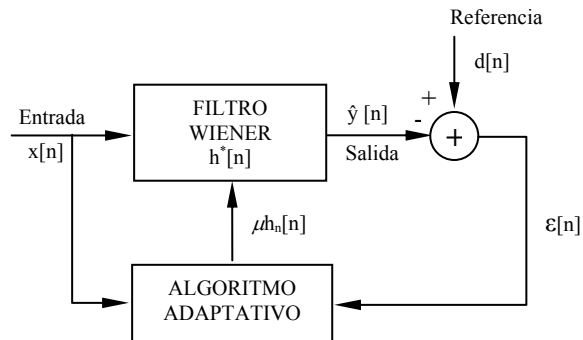


Figura B.5: Esquema general de los filtros adaptativos, con indicación de datos, salida, referencia y el error.

B.5.1. Método de Gradiente de Máxima Pendiente

A partir de los coeficientes óptimos del filtro de Wiener y del valor de mínimo error de la expresión (B.50), es posible contar con una expresión del error MSE para cualquier respuesta impulsional en función de la óptima:

$$\xi(\underline{h}_n) = \xi_{\min} + (\underline{h}_n - \underline{h}_{opt})^H \underline{\underline{R}} (\underline{h}_n - \underline{h}_{opt}) \quad (B.58)$$

siendo n un número que expresa las iteraciones en el proceso de aprendizaje y de la evolución temporal discreta. Como puede observarse en la expresión (B.58), existe una dependencia cuadrática del valor del error con los coeficientes y cuyo mínimo error se logra cuando se esta ante los coeficientes óptimos del filtro Wiener. La superficie lograda de esta expresión, tiene el aspecto de un paraboloide, cuyas curvas de nivel corresponden a elipses. En la Figura B.6 puede observarse el mecanismo de aprendizaje a realizar, desde un estado \underline{h}_n a otro estado mejor \underline{h}_{n+1} , el cual consiste en tomar la dirección contraria al gradiente del MSE y trasladarse una determinada cantidad en dicha dirección. De lo anterior, se deduce la siguiente regla de aprendizaje:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{h}_n - \mu \nabla \xi(\underline{h}_n) = \underline{h}_n - \mu (\underline{\underline{R}} \underline{h}_n - \underline{\underline{P}}) \quad (B.59)$$

en donde la cantidad μ corresponde al paso de adaptación, el cual determina la velocidad de aprendizaje que se desea imprimir al sistema.

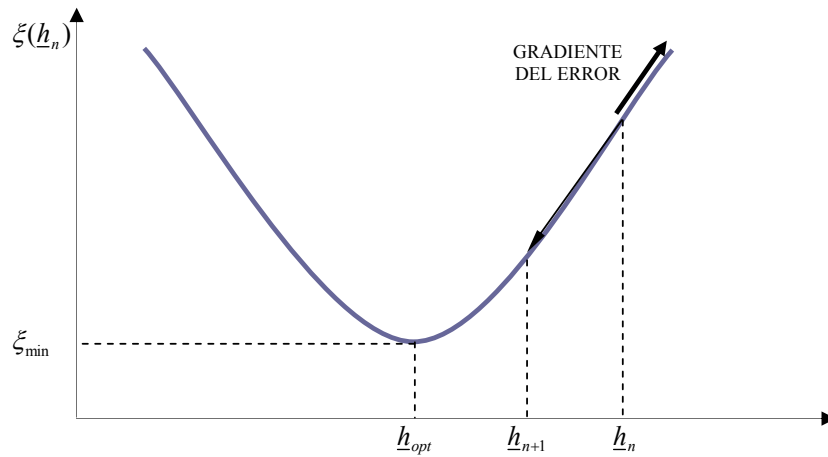


Figura B.6: Curva del MSE en función de los coeficientes. Su comportamiento cuadrático conlleva que el gradiente cambiado de signo, en cualquier posición, marca la dirección a seguir para alcanzar el mínimo.

Si bien la representación de la Figura B.6 es adecuada para la explicación, una representación en dos dimensiones revela que el método del gradiente tan solo denota una dirección de menor error. Sin embargo, dependiendo de su posición, no necesariamente esta dirección corresponde a la dirección del mínimo error (ver Figura B.7). En dicha figura, las curvas de nivel representan las líneas de igual error medio cuadrático. Sólo en el caso de que estas líneas de igual error sean circunferencias, el gradiente en cualquier punto apuntará siempre al mínimo error.

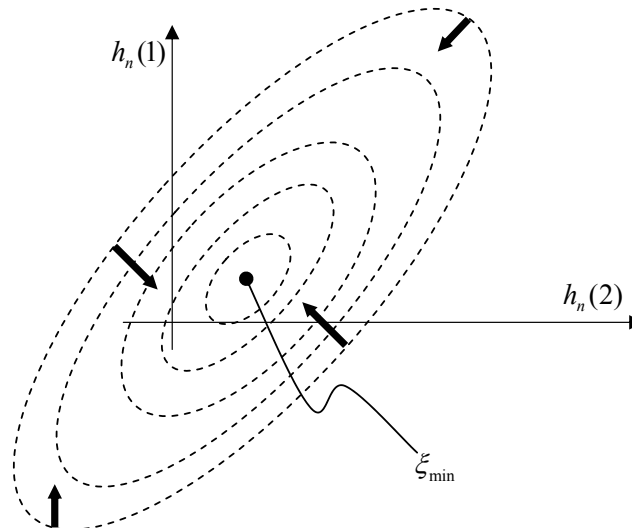


Figura B.7: Curvas de nivel del error para el caso de un filtro de dos coeficientes, en donde se observan diversos vectores de gradiente. Las magnitudes de los vectores gradientes son inversamente proporcionales a la separación entre las curvas de nivel.

Realizando un cambio de variables en la expresión (B.58) de manera de comprobar la relación entre la forma de las curvas de nivel y la matriz de correlación, se tiene:

$$\xi(\tilde{\underline{h}}_n) = \xi_{\min} + \tilde{\underline{h}}_n^H \underline{\underline{R}} \tilde{\underline{h}}_n \quad (\text{B.60})$$

Este cambio de variables producirá el centrado de las curvas de nivel en el valor óptimo \underline{h}_{opt} . De este modo, el gradiente del error de la expresión (B.58), en cualquier punto de la superficie, puede expresarse en términos de la nueva variable como:

$$\nabla \xi(\tilde{\underline{h}}_n) = \underline{\underline{R}} \tilde{\underline{h}}_n \quad (\text{B.61})$$

En particular, el gradiente en los puntos extremos de los ejes de las curvas de nivel es un vector que pasa por el origen de coordenadas y por lo tanto es de la forma $k \tilde{\underline{h}}_n$, por lo que las direcciones de los ejes principales vienen dadas por los autovectores de la matriz $\underline{\underline{R}}$. Se demuestra entonces, la siguiente expresión entre los autovalores de $\underline{\underline{R}}$ y la superficie de error:

$$\xi(\underline{z}_n) = \xi_{\min} + \tilde{\underline{h}}_n^H (\underline{\underline{E}} \underline{\underline{\Lambda}} \underline{\underline{E}}^H) \tilde{\underline{h}}_n = \xi_{\min} + \underline{z}_n^H \underline{\underline{\Lambda}} \underline{z}_n = \xi_{\min} + \sum_{i=1}^Q \lambda_i |z_n(i)|^2 \quad (\text{B.62})$$

en donde $\underline{\underline{E}}$ corresponde a la matriz de vectores propios y $\underline{\underline{\Lambda}}$ a la matriz diagonal de autovalores, de la matriz $\underline{\underline{R}}$ respectivamente. De esta manera se logra una rotación del sistema coordinado, quedando los ejes de las curvas de error alineados con las nuevas coordenadas $\underline{z}_n = \underline{\underline{E}}^H (\underline{h}_n - \underline{h}_{opt})$ (ver Figura B.8).

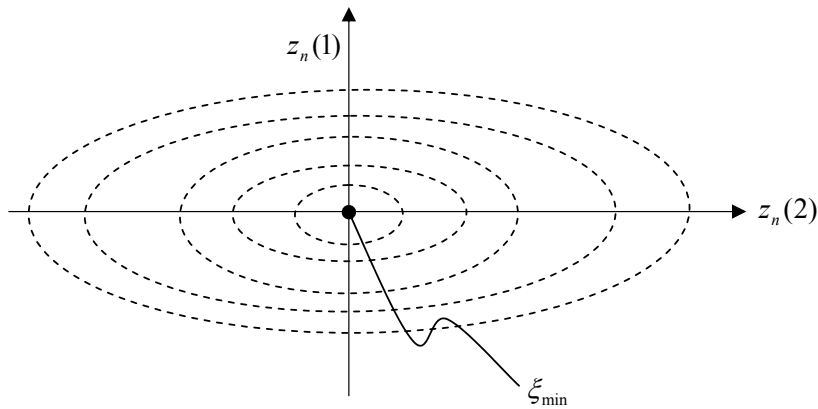


Figura B.8: Curvas de error de la superficie de la figura V.4, representadas sobre las nuevas variables \underline{z}_n .

La curvatura en este nuevo sistema coordenado, se obtiene de calcular la segunda derivada de la expresión del error de (B.62) respecto de $z_n(i)$, igual a $2\lambda_i$. Por lo que la dirección del eje de menor longitud del grafico de la Figura B.8, estará asociada al vector propio de mayor autovalor, y viceversa. Manolakis et al. (2005) enuncia que la excentricidad de las curvas de nivel de la función de error depende de cuan distintos son los autovalores de la matriz de correlación. Esta observación esta íntimamente relacionada con la velocidad de convergencia.

Considerando la regla de aprendizaje de la expresión (B.59) y teniendo en cuenta el cambio de variable realizado para obtener el gradiente de la expresión (B.61), se deduce la regla de aprendizaje en torno a la variable \tilde{h}_n :

$$\tilde{h}_{n+1} = \tilde{h}_n - \mu \underline{\underline{R}} \tilde{h}_n \quad (\text{B.63})$$

Debido a que la matriz de vectores propios $\underline{\underline{E}}$ es ortogonal, se cumple que:

$$\underline{\underline{E}}^H \underline{\underline{E}} = \underline{\underline{E}} \underline{\underline{E}}^H = \underline{\underline{I}} \quad (\text{B.64})$$

siendo $\underline{\underline{I}}$ la matriz identidad de de $Q \times Q$ elementos. Por lo tanto de multiplicar en ambos miembros de la expresión (B.63) por la matriz $\underline{\underline{E}}^H$, se obtiene la regla de aprendizaje desacoplada en torno a la variable \underline{z}_n :

$$\underline{z}_{n+1} = (\underline{\underline{I}} - \mu \underline{\underline{\Lambda}}) \underline{z}_n \quad (\text{B.65})$$

$$\begin{bmatrix} z_{n+1,0} \\ z_{n+1,1} \\ \vdots \\ z_{n+1,Q-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \mu \lambda_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 - \mu \lambda_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 - \mu \lambda_{Q-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{n,0} \\ z_{n,1} \\ \vdots \\ z_{n,Q-1} \end{bmatrix}$$

De esta manera la adaptación del i -ésimo coeficiente o modo es igual a:

$$z_{n+1,i} = (1 - \mu \lambda_i) z_{n,i} \quad (\text{B.66})$$

siendo la serie geométrica de razón $(1 - \mu\lambda_i)$ igual:

$$z_{n,i} = (1 - \mu\lambda_i)^n z_{0,i} \quad (\text{B.67})$$

en donde $z_{0,i}$ corresponde a los i -ésimos coeficientes iniciales del proceso de aprendizaje. Por lo, lo que la condición de convergencia es igual:

$$|1 - \mu\lambda_i| < 1, \quad \forall i \quad (\text{B.68})$$

Esta condición habría de verificarse para cada uno de los autovalores pero, dado que la matriz de autocorrelación es definida positiva, sus autovalores son positivos y ordenados, en consecuencia si la condición (B.68) verifica para el autovalor máximo se verificara para todos los demás. Conjuntamente, como el paso de adaptación es positivo, para no cambiar la dirección del gradiente, se llega fácilmente a la condición de convergencia:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (\text{B.69})$$

es decir, el paso de adaptación viene limitado por el doble de la inversa del autovalor máximo de la matriz de autocorrelación.

Una cota fácil de implementar y de calcular para el paso de adaptación, se obtiene del hecho de que la traza de una matriz es igual a la suma de sus autovalores. Ya que para el caso de la matriz de autocorrelación, todos los autovalores son positivos, el valor de la traza de la matriz (suma de los autovalores) es mayor que su autovalor máximo. Por lo que la cota del parámetro μ que garantiza siempre la convergencia, viene dada por la siguiente relación:

$$\mu < \frac{2}{\text{Traza}(\underline{\underline{R}})} < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (\text{B.70})$$

Una vez determinado el paso de adaptación para garantizar la convergencia del algoritmo, es preciso determinar cuantas iteraciones o actualizaciones serán necesarias

para alcanzar la convergencia. Así, considerando la expresión (B.65) y teniendo presente que todos los autovalores son positivos, la constante de tiempo vendrá determinada por el número de iteraciones necesarias para que el término correspondiente al mínimo autovalor haya prácticamente desaparecido. Lagunas (2003), enuncia que el criterio habitual es considerar que un término influye poco en la evolución cuando se ha reducido a un décimo de su valor inicial. Por lo que a partir de este criterio, el número de iteraciones N_i necesarios para converger será aquel que verifique:

$$(1 - \mu\lambda_{\min})^{N_i} = 0.1 \quad (\text{B.71})$$

luego

$$N_i = -\frac{2.30}{\text{Ln}(1 - \mu\lambda_{\min})} \quad (\text{B.72})$$

Asimismo Lagunas (2003), enuncia que la expresión (B.72) proporciona detalles interesantes relativos al funcionamiento del aprendizaje mediante el gradiente. Al observar que el autovalor mínimo limita la convergencia, es decir, los modos débiles asociados a autovalores pequeños tardan más en converger que los autovalores grandes, el concluye que el filtro aprende a realizar más rápido su trabajo en aquellas zonas frecuenciales de alta energía y deja para el final aquellas de más baja energía.

B.5.2. El Algoritmo LMS

En el método de máxima pendiente es necesario conocer los parámetros estadísticos de de segundo orden para el calculo del error MSE. En ese caso es necesario conocer la matriz de autocorrelación $\underline{\underline{R}} = E\{\underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H\}$ y el vector $\underline{P} = E\{\underline{X}_n \cdot d^*[n]\}$, que en la práctica son dificultosos de encontrar. El algoritmo LMS (por sus siglas en ingles de Least Mean Square), realiza una estimación instantánea de dichos parámetros estadísticos, siendo iguales a:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\underline{R}}} &= \underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H \\ \hat{\underline{P}} &= \underline{X}_n \cdot d^*[n] \end{aligned} \quad (\text{B.73})$$

Por lo que a partir de dicha estimación, se obtiene la siguiente regla de aprendizaje:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{h}_n - \mu(\underline{R}\underline{h}_n - \underline{P}) = \underline{h}_n + \mu\underline{X}_n(d^*[n] - \hat{y}^*[n]) = \underline{h}_n + \mu\underline{X}_n \varepsilon^*[n] \quad (\text{B.74})$$

Resulta evidente que una cualidad deseable de un algoritmo adaptativo es que converja a la solución óptima en el menor número de iteraciones posible. Para medir la tasa de convergencia o la constante de tiempo asociada, es de utilidad optar el tipo de convergencia a tener en cuenta. Se definen entonces dos tipos de convergencia a considerar en el algoritmo LMS:

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} E\{\underline{h}_n\} &= \underline{h}_{opt} && \text{Convergencia en media} \\ \lim_{n \rightarrow \infty} E\{\xi(n)\} &= \xi(\infty) = cte && \text{Convergencia en MSE} \end{aligned} \quad (\text{B.75})$$

En el caso de la convergencia media, el concepto surge de considerar a los coeficientes del filtro como una variable aleatoria cuya media es el filtro óptimo. Para el caso de la convergencia MSE, la media del error MSE es un valor $\xi(\infty)$ constante. Si este valor es mayor que ξ_{\min} , queda de manifiesto el grado de desajuste del algoritmo, el cual se define de la siguiente manera:

$$D = \frac{E\{\xi(n)\} - \xi_{\min}}{\xi_{\min}} 100\% \quad (\text{B.76})$$

En la Figura B.9 se muestra la curva de aprendizaje del algoritmo adaptativo, en donde se ilustra el concepto de desajuste. Esta curva de aprendizaje no es otra cosa que la representación gráfica del error MSE en función de n .

Determinando la convergencia en media de los pesos del filtro en el algoritmo LMS a partir de la ecuación (B.74), se obtiene:

$$\begin{aligned} E\{\underline{h}_{n+1}\} &= E\{\underline{h}_n\} + \mu E\{\underline{X}_n(d^*[n] - \underline{X}_n^H \underline{h}_n)\} \\ &= E\{\underline{h}_n\} + \mu[\underline{P} - \underline{R}E\{\underline{h}_n\}] \\ &= [\underline{I} - \mu\underline{R}]E\{\underline{h}_n\} + \mu\underline{P} \end{aligned} \quad (\text{B.77})$$

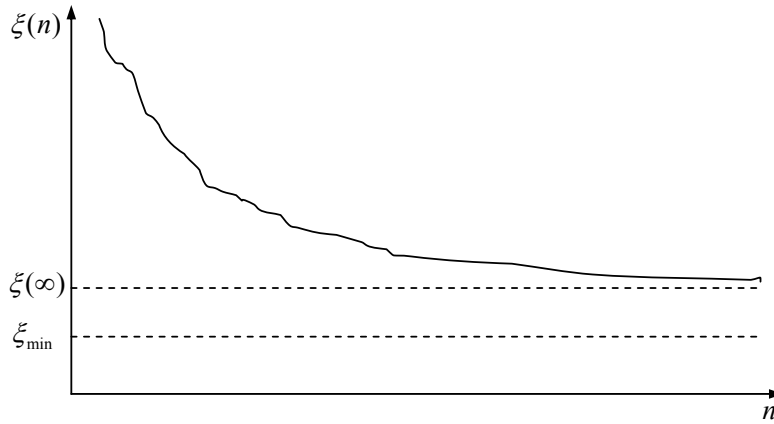


Figura B.9: Curva de aprendizaje del algoritmo adaptativo

Recordando el cambio de variables \underline{z}_n y la diagonalización de la matriz \underline{R} se obtiene la regla de aprendizaje desacoplada:

$$E\{\underline{z}_{n+1}\} = \left[\underline{I} - \mu \underline{\Lambda} \right] E\{\underline{z}_n\} \quad (\text{B.78})$$

Así, el algoritmo LMS converge en media desde \underline{h}_0 hasta \underline{h}_{opt} , si y sólo si se cumple la condición mostrada en la ecuación (B.69). Sin embargo, este criterio de estabilidad no es aplicable en la práctica debido a la dificultad de calcular el valor λ_{max} cuando el tamaño del filtro es grande. De allí que para aplicaciones prácticas, se realiza una estimación de este valor de la siguiente forma:

$$\lambda_{max} \leq tr(\underline{R}) = \sum_{i=0}^{Q-1} \lambda_i = Q R_X(0) = Q P_X \quad (\text{B.79})$$

donde $tr(\underline{R})$ es la traza de la matriz \underline{R} y donde $P_X = R_X(0) = E\{x^2[n]\}$ denota la potencia de la señal $x[n]$. Por lo tanto el parámetro μ queda acotado del siguiente modo:

$$0 < \mu < \frac{2}{Q P_X} \quad (\text{B.80})$$

El análisis anterior sólo asegura la convergencia en media de los coeficientes del filtro, sin embargo, asegurar la convergencia en media no garantiza la estabilidad en varianza. Por lo tanto, para que los coeficientes también converjan en varianza hay que exigir una condición más restrictiva para el factor de convergencia μ :

$$0 < \mu < \frac{2}{3\lambda_{\max}} \quad (\text{B.81})$$

que se traduce en términos de la potencia de la señal de entrada en la siguiente condición:

$$0 < \mu < \frac{2}{3QP_x} \quad (\text{B.82})$$

En cuanto al desajuste del algoritmo LMS, el cálculo se realiza basado en la descomposición de la estimación del gradiente en dos componentes: el gradiente real y un ruido de gradiente. Calculando la covarianza de este ruido una vez que los coeficientes han convergido, se prueba la siguiente expresión:

$$D = \frac{\sum_{i=0}^{Q-1} \frac{\mu\lambda_i}{2 - \mu\lambda_i}}{1 - \sum_{i=0}^{Q-1} \frac{\mu\lambda_i}{2 - \mu\lambda_i}} \quad (\text{B.83})$$

Si se cumple que $\mu\lambda_i \ll 1$ se tiene:

$$D \approx \frac{\mu \text{tr}(\underline{\underline{R}})}{2 - \mu \text{tr}(\underline{\underline{R}})} \quad (\text{B.84})$$

si además se cumple que $\mu \text{tr}(\underline{\underline{R}}) \ll 1$ entonces:

$$D \approx \frac{\mu}{2} \text{tr}(\underline{\underline{R}}) = \frac{\mu}{2} Q P_x \quad (\text{B.85})$$

En resumen, el LMS es un algoritmo que no requiere a priori un conocimiento de la estadística de las señales, requiere pocas operaciones por muestra, ofrece un buen compromiso entre prestaciones y simplicidad, es sensible a la dispersión de valores

propios de la matriz de autocorrelación lo cual define la velocidad de convergencia del algoritmo y es robusto ante problemas de ruido, errores de cuantificación y empleo de aritmética finita (Manolakis et al., 2005). A continuación se muestra el código de programa en MATLAB de la implementación del algoritmo LMS cuya estructura es la de un filtro FIR de Q coeficientes:

```
%*****
% Algoritmo de filtro adaptivo FIR LMS - Funcion lms.m
%*****

function [h,y] = lms(x,z,mu,Q)

% [h,y] = h(x,z,mu,Q)
% mu = pasos del algoritmo
% h = coeficientes estimados del filtro
% y = salida del filtro
% x = entrada del filtro
% z = señal de comparación o de referencia del filtro
% Q = longitud del filtro

xd=[zeros(1,Q) x];
zd=[zeros(1,Q) z];

lonx= length(xd); yd = zeros(1,lonx); h = zeros(1,Q);

for n =Q:lonx
    xi= xd(n:-1:n-Q+1);
    yd(n) = h * xi';
    e = zd(n) - yd(n);
    h = h + mu*e*xi;
end
y=yd(Q:lonx-1);

% Fin de la función
```

Una adaptación del algoritmo LMS en donde se independiza de la elección de un determinado valor del paso de adaptación μ , es el algoritmo NLMS (por sus siglas en inglés de Normalize Least Mean Square). Esta independización resulta de la normalización del parámetro μ en función de la potencia de la señal $x[n]$, $P_x = R_x(0) = E\{x^2[n]\}$, obteniendo la siguiente expresión (Manolakis et al., 2005):

$$\mu = \frac{\tilde{\mu}}{P_x + 10^{-3}} ; \text{ con } 0 < \tilde{\mu} < 1 \quad (\text{B.86})$$

B.5.3. El Algoritmo RLS

Una posibilidad que se aparta de los métodos de gradiente es recurrir a la estimación, muestra a muestra, de las componentes de la respuesta al impulso óptima de la solución de Wiener a partir de una solución recursiva. Este es el objeto del algoritmo de mínimos cuadrados recursivo o RLS (por sus siglas en inglés de Recursive Least Squares). Dichas estimaciones se realizan a través del promedio de un número M de muestras más recientes del vector de datos \underline{X}_n (run-time vector) y de la señal referencia $d[n]$.

Planteando la minimización del error $\varepsilon[n] = d[n] - \hat{y}[n]$ desde un punto de vista determinístico y no estocástico como el planteado en la expresión (B.44), se tiene el error cuadrático o función de costo a minimizar:

$$\begin{aligned} \xi(n) &= \sum_{m=0}^n \alpha^{n-m} |\varepsilon[m]|^2 = \sum_{m=0}^n \alpha^{n-m} |d[m] - \underline{h}_n^H \cdot \underline{X}_m|^2 \\ &= \sum_{m=0}^{n-1} \alpha^{n-m} |d[m] - \underline{h}_n^H \cdot \underline{X}_m|^2 + \alpha |d[n] - \underline{h}_n^H \cdot \underline{X}_n|^2 \\ &= \alpha \xi(n-1) + |d[n] - \underline{h}_n^H \cdot \underline{X}_n|^2 \end{aligned} \quad (\text{B.87})$$

en donde $\varepsilon[m]$ es el error instantáneo y la constante α , $0 < \alpha \leq 1$, es el factor de olvido exponencial. De esta manera, los coeficientes del filtro que reducen el error cuadrático se especifican a través de las actualizaciones de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \underline{\hat{R}}_n &= \lim_{n \rightarrow \infty} \left\{ \alpha \underline{\hat{R}}_{n-1} + \underline{X}_n \underline{X}_n^H \right\} = \underline{R} \\ \lim_{n \rightarrow \infty} \underline{\hat{P}}_n &= \lim_{n \rightarrow \infty} \left\{ \alpha \underline{\hat{P}}_{n-1} + \underline{X}_n d^*[n] \right\} = \underline{P} \end{aligned} \quad (\text{B.88})$$

Una vez realizada la actualización partir de la expresión (B.88), se obtiene el vector de coeficientes de la siguiente manera:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{\hat{R}}_{n+1}^{-1} \underline{\hat{P}}_{n+1} \quad (\text{B.89})$$

El procedimiento expuesto para actualizar los pesos del filtro adolece de dos problemas. El primero es que no se dispone, por el momento de una dependencia explícita entre los coeficientes en el instante n y el instante $n-1$. El segundo problema, es que el

procedimiento, requiere de la inversión de la matriz de autocorrelación. La solución a ambos problemas radica en la solución del segundo de problema, a través de la utilización del denominado lema de la inversa (Manolakis et al., 2005). Este mecanismo, permite escribir la ecuación de recursión para la matriz de autocorrelación de la expresión (B.88) en términos de la matriz inversa, de la siguiente manera:

$$\underline{\hat{R}}_{n+1}^{-1} = \alpha^{-1} \underline{\hat{R}}_n^{-1} - \left(\alpha^{-1} \underline{\hat{R}}_n^{-1} \underline{X}_{n+1} \right) \left(\underline{I} + \alpha^{-1} \underline{X}_{n+1}^H \underline{\hat{R}}_n^{-1} \underline{X}_{n+1} \right)^{-1} \left(\alpha^{-1} \underline{X}_{n+1}^H \underline{\hat{R}}_n^{-1} \right) \quad (\text{B.90})$$

Rescribiendo la ecuación (B.89) a partir de la ecuación (B.88), se tiene:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{\hat{R}}_{n+1}^{-1} \left(\alpha \underline{\hat{P}}_n + \underline{X}_{n+1} d^*[n+1] \right) \quad (\text{B.91})$$

expresión que da lugar, en conjunto con la ecuación (B.90), a la actualización de los coeficientes del filtro en forma recursiva. Reagrupando los términos, se obtiene la siguiente expresión general de actualización de los coeficientes del filtro:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{h}_n + \underline{k}_{n+1} \varepsilon^*[n+1] \quad (\text{B.92})$$

en donde \underline{k}_{n+1} es el vector de ganancias y cuya expresión es:

$$\underline{k}_{n+1} = \left(\alpha^{-1} \underline{\hat{R}}_n^{-1} \underline{X}_{n+1} \right) \left(\underline{I} + \alpha^{-1} \underline{X}_{n+1}^H \underline{\hat{R}}_n^{-1} \underline{X}_{n+1} \right)^{-1} \quad (\text{B.93})$$

Simplificando la ecuación (B.90) a través de utilizar la igualdad de la ecuación (B.93), se tiene:

$$\underline{\hat{R}}_{n+1}^{-1} = \alpha^{-1} \left(\underline{\hat{R}}_n^{-1} - \underline{k}_{n+1} \underline{X}_{n+1}^H \underline{\hat{R}}_n^{-1} \right) \quad (\text{B.94})$$

El algoritmo RLS es sin duda el mejor algoritmo adaptativo para la minimización del error, ya que sus prestaciones no dependen de la dispersión de autovalores como en el caso de los métodos de gradiente. La convergencia es del orden de la longitud del filtro, es decir, para un filtro de Q coeficientes el algoritmo demanda Q iteraciones o vectores de datos para llegar a la convergencia. Por otro lado, el grado de desajuste que se obtiene se minimiza con valores del factor de olvido α cercanos a la unidad. A

continuación se muestra el código de programa en MATLAB de la implementación del algoritmo RLS cuya estructura es la de un filtro FIR de Q coeficientes:

```
%*****
% Algoritmo de filtro adaptivo FIR RLS - Funcion rls.m
%*****

function [h,y] = rls(x,z,Q,lamda)

% [h,y] = h(x,z,Q)
% h = coeficientes estimados del filtro
% y = salida del filtro
% x = entrada del filtro
% z = señal de comparación o de referencia del filtro
% Q = longitud del filtro
% lamda= factor de olvido entre 0 y 1 (Buscamos un valor próximo a uno)

xd=[zeros(1,Q) x]; zd=[zeros(1,Q) z];
lonx= length(xd); yd = zeros(1,lonx); h = zeros(1,Q);

%Valor inicial matriz inversa R
delta = 0.01*std(x)^2;
R_inv= eye (Q)/delta;

for n =Q:lonx

    xi= xd(n:-1:n-Q+1);
    kn=(R_inv*xi')/(lamda+xi*R_inv*xi');
    yd(n) = h * xi';
    e = zd(n) - yd(n);
    h=h+e*kn';
    R_inv = (R_inv - kn *xi*R_inv) / lamda ;

end
y=yd(Q:lonx-1);

% Fin de la función
```

B.5.4. Filtro de Kalman

El objetivo de esta sección es introducir a las nociones básicas relacionadas con el filtrado de Kalman como uno de los algoritmos de filtros adaptativos. El filtro tiene su origen en el documento de Kalman (1960) donde describe una solución recursiva para el problema del filtrado lineal de datos discretos. La solución es óptima por cuanto el filtro combina toda la información observada y el conocimiento previo acerca del comportamiento del sistema, para producir una estimación del estado de tal manera que

el error es minimizado estadísticamente. El término recursivo significa que el filtro recalcula la solución cada vez que una nueva observación o medida ruidosa es incorporada en el sistema. El filtro de Kalman es el principal algoritmo para estimar sistemas dinámicos representados en la forma de espacio-estado. En esta representación, el sistema es descrito por un conjunto de variables denominadas de estado. El estado contiene toda la información relativa al sistema a un cierto punto en el tiempo. Esta información debe permitir la inferencia del comportamiento pasado del sistema, presente o futuro, dependiendo si la problemática a encarar por parte del filtro de Kalman es el alisado, el filtrado o la predicción respectivamente. Otras introducciones al filtro de Kalman pueden ser halladas en Prasad y Mahalanabis (1980), Balakrishnan (1984), Schutz (1994), Papoulis y Pillai (2002), Manolakis et al. (2005).

Planteando el concepto del filtro de Kalman a partir de la estimación de la respuesta al impulso de un sistema \underline{h}_n , el cual se representa a través de la siguiente ecuación lineal de estado:

$$\underline{h}_{n+1} = \underline{F}_n \underline{h}_n + \underline{v}_n \quad (\text{B.95})$$

con una ecuación de medida u observación igual a:

$$d^*[n] = \underline{H}_n^H \underline{h}_n + \underline{w}_n = \underline{X}_n^H \underline{h}_n + \underline{w}_n \quad (\text{B.96})$$

La matriz cuadrada \underline{F}_n , relaciona a los estados en los periodos de tiempo discreto n y $n+1$, y que en este caso de estimación corresponde a la matriz identidad (Prasad y Mahalanabis, 1980). La matriz rectangular \underline{H}_n^H , relaciona el vector de estado \underline{h}_n con el vector de medida u observaciones \underline{d}_n^* . Si se cuenta con los datos de entrada $x[n]$ del sistema a estimar, la matriz $\underline{H}_n^H = \underline{X}_n^H$ (run-time vector). Por otro lado, si solo se cuenta con la señal de referencia o medida $d[n]$, la matriz \underline{H}_n^H es igual a:

$$\underline{H}_n^H = \underline{D}_{n-1}^H = [d^H[n-1] \quad d^H[n-2] \quad \cdots \quad d^H[n-Q]] \quad (\text{B.97})$$

siendo en ese caso un problema de predicción lineal. Los procesos aleatorios correspondientes a los vectores \underline{v}_n y \underline{w}_n representan el ruido del estado y de la medida respectivamente. Estos ruidos son del tipo ruido gaussiano cumpliéndose lo siguiente:

$$\begin{aligned} E\{\underline{h}_n \underline{v}_n^H\} &= \underline{\underline{0}} ; E\{\underline{v}_n\} = \underline{\underline{0}} ; E\{\underline{v}_n \underline{v}_n^H\} = \underline{\underline{V}} \\ E\{\underline{w}_n \underline{d}_n^H\} &= \underline{\underline{0}} ; E\{\underline{w}_n \underline{h}_n^H\} = \underline{\underline{0}} ; E\{\underline{w}_n\} = \underline{\underline{0}} ; E\{\underline{w}_n \underline{w}_n^H\} = \underline{\underline{W}} \end{aligned} \quad (\text{B.98})$$

En definitiva, el modelo de filtro establece el vector $d^*[n]$ como señal disponible y a utilizar para conseguir la estimación más precisa posible del vector de estado.

Partiendo de la base de que se dispone de una estimación del vector de medida, ya que solo se conoce la matriz $\underline{\underline{H}}^H$, se tiene:

$$\hat{d}^*[n] = \underline{\underline{H}}^H \hat{h}_n \quad (\text{B.99})$$

Por lo que existirá un error, el cual servirá para mejorar la estimación del vector de estado y que se define de la siguiente manera:

$$\varepsilon[n] = d^*[n] - \hat{d}^*[n] = \underline{\underline{H}}^H (\underline{h}_n - \hat{h}_n) + \underline{w}_n = \underline{\underline{H}}^H \tilde{h}_n + \underline{w}_n \quad (\text{B.100})$$

siendo \tilde{h}_n el error de estado. Teniendo en cuenta que el ruido de medida está incorrelado con el vector de estado, se puede calcular la matriz de covarianza del vector de error de medida en función de la matriz de covarianza del vector de error de estado de la siguiente manera:

$$\underline{\underline{\xi}} = E\{\varepsilon[n] \varepsilon^H[n]\} = \underline{\underline{H}}^H E\{\tilde{h}_n \tilde{h}_n^H\} \underline{\underline{H}} + \underline{\underline{W}} = \underline{\underline{H}}^H \underline{\underline{K}} \underline{\underline{H}} + \underline{\underline{W}} \quad (\text{B.101})$$

donde $\underline{\underline{K}}$ es la matriz de covarianza del vector de estado. Esta ecuación revela, que el error de medida viene dado por dos términos: la potencia del ruido de medida y el error de estado a través de su matriz de covarianza.

Conocido el error de medida, se pretende encontrar la manera de utilizar este error para mejorar la estimación del estado. Lo inmediato sugiere que la nueva estimación del vector de estado se modifique de acuerdo al error de medida. Por lo que se establecen las siguientes ecuaciones de adaptación en términos del estado estimado y del error de estado respectivamente:

$$\begin{aligned}\hat{\underline{h}}_{n+1} &= \underline{F}_{\underline{n}} \hat{\underline{h}}_n + \underline{k}_{\underline{n}} \varepsilon[n] \\ \tilde{\underline{h}}_{n+1} &= \underline{F}_{\underline{n}} \tilde{\underline{h}}_n + \underline{v}_n - \underline{k}_{\underline{n}} \varepsilon[n]\end{aligned}\tag{B.102}$$

donde $\underline{k}_{\underline{n}}$ es la matriz de ganancia, la cual se determina a partir de considerar la ortogonalidad entre el error de estado a estimar y el error de medida, esto es:

$$E\{\tilde{\underline{h}}_{n+1} \varepsilon^H[n]\} = \underline{0}\tag{B.103}$$

resolviendo este principio en la ecuación (B.102), se obtiene:

$$\underline{0} = \underline{F}_{\underline{n}} E\{\tilde{\underline{h}}_n \varepsilon^H[n]\} - \underline{k}_{\underline{n}} \underline{\xi}_{\underline{n}} = \underline{F}_{\underline{n}} \underline{K}_{\underline{n}} \underline{H}_{\underline{n}} - \underline{k}_{\underline{n}} \underline{\xi}_{\underline{n}}\tag{B.104}$$

teniendo en cuenta, las características de independencia del ruido de medida y despejando la matriz de ganancia de la expresión (B.104), se obtiene:

$$\underline{k}_{\underline{n}} = \underline{\xi}_{\underline{n}}^{-1} \underline{F}_{\underline{n}} \underline{K}_{\underline{n}} \underline{H}_{\underline{n}}\tag{B.105}$$

En este momento, disponiendo de una estimación del vector de estado y de su matriz de covarianza, al disponer del error de medida, se calcula la matriz de ganancia y se actualiza la estimación del vector de estado. Para completar la iteración es necesario dejar disponible la estimación de la matriz de covarianza del nuevo estado. Esta ecuación, que permite actualizar también la matriz de covarianza del error de estado, se obtiene de la ecuación (B.102), teniendo presente la expresión ya obtenida para la matriz de ganancia:

$$\underline{K}_{\underline{n+1}} = \underline{F}_{\underline{n}} \underline{K}_{\underline{n}} \underline{F}_{\underline{n}}^H - \underline{k}_{\underline{n}} \underline{\xi}_{\underline{n}} \underline{k}_{\underline{n}}^H + \underline{V}_{\underline{n}}\tag{B.106}$$

En resumen, las ecuaciones que se utilizan para derivar el filtro de Kalman se pueden dividir en dos grupos: las que actualizan el tiempo o ecuaciones de predicción y las que actualizan los datos observados o ecuaciones de actualización. Las del primer grupo son responsables de la proyección del estado al momento $n + 1$ tomando como referencia el estado en el momento n y de la actualización intermedia de la matriz de covarianza del estado. El segundo grupo de ecuaciones son responsables de la retroalimentación, es decir, incorporan nueva información dentro de la estimación anterior con lo cual se llega a una estimación mejorada del estado.

Las ecuaciones que actualizan el tiempo pueden también ser pensadas como ecuaciones de pronóstico, mientras que las ecuaciones que incorporan nueva información pueden considerarse como ecuaciones de corrección. Efectivamente, el algoritmo de estimación final puede definirse como un algoritmo de pronóstico-corrección para resolver numerosos problemas. Así el filtro de Kalman funciona por medio de un mecanismo de proyección y corrección al pronosticar el nuevo estado y su incertidumbre y corregir la proyección con la nueva medida. Este ciclo se muestra en la Figura B.10. Al igual que en el caso del algoritmo RLS, al momento de dar inicio al proceso de adaptación del algoritmo de Kalman es necesario adoptar el valor inicial para la matriz \underline{K}_n y de la matriz \underline{V}_n . A continuación se muestra el código de programa en MATLAB de la implementación del algoritmo del filtro de Kalman cuya estructura es la de un filtro FIR de Q coeficientes:

```
%*****
% Algoritmo del filtro adaptivo FIR de KALMAN - Funcion kalman.m
%*****

function [h,y] = kalman(x,z,Q,wn)

% [h,y] = h(x,z,Q)
% h = coeficientes estimados del filtro (Vector de Estado)
% y = salida del filtro
% x = entrada del filtro
% z = vector de medida del filtro
% Q = longitud del filtro
% wn= energia del ruido de medida

xd=[zeros(1,Q) x]; zd=[zeros(1,Q) z];
lonx= length(xd); yd = zeros(1,lonx); h = zeros(1,Q);
```

```

Kn=1e10*eye(Q);           %Matriz de Covarianza del vector de estado
Vn=1e10*eye(Q);

for n =Q:lonx

    xi= xd(n:-1:n-Q+1);    % Run time vector
    yd(n) = h * xi';        % Filtro el vector de estado
    e = zd(n) - yd(n);      % Se evalúa el error de medida
    Xi= xi*Kn*xi'+ wn;     % Pronostico la varianza de medida
    kn=Kn*xi'/Xi;         % Vector de Ganancia
    h=h+e*kn';            % Actualización de la var. de estado con las med.
    Kn=Kn-kn*Xi*kn'+Vn;   % Actualización matriz de covarinza.

end
y=yd(Q:lonx-1);

% Fin de la función

```

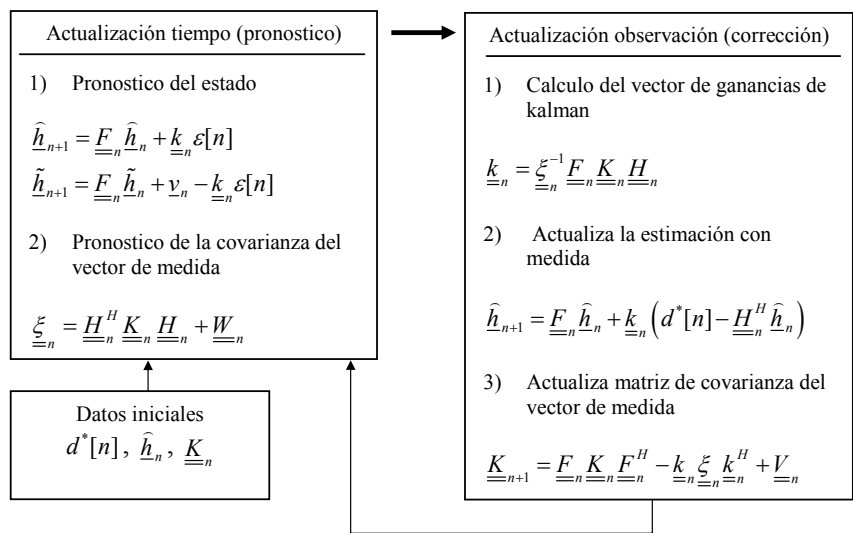


Figura B.10: Esquema completo del concepto general del filtro de Kalman

B.6. DECONVOLUCIÓN HOMOMORFICA: CEPSTRUM

El cepstro complejo es una herramienta útil para realizar deconvolución (Childers et al., 1977). El cepstro complejo de la secuencia $x[n]$, se define como la secuencia $c_x[n]$ cuya transformada Z es igual a:

$$C_x(z) = \log X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_x[n] z^{-n} \tag{B.107}$$

donde

$$c_x[n] = \frac{1}{2\pi j} \oint_C \log X(z) z^{n-1} dz \quad (\text{B.108})$$

El cepstro complejo existe si $C_x(z)$ converge en la región anular $r_1 < |z| < r_2$, con $0 < r_1 < 1$ y $r_2 > 1$. C el contorno cerrado que incluye el origen y que pertenece a la región de convergencia. Además de ello, si el cepstro complejo existe, $C_x(z)$ converge sobre la circunferencia unidad, obteniendo la transformada de Fourier de la secuencia $c_x[n]$:

$$C_x(\omega) = \log X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_x[n] e^{-j\Omega n} \quad (\text{B.109})$$

mientras que la transformada inversa de Fourier $\log X(\Omega)$ es igual a:

$$c_x[n] = \int_{-\pi}^{\pi} \log X(\Omega) e^{j\Omega n} d\Omega \quad (\text{B.110})$$

Si expresamos $X(\Omega)$ en forma polar, tenemos a la vista la magnitud y la fase a la vista, esto es:

$$X(\Omega) = |X(\Omega)| e^{j\angle X(\Omega)} \quad (\text{B.111})$$

se demuestra a través de la propiedades de logaritmos, la siguiente expresión del cepstro complejo:

$$c_x[n] = \int_{-\pi}^{\pi} [\log |X(\Omega)| + j\angle X(\Omega)] e^{j\Omega n} d\Omega \quad (\text{B.112})$$

Para describir el método de deconvolución, se asume $y[n]$ como la señal discreta de salida de un sistema lineal e invariante en el tiempo, a través de la excitación generada por la señal de entrada $x[n]$. En ese caso se tiene:

$$Y(\Omega) = X(\Omega)H(\Omega) \quad (\text{B.113})$$

donde $H(\Omega)$ es la respuesta en frecuencia del sistema. El logaritmo de $Y(\Omega)$ es igual a:

$$\begin{aligned} C_y(\Omega) &= \log Y(\Omega) \\ &= \log X(\Omega) + \log H(\Omega) \\ &= C_x(\Omega) + C_h(\Omega) \end{aligned} \quad (\text{B.114})$$

Por lo que el cepstro complejo de la secuencia de salida del sistema $y[n]$ se expresa como la suma de los cepstro complejos de $x[n]$ y $h[n]$:

$$c_y[n] = c_x[n] + c_h[n] \quad (\text{B.115})$$

Como puede observarse la convolución de dos señales en el dominio temporal discreto se corresponde con la suma de las señales en el dominio cepstral. El sistema que realiza estas transformaciones se denomina sistema homomórfico. De esta manera, si las secuencias cepstrales $c_x[n]$ y $c_h[n]$ son lo suficientemente diferentes como para poder ser separadas en el dominio cepstral es posible aplicar técnicas de "análisis cepstral" de manera de quitar las componentes no deseadas respecto de cada secuencia. Finalmente aplicando el sistema homomórfico inverso se obtienen las señales o secuencias en el dominio temporal discreto.

El análisis cepstral a través del concepto del cepstro, esta vinculado al análisis de señales (Childers et al., 1977). Los siguientes términos del análisis de señal tienen su analogía en el análisis cepstral:

- Frecuencia (Frequency) → Cufrecencia (Quefrequency)
- Espectro (Spectrum) → Cepstro (Cepstrum)
- Fase (Phase) → Safe (Saphe)
- Amplitud (Amplitude) → Gamnitud (Gamnitude)
- Filtrado (Filtering) → Liftrado(Liftering)
- Harmónico (Harmonic) → Ramnic(Rahmonic)
- Periodo (Period) → Reperiodo(Repiod)

APÉNDICE C

CÓDIGOS DE PROGRAMA DEL SISTEMA PROTOTIPO DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

C.1. INTRODUCCIÓN

En este Apéndice se muestran los códigos de programa del sistema prototipo de ecografías acústicas. En primer lugar se muestra el código de programa utilizado en el programa computacional desarrollado en lenguaje VISUAL BASIC, del sistema prototipo de ecografías acústicas. A través de este programa o aplicación se realiza el control y captación del flujo de datos digitales desde el sistema de adquisición de datos, la integración y comunicación con el entorno MATLAB y la construcción de las imágenes de ecografías acústicas en modo B de representación. En segundo lugar se muestra el código de programa implementado en el entorno de MATLAB, de los algoritmos de procesamiento digital de señal utilizados por la aplicación desarrollada, para la representación de los datos. Finalmente se muestra el código de programa implementado en el entorno de MATLAB, a través del cual se realiza post procesamiento de las imágenes de ecografía acústica, para mejorar la apariencia de las mismas.

C.2. EL PROGRAMA COMPUTACIONAL DESARROLLADO

En esta sección se muestra el código de programa desarrollado en lenguaje visual, (Microsoft VISUAL BASIC 6.0.), de la aplicación para el sistema prototipo de ecografías sísmicas, Ecosis ver. 1.1. Dicha aplicación forma parte de la estructura computacional del sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas, tal como se ilustra en el diagrama en bloques de la Figura C.1. En dicha figura se puede apreciar cada uno de los bloques o procedimientos utilizados en la aplicación Ecosis ver. 1.1, los procedimientos utilizados a través del entorno de MATLAB y los puntos de comunicación a través de las bibliotecas de enlace dinámico o DLL (por sus siglas en inglés de Dinamic Link Library). La DLL DSOLink.dll permite adquirir los datos digitales a través de la aplicación Ecosis ver. 1.1, utilizando la comunicación paralela entre la computadora personal y la etapa de adquisición de datos

del sistema. Esta DLL es provista por el fabricante del dispositivo PC SCOPE - PCS500. La DLL processlib.dll, permite utilizar las secuencias de procesamiento digital de señal realizadas en MATLAB con la aplicación Ecosis ver. 1.1.

Los códigos de las aplicaciones desarrolladas en el lenguaje de Visual Basic se almacenan en módulos, los cuales pueden ser del tipo: formulario, estándar y de clase (Microsoft Developer Network, 2000). La aplicación Ecosis ver 1.1 consiste en un formulario principal, en donde todo el código funcional de la aplicación reside en dicho formulario. Existe además un formulario secundario con el cual se ejecuta una ventana de inicio de la aplicación. Estos formularios están vinculados a un módulo del tipo estándar, el cual se encarga de hacer la referencia correspondiente a los formularios que conforman la aplicación. El módulo estándar se desenvuelve como un contenedor de los procedimientos y declaraciones a los que tienen acceso los otros módulos de la aplicación (los formularios). Contiene declaraciones globales (disponibles para toda la aplicación) o a nivel de módulo de variables, constantes, tipos, procedimientos externos y procedimientos globales. De la misma manera, los formularios utilizados son una clase contenedora, ya que contienen una colección de una o más páginas que se comportan como una ventana o un cuadro de diálogo estándar. El formulario principal de la aplicación contiene controles para mostrar y modificar datos. Los controles son objetos gráficos, como un cuadro de texto, un rectángulo o un botón de comando, que se coloca en el formulario para mostrar datos, realizar una acción (procedimiento) o facilitar la lectura del formulario. En la Figura C.2 se muestra una imagen de la ventana de inicio de la aplicación Ecosis ver 1.1. Posteriormente, en la Figura C.3 se muestra una imagen de la ventana principal de la aplicación, en la cual se observa la pagina correspondiente al objeto PictureBox, la pagina correspondiente al objeto NTGraph, tres elementos de escala correspondientes con los controles CWSlide, un botón de encendido correspondiente al control CWButton, los cuadros de lista “Paleta” y “Señal” correspondientes al control ListBox, los botones de elección del “Modo de Imagen” correspondientes al control OptionButton, los cinco cuadros de configuración de parámetros (“Ganancia”, “Promedio”, “Vp”, “Escala”) correspondientes al control CWNumEdit, El botón para “Guardar Imagen” y para salir de la aplicación correspondientes al control CommandButton. Por ultimo, se presenta el código de programa utilizado en la programación de la aplicación Ecosis ver. 1.1.

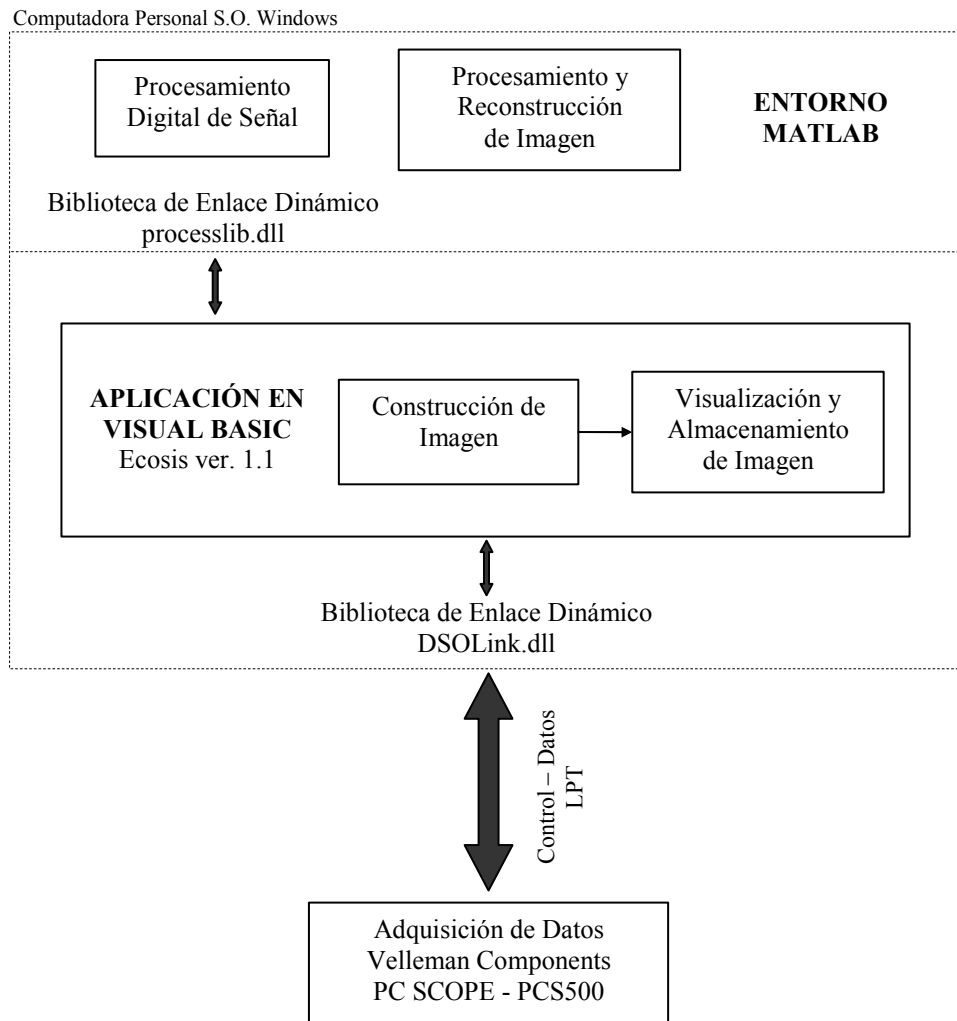


Figura C.1: Diagrama en bloques de la estructura computacional utilizada en el sistema prototipo para la generación y obtención de ecografías acústicas.

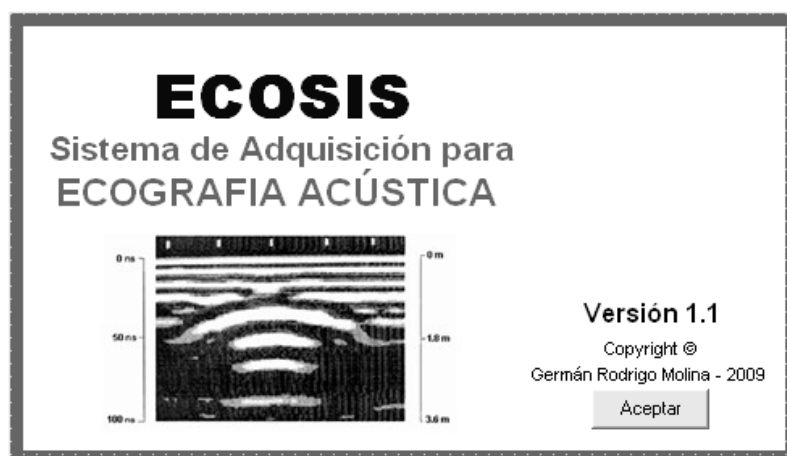


Figura C.2: Imagen de la ventana de inicio de la aplicación Ecosis ver. 1.1.

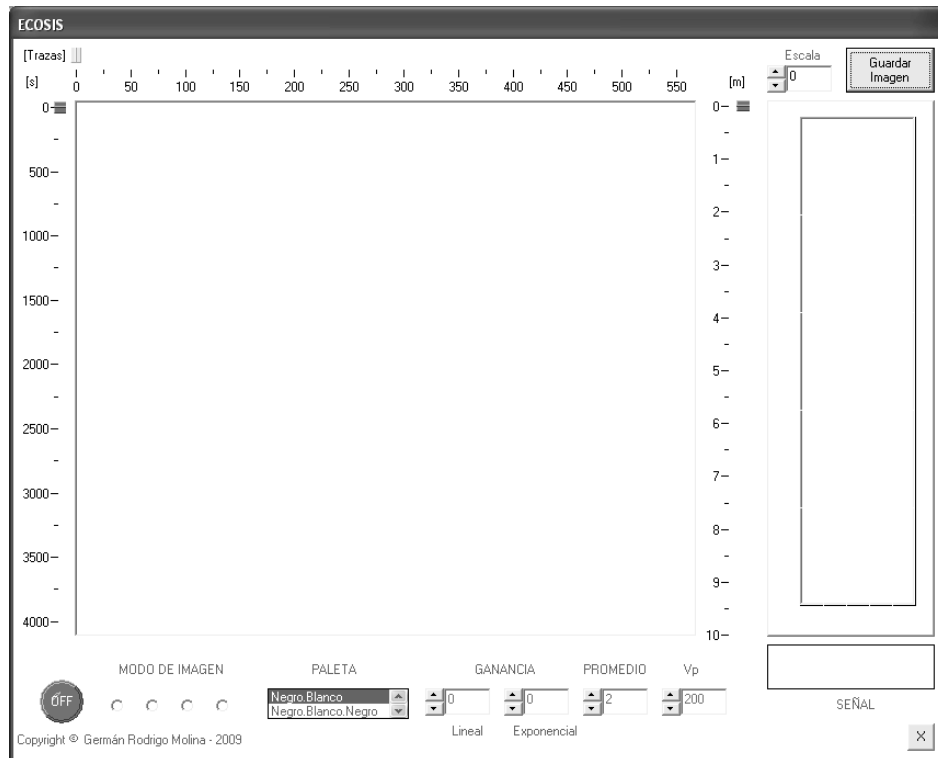


Figura C.3: Imagen de la ventana principal de la aplicación Ecosis ver. 1.1, relacionada al formulario principal del código de programa

```

*****
'
                Código del modulo estándar de la aplicación
*****

```

```

Public fMainForm As Form1
Public X As frmSplash

```

```

Option Explicit

```

```

Dim DataBuffer(0 To 5000) As Long
Private Declare Sub ReadCh1 Lib "DSOLink.dll " (Buffer As Long)
Private Declare Sub ReadCh2 Lib "DSOLink.dll " (Buffer As Long)

```

```

Sub Main()
    Dim intervalo, Tiempo
    inicio
    intervalo = 2
    Tiempo = Timer
    Do
        DoEvents
        If ((Timer - Tiempo) > intervalo) Then
            Unload X
            Set fMainForm = New Form1
            Load fMainForm
        End If
    Loop

```

```

        fMainForm.Show
        Exit Do
    End If
Loop

ReadCh1 DataBuffer(0)

'ventana temporal = muestras/frecuencia de Muestreo

fMainForm.CWSlide1.Axis.Maximum = 4096 / DataBuffer(0)

fMainForm.List2.AddItem "Negro.Blanco"
fMainForm.List2.AddItem "Negro.Blanco.Negro"
fMainForm.List2.AddItem "Azul.Rojo.Blanco"
fMainForm.List2.AddItem "HSV"
fMainForm.List2.AddItem "Azul.Amarillo"
fMainForm.List2.AddItem "Rojo.Blanco.Azul"
fMainForm.List2.Text = "Negro.Blanco"
fMainForm.CWNumEdit4.Value = 200

End Sub

Private Sub inicio()
    Set X = New frmSplash
    X.Command1.Enabled = False
    X.Command1.Visible = False
    X.Show
End Sub

'*****
'                               Código del formulario para la ventana de inicio - frmSplash
'*****

Option Explicit

Private Sub Command1_Click ()
    Unload Me
End Sub

Private Sub Form_KeyPress(KeyAscii As Integer)
    Unload Me
End Sub

Private Sub Form_Load()
    lblVersion.Caption = "Versión" & App.Major & "." & App.Minor & "." &
App.Revision
    lblProductName.Caption = App.Title
End Sub

Private Sub Frame1_Click()

```


Unload Me
End Sub

```

'*****
'                               Código del formulario principal de la aplicación- fMainForm
'*****

```

'--- Definición de Variables Publicas ---

```

Public fin As Boolean
Public tiempo As Variant
Public opcion As Variant
Public Ag As Variant
Public Bg As Variant
Public lpromedio As Variant
Public velocidad As Variant
Dim paleta
'---
Option Explicit

```

'--- Llamado de la librería DSOLink.dll, para la comunicación con la etapa de de
'adquisición de datos del sistema.

```

Dim DataBuffer1(0 To 5000) As Long
Dim DataBuffer2(0 To 5000) As Long
Private Declare Sub ReadCh1 Lib "DSOLink.dll" (Buffer As Long)
Private Declare Sub ReadCh2 Lib "DSOLink.dll" (Buffer As Long)

```

'--- Llamado de la librería processlib.dll, para la vinculación de las funciones de
procesamiento digital de señal programadas en el entorno de MATLAB.

```

Private Declare Function processlibInitialize Lib "processlib.dll" () As Boolean
Private Declare Sub proce2 Lib "processlib.dll" ()
Private Declare Sub proce3 Lib "processlib.dll" ()
Private Declare Sub proce4 Lib "processlib.dll" ()
Private Declare Sub processlibTerminate Lib "processlib.dll" ()

```

'--- Evento de retardo de tiempo

```

Private Sub delay()
    Dim Tiempo, intervalo
    intervalo = 0.01
    Tiempo = Timer

    Do
        DoEvents
        If ((Timer - Tiempo) > intervalo) Then
            Exit Do
        End If
    Loop

```

End Sub

'--- Evento que inicializa la comunicación con las funciones de la librería processlib.dll

```
Private Sub Init_dll_process_matlab()
```

```
    Dim estado As Boolean
```

```
    estado = processlibInitialize()
```

```
    'delay
```

```
    'delay
```

```
End Sub
```

'--- Evento que finaliza la comunicación con las funciones de la librería processlib.dll

```
Private Sub Term_dll_process_matlab()
```

```
    processlibTerminate
```

```
End Sub
```

'--- Evento que llama a la función proce2 de la librería processlib.dll

```
Private Sub Process2()
```

```
    Init_dll_process_matlab
```

```
    delay
```

```
    delay
```

```
    proce2
```

```
End Sub
```

'--- Evento que llama a la función proce3 de la librería processlib.dll

```
Private Sub Process3()
```

```
    Init_dll_process_matlab
```

```
    delay
```

```
    delay
```

```
    delay
```

```
    proce3
```

```
End Sub
```

'--- Evento que llama a la función proce4 de la librería processlib.dll

```
Private Sub Process4()
```

```
    Init_dll_process_matlab
```

```
    delay
```

```
    delay
```

```
    delay
```

```
    proce4
```

```
End Sub
```

'--- Evento que finaliza la comunicación con la librería processlib.dll y sale de la 'aplicación Ecosis

```
Private Sub Command1_Click()
```

```
    Term_dll_process_matlab
```

```
    delay
```

```
    delay
```

```
    Unload Me
```

End Sub

'--- Evento que la imagen de ecografía mostrada en pantalla, en un archivo bmp

Private Sub Command2_Click()

Dim save_bmp

save_bmp = InputBox("Quiere Guardar el Grafico?", "Dirección:")

If (Not (save_bmp = "")) Then

'guardo la imagen en un archivo grafico

SavePicture Picture1.Image, save_bmp

End If

End Sub

'--- Evento que se comunica con la librería DSOLink.dll, para obtener los parámetros de
'señal digital adquiridos en la etapa de adquisición de datos del sistema. Estos datos se
'guardan en el un archivo data_signal.dat.

Private Sub data_signal()

Dim Obj, file, temp As Variant 'Variables para archivo de datos

ReadCh1 DataBuffer1(0)

List1.AddItem "Fm [Hz]" & " " & Str(DataBuffer1(0))

List1.AddItem "Máx. Esc. [mV]" & " " & Str(DataBuffer1(1))

List1.AddItem "GND [counts]" & " " & Str(DataBuffer1(2))

List1.AddItem ""

Set Obj = CreateObject("Scripting.FileSystemObject")

Set file = Obj.OpenTextFile("data_signal.dat", 2, True, 0)

temp = Str(DataBuffer1(0))

file.Write (temp)

file.WriteBlankLines (1) 'Nueva linea de datos

temp = Str(DataBuffer1(1))

file.Write (temp)

file.WriteBlankLines (1) 'Nueva linea de datos

temp = Str(DataBuffer1(2))

file.Write (temp)

file.WriteBlankLines (1) 'Nueva linea de datos

file.Close

End Sub

'--- Evento de inicio y finalización del proceso de generación y obtención de la imagen
'de ecografía acústica, a través del botón circular de control CWButton1. La imagen
'resultante se guarda en el archivo eco.dat

```
Private Sub CWButton1_ValueChanged(ByVal Value As Boolean)
```

```
'Variables varias
```

```
Dim XPos, YPos, Ym, Xm, i, j, l, valm(0 To 500), max_signal, sub_m, go_m
```

```
Dim temp As Variant
```

```
Dim val As Variant
```

```
'Variables para archivo de datos
```

```
Dim Obj, fcol, file, tem_file1, tem_file2, f_file, lectura
```

```
'Verifico si el boton esta prendido o apragado
```

```
If (Value = True) Then
```

```
    'Realizo una lectura de la escala temporal
```

```
    ReadCh1 DataBuffer1(0)
```

```
    max_signal = 500
```

```
    sub_m = 6
```

```
    go_m = 800
```

```
    velocidad = CWNumEdit4.Value 'Valor de velocidad de propagación promedio
```

```
    lpromedio = 2 'Valor de promedio de muestras
```

```
    CWSlide1.Axis.Maximum = (4095 - go_m + 1) / DataBuffer1(0)
```

```
    CWSlide1.Axis.Minimum = 0
```

```
    CWSlide3.Axis.Maximum = CWSlide1.Axis.Maximum * (velocidad / 2)
```

```
    CWSlide3.Axis.Minimum = 0
```

```
    Picture1.Cls
```

```
    tiempox = 0
```

```
    fin = False
```

```
    Picture1.ScaleMode = 3 ' Establece ScaleMode a píxeles.
```

```
    Picture1.DrawWidth = 1 ' Establece DrawWidth.
```

```
    XPos = 0 ' posición horizontal.
```

```
    YPos = 0 ' posición vertical.
```

```
    data_signal ' Llama al evento para presentar los parámetros de la señal
```

```
    Set Obj = CreateObject("Scripting.FileSystemObject")
```

```
    'Preparo archivo de ecografia
```

```
    Set file = Obj.OpenTextFile("eco.dat", 2, True, 0)
```

‘Sector del código encargado de dibujar una imagen en pantalla grande y una señal en la pantalla pequeña.

```
    j = 0
```

```
Do
```

```
    DoEvents
```

```

YPos = 0
'ReadCh1 DataBuffer1(0)
'ReadCh2 DataBuffer2(0)

'Dibujo en pantalla chica y en pantalla grande con diferentes modos

'--- Opcion1 ---
If (opcion = 1) Then

  For i = 0 To max_signal
    Gan = ((Ag * i) + Exp(Bg * i))      'Ganancia
    val = 0
    For l = 1 To lpromedio
      ReadCh1 DataBuffer1(0)
      ReadCh2 DataBuffer2(0)
      val = Int(DataBuffer1(i * sub_m + go_m) * Gan) + val
    Next
    val = val / l                      ' Realizo el promedio de las muestras
    If (val > 256) Then
      val = 255                        'Trunco la ganancia
    End If

    Picture1.PSet (XPos, YPos), color(val)  'Dibujo un píxel de la imagen
    'Señal en pantalla pequeña
    NTGraph1.PlotXY DataBuffer1(i * sub_m + go_m) * 0.004, 1 - i * 0.002, 0
    YPos = YPos + 1

    temp = DataBuffer1(i * sub_m + go_m) & " " 'Guardo datos en un archivo.dat
    file.Write (temp)
  Next

  file.WriteBlankLines (1)      'Nueva linea de datos

  j = j + 1
  XPos = XPos + 1
  delay
  delay
  delay
  delay

  NTGraph1.ClearGraph          'Borramos la pantalla chica de la señal
  CWSlide2.Value = XPos        'Cantidad de Trazas en x

  If (fin = True) Then
    Exit Do
  End If

'--- Opcion2 ---
ElseIf (opcion = 2) Then

```

```

'Defino los archivos a utilizar como medios de almacenamiento
Set tem_file1 = Obj.OpenTextFile("c:\signal.dat", 2, True, 0)
Set f_file = Obj.OpenTextFile("c:\sfin.dat", 2, True)
f_file.Close

For i = 0 To max_signal

    valm(i) = 127
    For l = 1 To lpromedio
        ReadCh1 DataBuffer1(0)
        ReadCh2 DataBuffer2(0)
        valm(i) = DataBuffer1(i * sub_m + go_m) + valm(i)
    Next

    valm(i) = valm(i) / l          ' Realizo el promedio de las muestras

    temp = valm(i) & " "          'Guardo datos digitales en el archivo signal.dat
    tem_file1.Write (temp)

Next
tem_file1.Close

'--- Llamo el evento correspondiente a la función proce2 de la librería process.dll
Process2

'Cargo el resultado procesado del archivo sfin.dat
Set f_file = Obj.OpenTextFile("c:\sfin.dat", 1, False)
lectura = f_file.ReadAll
f_file.Close

'Dibujo en pantalla chica y en pantalla grande
For i = 0 To max_signal

    Gan = ((Ag * i) + Exp(Bg * i))          'Ganancia
    val = Int(Mid(lectura, (i + 1) * 4 - 3, 3) * Gan)

    If (val > 256) Then
        val = 255                          'Trunco la Ganancia
    End If

    Picture1.PSet (XPos, YPos), color(val)  'Dibujo un píxel de la imagen
    'Señal en pantalla pequeña
    NTGraph1.PlotXY DataBuffer1(i * sub_m + go_m) * 0.004, 1 - i * 0.002, 0
    YPos = YPos + 1

    temp = val & " " 'Guardo datos en un archivo.dat
    file.Write (temp)

Next

```

```

file.WriteBlankLines (1)      'Nueva linea de datos

j = j + 1
XPos = XPos + 1
delay
delay

NTGraph1.ClearGraph          'Borramos la pantalla chica de la señal
CWSlide2.Value = XPos        'Cantidad de Trazas en x

If (fin = True) Then
    Exit Do
End If

'--- Opcion3 ---
ElseIf (opcion = 3) Then

    'Defino los archivos a utilizar como medios de almacenamiento
    Set tem_file1 = Obj.OpenTextFile("c:\signal1.dat", 2, True, 0)
    Set tem_file2 = Obj.OpenTextFile("c:\signal2.dat", 2, True, 0)
    Set f_file = Obj.OpenTextFile("c:\sfin.dat", 2, True)
    f_file.Close
    For i = 0 To max_signal
        valm(i) = 127
        val = 127
        For l = 1 To lpromedio
            ReadCh1 DataBuffer1(0)
            ReadCh2 DataBuffer2(0)
            valm(i) = DataBuffer1(i * sub_m + go_m) + valm(i)
            val = DataBuffer2(i * sub_m + go_m) + val
        Next

        valm(i) = valm(i) / l      ' Realizo el promedio de las muestras
        val = val / l

        temp = valm(i) & " "      'Guardo datos digitales en el archivo signal1.dat
        tem_file1.Write (temp)

        temp = val & " "         'Guardo datos digitales en el archivo signal2.dat
        tem_file2.Write (temp)

    Next
    tem_file1.Close
    tem_file2.Close

'--- Llamo el evento correspondiente a la función proce3 de la librería process.dll
Process3

'Cargo el resultado procesado del archivo sfin.dat
Set f_file = Obj.OpenTextFile("c:\sfin.dat", 1, False)

```

```

lectura = f_file.ReadAll
f_file.Close

'Dibujo en pantalla chica y en pantalla grande
For i = 0 To max_signal

    Gan = ((Ag * i) + Exp(Bg * i))           'Ganancia
    val = Int(Mid(lectura, (i + 1) * 4 - 3, 3) * Gan)

    If (val > 256) Then
        val = 255                           'Trunco la Ganancia
    End If

    Picture1.PSet (XPos, YPos), color(val)   'Dibujo un píxel de la imagen
    'Señal en pantalla pequeña
    NTGraph1.PlotXY DataBuffer1(i * sub_m + go_m) * 0.004, 1 - i * 0.002, 0
    YPos = YPos + 1

    temp = val & " " 'Guardo datos en un archivo.dat
    file.Write (temp)

Next

file.WriteBlankLines (1)   'Nueva linea de datos

j = j + 1
XPos = XPos + 1
delay
delay

NTGraph1.ClearGraph       'Borramos la pantalla chica de la señal
CWSlide2.Value = XPos     'Cantidad de Trazas en x

If (fin = True) Then
    Exit Do
End If

'--- Opcion4 ---
ElseIf (opcion = 4) Then

    'Defino los archivos a utilizar como medios de almacenamiento
    Set tem_file1 = Obj.OpenTextFile("c:\signal1.dat", 2, True, 0)
    Set tem_file2 = Obj.OpenTextFile("c:\signal2.dat", 2, True, 0)
    Set f_file = Obj.OpenTextFile("c:\sfin.dat", 2, True)
    f_file.Close

    For i = 0 To max_signal

        valm(i) = 127

```



```

val = 127
For l = 1 To lpromedio
    ReadCh1 DataBuffer1(0)
    ReadCh2 DataBuffer2(0)
    valm(i) = DataBuffer1(i * sub_m + go_m) + valm(i)
    val = DataBuffer2(i * sub_m + go_m) + val
Next

valm(i) = valm(i) / l           'Realizo el promedio de las muestras
val = val / l

temp = valm(i) & " "           'Guardo datos digitales en el archivo signal1.dat
tem_file1.Write (temp)

temp = val & " "               "Guardo datos digitales en el archivo signal2.dat
tem_file2.Write (temp)

Next
tem_file1.Close
tem_file2.Close

'--- Llamo el evento correspondiente a la función proce4 de la librería process.dll
Process4

'Cargo el resultado procesado del archivo sfin.dat
Set f_file = Obj.OpenTextFile("c:\sfin.dat", 1, False)
lectura = f_file.ReadAll
f_file.Close

'Dibujo en pantalla chica y en pantalla grande
For i = 0 To max_signal

    Gan = ((Ag * i) + Exp(Bg * i))           'Ganancia
    val = Int(Mid(lectura, (i + 1) * 4 - 3, 3) * Gan)

    If (val > 256) Then
        val = 255                           'Trunco la Ganancia
    End If

    Picture1.PSet (XPos, YPos), color(val)   'Dibujo un píxel de la imagen
    'Señal en pantalla pequeña
    NTGraph1.PlotXY DataBuffer1(i * sub_m + go_m) * 0.004, 1 - i * 0.002, 0
    YPos = YPos + 1

    temp = val & " " 'Guardo datos en un archivo.dat
    file.Write (temp)
Next

file.WriteBlankLines (1)   'Nueva línea de datos

```

```

    j = j + 1
    XPos = XPos + 1
    delay
    delay

    NTGraph1.ClearGraph      'Borramos la pantalla chica de la señal
    CWSlide2.Value = XPos    'Cantidad de Trazas en x

    If (fin = True) Then
        Exit Do
    End If

    Else
        MsgBox ("Elija un modo o formato de Imagen, Opción 1, 2, 3 o 4")
        Exit Do
    End If

    Loop
    file.Close      'Cierro el archivo de datos

    Else
        fin = True
    End If

End Sub 'Fin del evento

'--- Evento que incrementa la ganancia lineal a través del comando CWNumEdit1

Private Sub CWNumEdit1_ValueChanged(Value As Variant, PreviousValue As
Variant, ByVal OutOfRange As Boolean)

    Ag = CWNumEdit1.Value * 0.00001
End Sub

'--- Evento que incrementa la ganancia exponencial a través del comando CWNumEdit2

Private Sub CWNumEdit2_ValueChanged(Value As Variant, PreviousValue As
Variant, ByVal OutOfRange As Boolean)

    Bg = CWNumEdit2.Value * 0.00001
End Sub

'--- Evento que define la cantidad de trazas que se promedian, a través del comando
'CWNumEdit3

Private Sub CWNumEdit3_ValueChanged(Value As Variant, PreviousValue As
Variant, ByVal OutOfRange As Boolean)

    lpromedio = CWNumEdit3.Value

```

End Sub

'--- Evento que define la velocidad de propagación adoptada para generar una escala de profundidad, a través del comando 'CWNumEdit4

```
Private Sub CWNumEdit4_ValueChanged(Value As Variant, PreviousValue As Variant, ByVal OutOfRange As Boolean)
```

```
    velocidad = CWNumEdit4.Value
```

End Sub

'--- Evento que con el cual se corrige la escala de cero horizontal

```
Private Sub CWSlide1_MouseUp(Button As Integer, Shift As Integer, X As Single, Y As Single)
```

```
    Dim cero, val, max, min
    val = CWSlide1.Value
    max = CWSlide1.Axis.Maximum
    min = CWSlide1.Axis.Minimum
```

```
    If val > 0 Then
```

```
        CWSlide1.Axis.Minimum = min - val
        CWSlide1.Axis.Maximum = max - val
        CWSlide3.Axis.Minimum = CWSlide1.Axis.Minimum * velocidad * 0.5
        CWSlide3.Axis.Maximum = CWSlide1.Axis.Maximum * velocidad * 0.5
        CWSlide1.Value = 0
        CWSlide3.Value = 0
```

```
    End If
```

```
    If val < 0 Then
```

```
        CWSlide1.Axis.Minimum = min - val
        CWSlide1.Axis.Maximum = max - val
        CWSlide3.Axis.Minimum = CWSlide1.Axis.Minimum * velocidad * 0.5
        CWSlide3.Axis.Maximum = CWSlide1.Axis.Maximum * velocidad * 0.5
        CWSlide1.Value = 0
        CWSlide3.Value = 0
```

```
    End If
```

End Sub

'--- Evento con el cual se elige la escala de colores a utilizar para graficar las imágenes, 'por medio del comando List2_Click

```
Private Sub List2_Click()
```

```
    Dim Obj, fcol, c1, c2, c3
```

```
    Set Obj = CreateObject("Scripting.FileSystemObject")
```

```
    If (List2.Text = "Negro.Blanco") Then
```

```

Set fcol = Obj.OpenTextFile("paleta\negroblanco.pal", 1, False)
paleta = fcol.ReadAll
fcol.Close

```

```

ElseIf (List2.Text = "Negro.Blanco.Negro") Then

```

```

Set fcol = Obj.OpenTextFile("paleta\negroblanconegro.pal", 1, False)
paleta = fcol.ReadAll
fcol.Close

```

```

ElseIf (List2.Text = "Azul.Rojo.Blanco") Then

```

```

Set fcol = Obj.OpenTextFile("paleta\azulrojoblanco.pal", 1, False)
paleta = fcol.ReadAll
fcol.Close

```

```

ElseIf (List2.Text = "HSV") Then

```

```

Set fcol = Obj.OpenTextFile("paleta\hsv.pal", 1, False)
paleta = fcol.ReadAll
fcol.Close

```

```

ElseIf (List2.Text = "Azul.Amarillo") Then

```

```

Set fcol = Obj.OpenTextFile("paleta\azulamarillo.pal", 1, False)
paleta = fcol.ReadAll
fcol.Close

```

```

ElseIf (List2.Text = "Rojo.Blanco.Azul") Then

```

```

Set fcol = Obj.OpenTextFile("paleta\rojoblancoazul.pal", 1, False)
paleta = fcol.ReadAll
fcol.Close

```

```

End If

```

```

End Sub

```

'--- Función que permite calcular el color del píxel RGB a partir de las escalas de colores definidas en el evento List2_Click().

```

Private Function color (valor As Variant) As Long

```

```

Dim c1, c2, c3, val, i

```

```

Dim dato As Long

```

```

For i = 0 To 63

```

```

If valor < (3.9 * (i + 1)) Then

```

```

        c1 = Int(Mid(paleta, 1 + 13 * i, 3))
        c2 = Int(Mid(paleta, 5 + 13 * i, 3))
        c3 = Int(Mid(paleta, 9 + 13 * i, 3))
        dato = RGB(c1, c2, c3)
        color = dato
        Exit Function
    End If
Next
color = dato
Exit Function
End Function

'--- Eventos que definen el modo de representación de las imágenes de ecografías, a
'través de la elección de las opciones por medio de los comandos Option1_Click,
'Option2_Click, Option3_Click, Option4_Click

Private Sub Option1_Click()
    opcion = 1
End Sub

Private Sub Option2_Click()
    opcion = 2
End Sub

Private Sub Option3_Click()
    opcion = 3
End Sub

Private Sub Option4_Click()
    opcion = 4
End Sub

'***** FIN CODIGO DE APLICACIÓN *****

```

C.3. VINCULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE LAS SECUENCIAS DE PROCESAMIENTO A TRAVÉS DE MATALAB

En esta sección se muestra el código de programa desarrollado en MATLAB, con el cual se realizó la vinculación entre la aplicación Ecosis ver. 1.1. y las secuencias de procesamiento digital de señal realizadas en MATLAB.

Las secuencias de procesamiento digital de señal, consisten en las funciones proce2.m, proce3.m y proce4.m. A través de la función proce2.m se carga la señal digital provista por la aplicación Ecosis ver. 1.1, se obtiene la envolvente de dicha señal a través de la transformada de Hilbert, guardando la señal resultante en un archivo digital. Mediante la

función `proce3.m` se obtiene la correlación cruzada entre dos señales digitales provista por la aplicación Ecosis ver. 1.1, se aplica el filtro de Matched para comprimir la señal resultante, se obtiene la envolvente de dicha señal a través de la transformada de Hilbert, guardando esta última señal en un archivo digital. Finalmente la función `proce4.m` aplica la secuencia de procesamiento desarrollada en el Capítulo V entre las dos señales digitales provista por la aplicación Ecosis ver. 1.1, se obtiene la envolvente de la señal resultante a través de la transformada de Hilbert, guardando esta última señal en un archivo digital. En todos los casos, las señales digitales provistas por la aplicación Ecosis ver. 1.1, se corresponden a las versiones digitales de las señales sensadas a través de los micrófonos utilizados en el sistema prototipo de ecografías acústicas (ver Capítulos IV y V).

Para llevar a cabo la vinculación entre la aplicación Ecosis ver. 1.1. y las funciones desarrolladas en MATLAB, se creó la DLL `process.dll`. Esta DLL se obtuvo tras compilar las funciones desarrolladas en MATLAB, utilizando la siguiente secuencia de comandos de MATLAB: `mcc -W cpplib:process -T link:lib -v proce2.m proce3.m proce4.m`. Al aplicar dicha línea de comando en MATLAB, se obtiene además de la DLL, los archivos de código de programa de la DLL en lenguaje de C++. Estos archivos permiten conocer tanto las funciones como los tipos de datos utilizados en el código de programa de la DLL, necesarios para ser incluidos en el código de programa de la aplicación de Ecosis ver. 1.1.

A continuación se presenta el código de programa correspondiente a las funciones `proce2.m`, `proce3.m` y `proce4.m`.

```
%*****
%   Procesamiento 2 para la construcción de la imagen en modo B Scan
%*****
% Función proce2.m
%*****

function proce2

%#function fopen, fscanf, fclose, fprintf, abs, hilbert

%Cargo el archivo signal.dat correspondiente a la señal digital provista por la aplicación
%Ecosis ver 1.1.
fid = fopen('c:\signal.dat','r');
```

```

signal = fscanf(fid,'%g'); signal=signal';
fclose(fid);

%Obtengo la envolvente de la señal a través de la transformada de Hilbert
sy=[];
sy=abs(hilbert(signal(1,:)-mean(signal(1,:))));

%Normalizo la señal resultante, la presento en términos del rango de aptitud de la
%escalas de grises (0 - 255) y guardo la señal en el archivo sfin.dat para ser utilizado
%por la aplicación Ecosis ver. 1.1.
yfin=255*sy/max(abs(sy));
fid = fopen('c:\sfin.dat','w');
fprintf(fid,'%3.0f',yfin);
fclose(fid);

% FIN

%*****
%   Procesamiento 3 para la construcción de la imagen en modo B Scan
%*****
% Función proce3.m
%*****

function proce3

%#function fopen, fscanf, fclose, fprintf, abs, hilbert, length, xcorr, max

% Cargo el archivo correspondiente a la ondicula característica chirp utilizada por el
% sistema, respetando la frecuencia de muestreo y la cantidad de muestras.
fid = fopen('\pulsos\px.dat','r');
px = fscanf(fid,'%g'); px =px';
fclose(fid);

% Cargo el archivo data_signal.dat el cual contiene información de los parámetros de
% señal digital utilizados
fid = fopen('data_signal.dat','r');
data_signal = fscanf(fid,'%g');
fclose(fid);

Ftm=data_signal(1);
muestras=3006;           %muestras efectivas (501*6+800)-800
Nt=length(px);
Fm=Ftm*Nt/muestras;     %Frec. de muestreo

%Cargo los archivos signal1.dat y signal2.dat correspondiente a la señal digital provista
por la aplicación %Ecosis ver 1.1.
fid = fopen('c:\signal1.dat','r');
signal1 = fscanf(fid,'%g'); signal1 =signal1';
fclose(fid);

```

```

fid = fopen('c:\signal2.dat','r');
signal2 = fscanf(fid,'%g'); signal2 =signal2';
fclose(fid);

x=signal2; x=x-mean(x); x=x/max(abs(x));           %Normalizo las señales
z=signal1; z=z-mean(z); z=z/max(abs(z));

% Referencia del cero temporal a través de la ondicula Klauder
Cpx=xcorr(px,'biased');
[max_c ic]=max(Cpx);
mzero=0;

%Correlación cruzada entre z y x para determinar una relación de distancia
Czx=xcorr(z,x,'biased'); CzX=Czx/max(abs(Czx));
zi=Czx(ic:(ic+500));

Cxx=xcorr(x,'biased'); Cxx=Cxx/max(abs(Cxx));
xi=Cxx(ic:(ic+500));

% Aplicación del Filtro Match para comprimir la señal correlada zi
Cxipx=xcorr(xi,px,'biased'); Cxipx=Cxipx/max(abs(Cxipx));
Czipx=xcorr(zi,px,'biased'); Czipx=Czipx/max(abs(Czipx));

cxi=Cxipx(ic-mzero:(ic+500-mzero)); cxi=cxi/max(abs(cxi));
czi=Czipx(ic-mzero:(ic+500-mzero)); czi=czi/max(abs(czi));

%Obtengo la envolvente de la señal resultante a través de la transformada de Hilbert
sy=abs(hilbert(czi));

%Normalizo la señal resultante, la presento en términos del rango de aptitud de la
%escalas de grises (0 - 255) y guardo la señal en el archivo sfin.dat para ser utilizado
%por la aplicación Ecosis ver. 1.1.
yfin=255*sy;
fid = fopen('c:\sfin.dat','w');
fprintf(fid,'%3.0f',yfin);
fclose(fid);

%FIN

%*****
%   Procesamiento 4 para la construcción de la imagen en modo B Scan
%*****
% Función proce4.m
%*****

function proce4

%#function fopen, fscanf, fclose, fprintf, abs, hilbert, length, xcorr, fir1, Klauder, filter,
filtfilt, circshift, zeros, kalman

```



```

% Cargo el archivo correspondiente a la ondicula característica chirp utilizada por el
% sistema, respetando la frecuencia de muestreo y la cantidad de muestras.
fid = fopen('\pulsos\px.dat','r');
px = fscanf(fid,'%g'); px =px';
fclose(fid);

% Cargo el archivo data_signal.dat el cual contiene información de los parámetros de
% señal digital utilizados
fid = fopen('data_signal.dat','r');
data_signal = fscanf(fid,'%g');
fclose(fid);

Ftm=data_signal(1);
muestras=3006;           %muestras efectivas (501*6+800)-800
Nt=length(px);
Fm=Ftm*Nt/muestras;     %Frec. de muestreo

%Cargo los archivos signal1.dat y signal2.dat correspondiente a la señal digital provista
por la aplicación %Ecosis ver 1.1.
fid = fopen('c:\signal1.dat','r');
signal1 = fscanf(fid,'%g'); signal1 =signal1';
fclose(fid);

fid = fopen('c:\signal2.dat','r');
signal2 = fscanf(fid,'%g'); signal2 =signal2';
fclose(fid);

x=signal2; x=x-mean(x); x=x/max(abs(x));           %Normalizo las señales
z=signal1; z=z-mean(z); z=z/max(abs(z));

% Defino un nivel de truncamiento de la señal z para corregir los efectos superficiales
delwin=150;
win=zeros(1,501); win(delwin:end)=tukeywin(502-delwin,0.06)';
win(floor((502-delwin)*0.5+delwin):end)=1;
z=z.*win;
z=z/max(abs(z));

% Referencia del cero temporal a través de la ondicula Klauder
Cpx=xcorr(px,'biased'); Cpx=Cpx/max(abs(Cpx));
[max_c ic]=max(Cpx); Klauder= Cpx(ic:(ic+500));
mzero=0;

%Correlación cruzada entre z y x para determinar una relación de distancia
Cxx=xcorr(x); Cxx=Cxx/(norm(x).^2);
xi=Cxx(ic-mzero:(ic+500-mzero));
Czx=xcorr(z,x); CzxCzx/(norm(x).^2);
zi=Czx(ic-mzero:(ic+500-mzero));

% Construimos una señal impulsiva
xs=zeros(1,501); xs(1)=1;

```

```

% Filtro Inverso de la ondicula Klauder a través del filtro Wiener
hk=wiener(Klauder,xs,50);

% Deconvolucion de la ondicula Klauder
zsi=filter(hk,1,zi);

% Deconvolución entre la autocorrelación de x y la ondicula Klauder, a través del filtro
% de Kalman
[hkf yk yw]=kalman(xi,Klauder,zsi,50,0.99); yk=yk/max(abs(yk));

% Normalizo la señal correspondiente a la respuesta al impulso del suelo
yw=yw/max(abs(yw));

% Ventaneo la señal yw para eliminar los de ruido debido a la deconvolución
delwin=20;
win=zeros(1,501); win(delwin:end)=tukeywin(502-delwin,0.1)';
win(floor((502-delwin)*0.5+delwin):end)=1;
yw=yw.*win;
yw=yw/max(abs(yw));

%Defino un filtro Pasa banda para eliminar componentes de frecuencia no deseados
pi=3.1416;
fc1=2.5e3;          % Frecuencia de corte 1
fc2=80e3;          % Frecuencia de corte 2
wn1=(2*pi*fc1)/(4*pi*Fm);
wn2=(2*pi*fc2)/(4*pi*Fm);
bfir=fir1(50,[wn1 wn2]);
yw=filtfilt(bfir,1,yw); yw=yw/max(abs(yw));

%Obtengo la envolvente de la señal resultante a través de la transformada de Hilbert
sy=abs(hilbert(yw)); %sy=sy/max(abs(sy));

%Normalizo la señal resultante, la presento en términos del rango de aptitud de la
%escalas de grises (0 - 255) y guardo la señal en el archivo sfin.dat para ser utilizado
%por la aplicación Ecosis ver. 1.1.
yfin=255*sy;
fid = fopen('c:\sfin.dat','w');
fprintf(fid,'%3.0f',yfin);
fclose(fid);

%FIN

```

C.4. IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO SAFT

En esta sección se muestra el código de programa desarrollado en MATLAB, con el cual se implementó la técnica SAFT (por sus siglas en inglés de Synthetic Aperture Focusing Technique), a partir del algoritmo desarrollado por Elbern and Guimarães (1999). Tal como se expuso en el Capítulo V, esta técnica de procesamiento de

imágenes se utilizó para corregir las falsas reflexiones presentes en las imágenes de ecografías acústicas y mejorar la apariencia de las mismas. A continuación se presenta el código de programa correspondiente a la función `saft.m`, mediante la cual se aplica la técnica de SAFT

```

%*****
% Algoritmo SAFT para trabajar con imágenes de ecografía acústica
%*****
% Función saft.m
%*****

function sfin = saft (eco , win)

% eco: Nombre de la imagen a corregir
% win: Variable que especifica el tamaño de ventana del algoritmo SAFT
% sfin: Nombre de la imagen resultante

imag = eco;           % Asigno la imagen a una matriz
dist = 1;            % Defino el ancho entre las trazas

dimag = size(imag);  % Obtengo las dimensiones de la imagen
wid = dimag(1,2);
hig = dimag(1,1);
imag = imag/255;
imag = imag-mean(mean(imag));

imag = abs(hilbert(imag)); % Obtengo la envolvente de la imagen a través de la
                        % transformada de Hilbert
kernel = ones(3)*1/9; % Aplico un filtro promedio de Kernel 3 x 3 a la imagen
imag = filter2(kernel,imag);

sum_prod = zeros(1,hig); % Defino un vector fila

k = int16(win /2);      % Valor mitad de ventana
imag1=zeros(hig,wid+win);
imag1(:,k:k+wid-1)=imag(:,:);

for j = k:wid+k          % Recorro el ancho de la imagen
    for j1 = (j - k+1):(j + k)-1 % Recorro el ancho de la ventana
        distx = abs ( j - j1 );
        for i1 = 1:hig
% Realizo el calculo de la correlación entre las muestras % de las trazas en la ventana,
% teniendo en cuenta la corrección temporal.

            dif = [];
            dif(1,1) = i1^2+distx^2;
            dif1 = sqrt(dif)-i1;
            correc = floor(i1+dif1);

```

```
                if correc == 0
                    correc = 1;
                elseif correc > hig
                    correc = hig;
                end
                sum_prod(i1) = (imag1(correc,j1))* (imag1(i1,j)) + sum_prod(i1);
            end
        end
        sum_prod = (1/win)*sum_prod;
        imag1(:,j) = sum_prod;
    end

imag1 = imag1*255;
sfin = imag1(:,k:k+wid-1);

% Fin del algoritmo SAFT.
```


APÉNDICE D

IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DEL SISTEMA DE ECOGRAFÍA ACÚSTICA

D.1. INTRODUCCIÓN

En este Apéndice se muestra el código de programa implementado en el entorno de MATLAB, del modelo de sistema de ecografía acústica desarrollado en el Capítulo V.

D.2. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO

La implementación del modelo se realizó en el entorno de MATLAB y consiste en la función principal SEcografia.m y las funciones auxiliares medios.m y fsenal.m. Antes de ejecutar la función SEcografia.m desde la ventana de comandos de MATLAB, es necesario ejecutar las funciones auxiliares. Mediante la función fsenal.m se obtienen ocho tipo de señales chirp diferentes, las cuales se utilizan como señales de excitación del modelo de sistema de ecografías acústicas. Por otro lado mediante la función medios.m, se define la distribución de reflectores en le medio tridimensional, simulado mediante una matriz tridimensional de 50 elementos por cada dimensión. Los elementos de la matriz corresponden a valores de coeficientes de reflexión tal como se expresó en el Capítulo V. Una vez definidos estos puntos, se procede a seleccionar el tipo de señal de excitación a utilizar en la función SEcografia.m y se procede a ejecutar dicha función desde la ventana de comandos de MATLAB. Finaliza la simulación se obtienen cuatro archivos digitales cuyos nombres son: Ec1.dat, Ec2.dat, Ec3.dat y Ecdif.dat. Ec1.dat corresponde a la matriz Eco1 o imagen acústica obtenida a través del micrófono M1, Ec2.dat corresponde a la matriz Eco2 o imagen acústica obtenida a través del micrófono M2, Ec3.dat corresponde a la matriz Eco3 o imagen acústica obtenida a través del grupo de micrófonos MO y Ecdif.dat corresponde a la matriz Ecodif o imagen acústica obtenida a través de la señal diferencia entre los micrófonos M1 y M2. Particularmente las matrices Ecodif y Eco3, son las que se utilizan para construir la imagen de ecografía acústica a partir de la secuencia de procesamiento desarrollada en el Capitulo V. A continuación se presenta el código de programa correspondiente a las funciones SEcografia.m, medios.m y fsenal.m.

```

%*****
% MODELO DE SISTEMA DE ECOGRAFIAS ACUSTICAS
%*****
% Función SEcografia.m
%*****

function SEcografia

clear all

% Cargo la señal de excitación del tipo Chirp de un archivo digital
load ('./pulsos/pulso.dat')
px=pulso;

Nt=500;                %Defino el rango temporal y la cantidad de muestras
ti_px=10e-3;
ti=0:ti_px/(Nt-1):ti_px;
Fm=Nt/(ti(Nt)-ti(1));  % Calculo de la Frecuencia de Muestreo
fr=-Fm/2:Fm/(Nt-1):Fm/2;

% Determino la respuesta impulsiva de la fuente de perturbación acústica a través de la
% determinación experimental de la respuesta en frecuencia de la fuente realizada en el
% Capítulo IV

load par1.prn
signal=par1;
ch1=signal(:,2);
ch2=signal(:,3);
cht=signal(:,1);
cxx=xcorr(ch1,'biased');
cyx=xcorr(ch2,ch1,'biased');
CX=fft(cxx(1000:1999));
CY=fft(cyx(1000:1999));
H=CY./CX;
ht=ifft(H); ht=ht.*tukeywin(1000,0.1); ht=ht/max(ht);

%Determino el pulso de excitación de la fuente de perturbación, obtenida la respuesta al
%impulso de la fuente. El pulso de excitación tiene fase no presenta desfase con la
%señal px

Tx=filter(ht(47:end),1,px); Tx=-Tx/max(abs(Tx));
save('Tx.dat','Tx','-ASCII')      %Guardo la señal en un archivo de datos

%*****
%Determinación de las señales recibidas por los grupos de micrófonos ante la
%perturbación acústica del medio.
%Medio 3D de 50 x 50 x 50. xmax = 1 m; ymax = 1 m; zmax = 0.70. La velocidades de
%propagación adoptadas: Vaire = 340 m/s ; Varena = 200 m/s. Atenuación de la arena
%alpha_arena = 5, atenuación en el aire alpha_aire=13.7e-9.

```

```

%Rangos espaciales máximos
xmax=50;
ymax=50;
zmax=50;
%Definimos escalas espaciales y temporales
Ex= 1/50;      % pt/m
Ey= 1/50;      % pt/m
Ez= 0.7/50;    % pt/m
%Velocidades
Vaire=340;
Varena=200;
%Atenuación aire y arena
alpha_aire=13.7e-9;
alpha_arena=5;

%--- Cargamos la matriz Medio 3D
load Medio

%Definimos la posición del transmisor, el movimiento que este realiza y la posición
%entre el plano de la superficie de arena.
xt=25*Ex;      %Corresponde a 0.5 m en pos x
zt=0*Ez;       %Corresponde a la altura inicial z
zs=2*Ez;       %Corresponde a la profundidad de la superficie de arena

%Definimos el recorrido del conjunto fuente de perturbación acústica – micrófonos,
%para llevar a cabo la prospección
ytmin=5;
ytmax=45;

Eco1=[];
Eco2=[];
Eco3=[];
Ecodif=[];

for i=ytmin:ytmax
    yt=i*Ey;
    Smic1=zeros(1,Nt);
    Smic2=zeros(1,Nt);
    SMO_1=zeros(1,Nt);
    SMO_2=zeros(1,Nt);
    SMO_3=zeros(1,Nt);
    SMO_4=zeros(1,Nt);
    SMO_5=zeros(1,Nt);
    SMO_6=zeros(1,Nt);
% Cálculo de la señal reflejada a partir de los reflectores correspondientes a la posición
%del par transmisor receptor.
    for x=1:xmax
        for y=1:ymax
            for z=1:zmax

```



```

if (Medio(x,y,z)~=0)

    %Factor de Directividad de la fuente de perturbación acústica
    fi=acos(z/((x^2+y^2+z^2)^0.5));
    r_fi=abs(0.22+0.43*cos(fi)+0.35*cos(2*fi));

    %Posición del Transmisor
    D1=((x*Ex-xt)^2+(y*Ey-yt)^2+(z*Ez-zt)^2)^0.5;
    %Posición de cada uno de los micrófonos y cálculo de las señales

    %--- MIC1 ---
    xr=xt;
    yr=yt-0.1;
    zr=zt;
    D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
    D=D1+D2;           %Valores en metro

    if(z<3)           %Determino el retardo de tiempo y atenuación
        tdis=D/Vaire;
        Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
    else
        tdis=D/Varena;
        Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
    end
    nd= round(tdis*Fm);   %Determino la muestra de retardo
    if (nd~=0)
        deltas=zeros(1,Nt);
        deltas(nd)=1;
        Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
    else
        Sp=Tx;
    end
    %Determino la señal del micrófono
    Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
    Smic1=Sxyz+Smic1;

    %--- MIC2 ---
    xr=xt;
    yr=yt+0.1;
    zr=zt;
    D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
    D=D1+D2;           %Valores en metro

    if(z<3)           %Determino el retardo de tiempo y atenuación
        tdis=D/Vaire;
        Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
    else
        tdis=D/Varena;
        Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));

```

```

end
nd=round(tdis*Fm);    %Determino la muestra de retardo
if (nd~=0)
    deltas=zeros(1,Nt);
    deltas(nd)=1;
    Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
else
    Sp=Tx;
end
%Determino la señal del micrófono
Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
Smic2=Sxyz+Smic2;

%--- MIC_M0_1 ---
xr=xt-0.0583;
yr=yt-0.0583;
zr=zt;
D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
D=D1+D2;    %Valores en metro

if(z<3)    %Determino el retardo de tiempo y atenuación
    tdis=D/Vaire;
    Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
else
    tdis=D/Varena;
    Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
end
nd=round(tdis*Fm);    %Determino la muestra de retardo
if (nd~=0)
    deltas=zeros(1,Nt);
    deltas(nd)=1;
    Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
else
    Sp=Tx;
end
%Determino la señal del micrófono
Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
SMo_1=Sxyz+SMo_1;

%--- MIC_M0_2 ---
xr=xt-0.0825;
yr=yt;
zr=zt;
D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
D=D1+D2;    %Valores en metro

if(z<3)    %Determino el retardo de tiempo y atenuación
    tdis=D/Vaire;
    Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
else

```

```

    tdis=D/Varena;
    Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
end
nd=round(tdis*Fm);    %Determino la muestra de retardo
if (nd~=0)
    deltas=zeros(1,Nt);
    deltas(nd)=1;
    Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
else
    Sp=Tx;
end
%Determino la señal del micrófono

Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
SMo_2=Sxyz+SMo_2;

%--- MIC_M0_3 ---
xr=xt-0.0583;
yr=yt+0.0583;
zr=zt;
D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
D=D1+D2;    %Valores en metro

if(z<3)    %Determino el retardo de tiempo y atenuación
    tdis=D/Vaire;
    Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
else
    tdis=D/Varena;
    Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
end
nd=round(tdis*Fm);    %Determino la muestra de retardo
if (nd~=0)
    deltas=zeros(1,Nt);
    deltas(nd)=1;
    Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
else
    Sp=Tx;
end
%Determino la señal del micrófono
Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
SMo_3=Sxyz+SMo_3;

%--- MIC_M0_4 ---
xr=xt+0.0583;
yr=yt-0.0583;
zr=zt;
D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
D=D1+D2;    %Valores en metro

if(z<3)    %Determino el retardo de tiempo y atenuación

```

```

    tdis=D/Vaire;
    Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
else
    tdis=D/Varena;
    Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
end
nd=round(tdis*Fm/2); %Determino la muestra de retardo
if (nd~=0)
    deltas=zeros(1,Nt);
    deltas(nd)=1;
    Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
else
    Sp=Tx;
end
%Determino la señal del micrófono
Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
SMo_4=Sxyz+SMo_4;

%--- MIC_M0_5 ---
xr=xt+0.0825;
yr=yt;
zr=zt;
D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
D=D1+D2; %Valores en metro

if(z<3) %Determino el retardo de tiempo y atenuación
    tdis=D/Vaire;
    Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
else
    tdis=D/Varena;
    Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
end
nd=round(tdis*Fm/2); %Determino la muestra de retardo
if (nd~=0)
    deltas=zeros(1,Nt);
    deltas(nd)=1;
    Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
else
    Sp=Tx;
end
%Determino la señal del micrófono
Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
SMo_5=Sxyz+SMo_5;

%--- MIC_M0_6 ---
xr=xt+0.0583;
yr=yt+0.0583;
zr=zt;
D2=((x*Ex-xr)^2+(y*Ey-yr)^2+(z*Ez-zr)^2)^0.5;
D=D1+D2; %Valores en metro

```

```

    if(z<3)          %Determino el retardo de tiempo y atenuación
        tdis=D/Vaire;
        Aten=(0.001/D)*exp(-alpha_aire*(D-0.001));
    else
        tdis=D/Varena;
        Aten=(zs/D)*exp(-alpha_arena*(D-zs));
    end
    nd=round(tdis*Fm/2); %Determino la muestra de retardo
    if (nd~=0)
        deltas=zeros(1,Nt);
        deltas(nd)=1;
        Sp=filter(deltas,1,Tx); %Aplico el retardo del pulso de excitación
    else
        Sp=Tx;
    end
    %Determino la señal del micrófono
    Sxyz=Medio(x,y,z)*r_fi*Sp*Aten;
    SMO_6=Sxyz+SMO_6;

    end %Fin verificación Medio(x,y,z)~=0
end
end
end

%Suma a las señales obtenidas la componente directa del pulso de excitación Tx y
%construyo la señal diferencia entre los micrófonos M2 y M1
Smic1=0.5*(Smic1/max(abs(Smic1)))+Tx;
Smic2=0.5*(Smic2/max(abs(Smic2)))+Tx;
Ecodif(i-ytmin+1,:)=Smic2-Smic1;
Eco1(i-ytmin+1,:)=Smic1;
Eco2(i-ytmin+1,:)=Smic2;

SMo_1=0.1*(SMo_1/max(abs(SMo_1)));
SMo_2=0.1*(SMo_2/max(abs(SMo_2)));
SMo_3=0.1*(SMo_3/max(abs(SMo_3)));
SMo_4=0.1*(SMo_4/max(abs(SMo_4)));
SMo_5=0.1*(SMo_5/max(abs(SMo_5)));
SMo_6=0.1*(SMo_6/max(abs(SMo_6)));

%Suma a las señales obtenidas la componente directa del pulso de excitación Tx y
%construyo la señal del grupo de micrófonos M0
Eco3(i-ytmin+1,:)=SMo_1+SMo_2+SMo_3+SMo_4+SMo_5+SMo_6+3*Tx;
senal=i-ytmin+1
end

%Normalizo las matrices correspondientes a las imágenes preliminares
Eco1=Eco1/max(max(Eco1));
Eco1=Eco1';
Eco2=Eco2/max(max(Eco2));

```

```

Eco2=Eco2';
Eco3=Eco3/max(max(Eco3));
Eco3=Eco3';
Ecodif=Ecodif/max(max(Ecodif));
Ecodif=Ecodif';

%Guardo las imágenes preliminares en archivos digitales .dat
save('Ec1.dat','Eco1','-ASCII')
save('Ec2.dat','Eco2','-ASCII')
save('Ec3.dat','Eco3','-ASCII')
save('Ecodif.dat','Ecodif','-ASCII')

%Fin de Función

%*****
% IMPLEMENTACIÓN DE LOS DIFERENTES MEDIOS A SIMULAR
%*****
% Función medios.m
%*****

function medios
clear all
Medio=zeros(50,50,50);

%Introducimos los coeficientes de reflexión a utilizar en el medio
R1=0.99961;      %Coeficiente reflexión Aire-Arena
R2=0.91;        %Coeficiente reflexión Arena-Acero
R3=-R1;         %Coeficiente reflexión Arena-Aire
R4=0.99974;     %Coeficiente reflexión Aire-Acrílico
R5=0.99991;     %Coeficiente reflexión Aire-Hormigón
R6=0.99941;     %Coeficiente reflexión Aire-Agua
R7=0.19728;     %Coeficiente reflexión Arena-Acrílico
R8=-0.61;       %Coeficiente reflexión Hormigón-Arena
R9=0.99998;     %Coeficiente reflexión Aire-Acero

%*****
%Coeficientes de Reflexión Superficie
%Medio(:, :, 2)=R1;
%*****

%*****
%Coeficientes de Reflexión objeto de metal a 15 cm de profundidad
%Medio(22:28,22:28,13)=R2; %Arena - Acero
%Medio(22:28,22:28,15)=-R2; %Acero-Arena
%*****

%*****
%Coficiente de Reflexion Casquete de metal de 20 cm de diametro
%ca_f=[0 0 0 R2 R2 R2 R2 0 0 0;
%      0 0 R2 -R2 -R2 -R2 -R2 R2 0 0;

```

```

% 0 R2 -R2 0 0 0 0 -R2 R2 0;
% R2 -R2 0 0 0 0 0 0 -R2 R2;
% R2 -R2 0 0 0 0 0 0 -R2 R2;
% R2 -R2 0 0 0 0 0 0 -R2 R2;
% R2 -R2 0 0 0 0 0 0 -R2 R2;
% ];

%for i=18:33      %Casquete de metal a 5 cm de profundidad
% Medio(i,20:29,5:11)=ca_f;
%end
%*****

%*****
%Coeficiente de Reflexion Cilindro de metal de 11 cm de diametro
%ca_f=[0 0 R2 R2 0 0;
% 0 R2 -R9 -R9 R2 0;
% R2 -R9 0 0 -R9 R2;
% R2 -R9 0 0 -R9 R2;
% R2 -R9 0 0 -R9 R2;
% R2 -R9 0 0 -R9 R2;
% 0 R2 -R9 -R9 R2 0;
% 0 0 R2 R2 0 0;
% ];

%for i=21:29      %Cilindro de metal a 21 cm de profundidad

% Medio(i,22:27,17:24)=ca_f;
%end
%*****

%*****
%Coeficientes de Reflexión Baldosa de Cemento en la sup y 5cm de profun.
%Medio(15:35,30:50,2)=R5; %Aire - Hormigón, Cambiar cuando este a 5cm, -R8
%Medio(15:35,30:50,3)=R8; %Hormigon-Arena
%*****

%*****
%Coeficiente de Reflexión Caños de acrílico
%ca_f=[0 0 R7 R7 0 0;
% 0 R7 -R4 -R4 R7 0;
% R7 -R4 0 0 -R4 R7;
% R7 -R4 0 0 -R4 R7;
% R7 -R4 0 0 -R4 R7;
% R7 -R4 0 0 -R4 R7;
% 0 R7 -R4 -R4 R7 0;
% 0 0 R7 R7 0 0;
% ];

%for i=12:37      %Caño1

```

```

% Medio(i,15:20,27:34)=ca_f;
%end

%for i=19:32      %Caño2
% Medio(i,38:43,5:12)=ca_f;
%end
%*****

%Coeficientes de Reflexión del fondo de la celda con arena
%Medio(:, :,50)=R3;

%Guardo la matriz Medio
save Medio

%Fin de Función

%*****
% DIFERENTES SEÑALES CHIRP
%*****
% Función fsenal.m
%*****

function fsenal
Nt=500;                % Rango temporal y cantidad de muestras
ti_px=10e-3;
ti=0:ti_px/(Nt-1):ti_px;
Fm=Nt/(ti(Nt)-ti(1)); % Frecuencia de Muestreo
fr=-Fm/2:Fm/(Nt-1):Fm/2;
f1=10;                % Rangos de Frecuencia de las señales chirp
f2=10e3;

% --- Pulso 1 - %Blackmann-Harris 4 terminos -92dB
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'li', -90);
y(Nt)=0;
pulso=y;
save('pulsos/pulso.dat','pulso','-ASCII') % Señal Chirp sin envolvente
xc=0:pi*2/(Nt-1):2*pi;
env1=0.35875-0.48829*cos(xc)+0.14128*cos(2*xc)-0.01168*cos(3*xc);
yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso1=yenv1;
figure
plot(ti,pulso1)
save('pulsos/pulso1.dat','pulso1','-ASCII')

%--- Pulso 2 - Blackman-Harris 3 terminos -67 dB
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'li', -90);
y(Nt)=0;
env1= blackman(Nt)';

```



```

yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso2=yenv1;
figure
plot(ti,pulso2)
save('pulsos/pulso2.dat','pulso2','-ASCII')

%--- Pulso 3 - Gauss con alfa = 2.5
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'q', -90);
y(Nt)=0;
env1= gausswin(Nt)';
yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso3=yenv1;
figure
plot(ti,pulso3)
save('pulsos/pulso3.dat','pulso3','-ASCII')

%--- Pulso 4 - Chi reversed log con k=1.8
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'lo', -90);
y(Nt)=0;
xc=0:4/(Nt-1):4;
k=1.8;
env=(2^(1-k/2))*(xc.^(k-1).*exp(-xc.^2/2))/gamma(k/2) ;
env=env/max(env);
env1=[];
for i=1:Nt
    env1(i)=env(Nt+1-i);
end

yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso4=yenv1;
figure
plot(ti,pulso4)
save('pulsos/pulso4.dat','pulso4','-ASCII')

%--- Pulso 5 - Chi con k=1.8
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'li', -90);
y(Nt)=0;
xc=0:4/(Nt-1):4;
k=1.8;
env1=(2^(1-k/2))*(xc.^(k-1).*exp(-xc.^2/2))/gamma(k/2) ;
env1=env1/max(env1);
yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso5=yenv1;
figure
plot(ti,pulso5)
save('pulsos/pulso5.dat','pulso5','-ASCII')

```

```

%Pulso 6 - sin^2 1/4 periodo
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'li', -90);
y(Nt)=0;
xc=0:pi/(Nt-1):pi;
env1=[];
for i=1:Nt
    if ((xc(i)<=pi/4) | (xc(i)>3*pi/4))
        env1(i)=sin(xc(i))^2;
    else
        env1(i)=0.5;
    end
end
env1=env1/max(env1);
yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso6=yenv1;
figure
plot(ti,pulso6)
save('pulsos/pulso6.dat','pulso6','-ASCII')

```

```

%Pulso 7 - sin^2 1/8 periodo
y = chirp(ti,f1,ti_px,f2,'li', -90);
y(Nt)=0;
xc=0:pi/(Nt-1):pi;
env1=[];
for i=1:Nt
    if ((xc(i)<=pi/8) | (xc(i)>7*pi/8))
        env1(i)=sin(xc(i))^2;
    else
        env1(i)= 0.1464;
    end
end
env1=env1/max(env1);
yenv1=y.*env1;
yenv1=yenv1/max(yenv1);
pulso7=yenv1;
figure
plot(ti,pulso7)
save('pulsos/pulso7.dat','pulso7','-ASCII')

```

```

% Fin de Función

```


REFERENCIAS

- Aki, K. y Richards, P. G., 2002. Quantitative Seismology. 2nd Edition. University Science Books.
- Annan, A. P., 1992. Ground Penetrating Radar. Workshop Notes. Sensor and Software Inc. Mississauga, Ontario, Canadá.
- ASTM INTERNATIONAL, 1990. Standard Test Method for Particle –Size Analysis of Soils. ASTM D 422-63.
- ASTM INTERNATIONAL, 1990. Standard Test Method for Particle –Size Analysis of Soils. ASTM D 854-83.
- Attenborough, K., 1982. Acoustical characteristics of rigid fibrous absorbents and granular materials. *Journal of the Acoustical Society of America* 73 (3).
- Attenborough, K., Sabatier, J. M., Bass, H. E., y Bolen, 1986. The acoustic transfer function at the surface of a layered poroelastic soil. *Journal of the Acoustical Society of America*, 79 (5).
- Badger, A. S., 1988. Special Report on Digital Seismic Recorder Specification Standards by SEG Subcommittee on Digital Seismic Recorder Specifications. *Geophysics*, 53, No. 03, 415-416.
- Balakrishnan, A. V., 1984. Kalman Filtering Theory. Optimization Software, Inc. Publication Division, New York.
- Barry, K. M., Cavers, D. A. y Kneale, C. W., 1975. Report on Recommended Standards for Digital Tape Formats. *Geophysics*, 40, No. 02, 344-352.
- Bass, H. E., Bolen, L. N., Cress, D., Lundien, J. y Flohr, M., 1980. Coupling of Airborne Sound Into the Earth: Frequency Dependence. *The Journal of the Acoustical Society of America* 67, 1502-1506.
- Bellan, F., Bulletti, A. y Capineri, L., 2004. (Non-Linear) Acoustic Landmine Detection Study. EUDEM2 Technology Survey.
- Beranek, Leo L., 1993. Acoustical Measurements. Acoustical Society of America. American Institute of Physics, Inc.
- Biot, M. A., 1956. Theory of propagation of elastic waves in a fluid saturated porous solid. I. Low frequency range. *J. The Journal of the Acoustical Society of America* 28, 168–178.

- Biot, M. A., 1956. Theory of propagation of elastic waves in a fluid saturated porous solid. II. Higher frequency range. *The Journal of the Acoustical Society of America* 28, 179-191.
- Bonomi, E., Brieger, L., Nardote, C. y Pieroni, E., 1999. Acoustic earth imaging by seismic migration. *Lecture Notes in Physics. Volume 518/1999.* Springer Berlin – Heidelberg.
- Bracewell, R. N., 1986. *The Fourier Transform and its Applications. Second Edition.* McGraw Hill.
- Bull, J. M., Quinn, R., y Dix, J. K., 1998. Reflection Coefficient Calculation from Marine High Resolution Seismic Reflection (Chirp) Data and Application to an Archeological Case Study. *Marine Geophysical Researches*, V.20, p. 1-11.
- Cafforio C., Prati, C. Y Rocca, E., 1991. SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* Vol. 27, No. 2.
- Cannelli, G. B. y D'ottavi, E., 1989. Echographic technique-based apparatus to detect structure and anomalies in the subsoil. *American Institute of Physics. Rev. Sci. Instrum.* 60 (5).
- Cannelli, G. B, D'ottavi, E. y Santoboni, S., 1987. Electroacoustic pulse source for high resolution seismic explorations. *American Institute of Physics. Rev. Sci. Instrum.* 58 (7).
- Carcione, J. M., 2001. *Wave Fields in Real Media: Wave Propagation in Anisotropic, Anelastic and Porous Media.* Handbook of Geophysical Exploration: Seismic Exploration. Pergamon. Elsevier Science.
- Cheeke, J. D., 2002. *Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves.* CRC Press LLC.
- Chen, C H., 2007. *Ultrasonic and Advanced Methods for Nondestructive Testing and Material Characterization.* World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd.
- Childers, D. G., Skinner, D. P. y Kemerait, R. C., 1977. The Cepstrum: A Guide to Processing. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 65, Nro. 10.
- Claerbout, J. F., 1985, *Imaging the Earth's interior.* Blackwell Scientific Publications, Oxford, London, Edinburgh.
- Claria, J. J., 2003. *Caracterización y Comportamiento del Modulo de Elasticidad Dinámico de Loess en Estado Natural y Compacto.* Tesis Doctoral de la Universidad Nacional de Córdoba.

- Codron, F., 2000. Detection Of Surface Waves In The Ground Using an Acoustic Method. Thesis of Master of Science in Mechanical Engineering, Georgia Institute of Technology.
- Connolly, P., 1999. Elastic impedance. THE LEADING EDGE. vol 18.. pp. 438-452.
- Costain, J. K. y Coruh, C., 2004. Basic Theory of Exploration Seismology. Handbook of Geophysical Exploration. Seismic Exploration Vol. 1, Elsevier Ltd.
- Cramond, A. J. y Don, C.G., 1984. Reflection of impulses as a method of determining acoustic Impedance. Journal of the Acoustical Society of America 75 (2).
- Daniels, David J., 2004. Ground Penetrating Radar - 2nd. Edition. The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom.
- Das. B. M.. 1983. Fundamentals of Soil Dynamics. Elsevier Science Publishing Co. Inc. New York.
- Dobrin, M. B., 1976. Introduction to Geophysical Prospecting. McGraw-Hill, Inc. New York.
- Dobrin, M. y Savit, C., 1988. Introduction to Geophysical Prospecting. McGraw-Hill Book Company.
- Doctor, S. R., et al., 1986. SAFT - The Evolution of a Signal Processing Technology for Ultrasonic Testing. NDT-International 19, 1986, pp. 163-167.
- Don, C.G. y Cramond, A. J., 1984. Soil impedance measurements by an acoustic pulse technique. Journal of the Acoustical Society of America 77 (4).
- Donskoy, D. M. y Sutin, A. M., 2002. Method and apparatus for acoustic detection of mines and other buried man-made objects. US Patent 6415666.
- Duffaut, K., Alsos, T., Landro, M., Rogno, H. y Al-Najjar, N. F., 2000. Shear-Wave Elastic Impedance. THE LEADING EDGE. vol 19.. pp. 1222-1229.
- Eargle, J., 2005. The Microphone Book. Second edition. Focal Press is an imprint of Elsevier.
- Elbern, A.W. y Guimarães, L., 1999. Synthetic Aperture Focusing Technique for Image Restauration. International Symposium on NDT Contribution to the Infrastructure Safety Systems. NDTISS'99.
- Eyre, J. y Bier, J., 2000. The Evolution of DSP Processors. Berkeley Design Technology, Inc.
- Feng, S. y Johnson, D. L., 1983. High-frequency acoustic properties of a fluid/porous solid interface. I. New surface mode. Journal of the Acoustical Society of America 74 (3), 906-914.

- Feng, S. y Johnson, D. L., 1983. High-frequency acoustic properties of a fluid/porous solid interface. II. The 2D reflection Green's function. *Journal of the Acoustical Society of America* 74 (3), 915-924.
- Frazier, C. H. y O'Brien Jr., W. D., 1998. Synthetic Aperture Techniques with a Virtual Source Element. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 45, No. 1.
- Frazier, C. H., Cadalli, N., Munson Jr., D.C y O'Brien Jr., W., 2000. Acoustic Imaging of Objects Buried in Soil. *Journal Acoustical Society of America*. 108 (1).
- Gadallah, M. R. y Fisher, R., 2009. *Exploration Geophysics*. Springer. Verlag, Berlin.
- Gasulla, M. F., 1999. Obtención de Imágenes de la Distribución de Impedancias Eléctricas del Subsuelo. Aplicación a la detección de objetos locales. Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña. Barcelona.
- Gazdag, J. y Sguazzero, P., 1984. Migration of Seismic Data. *Proceedings of the IEEE*, Vol.. 72, N° 10.
- Gómez Álvarez Arenas, T. E., 1994. Estudio de la Propagación Ondas de Biot en Materiales Porosos Trifásicos y de la Interacción en las Discontinuidades con un Medio Elástico y Continuo. Tesis Doctoral de la Universidad Complutense de Madrid.
- Gonzalez, R. C. y Woods, R. E., 2002. *Digital Image Processing*. Second Edition, Prentice-Hall, Inc.
- Gray, S. H., Etgen, J., Dellinger, J. y Whitmore, D., 2001. Seismic Migration Problems and Solutions. *Geophysics* 66, 1622.
- Gutowski, M., Bull, J., Henstock, T., Dix, J., Hogarth, P., Leighton, T. and White, P., 2002. Chirp sub-bottom profiler source signature design and field testing. *Marine Geophysical Researches* 23: 481–492, 2002.
- Hardin, B. y Drnevich, V., 1972. Shear modulus and damping in soils: Design equations and curves. *Journal of Soil Mechanics and Foundation Engineering Division, ASCE*, Vol. 98, No. 7, pp. 667-692.
- Hardin, B. y Richart, F., 1963. Elastic wave velocities in granular soils. *JSMFD, ASCE*, 89, SM1, 33-65.
- Hickey, C. J. y Sabatier, J. M., 1997. Measurements of two types of dilatational waves in an air-filled unconsolidated sand. *Journal of the Acoustical Society of America* 102 (1).

- Hickey, C. J., Sabatier, J. M. y McGee, T. M., 2000. A method for the detection of shallow buried objects. ANNALI DI GEOFISICA VOL. 43. N. 6.
- Hickling, Robert, 2005. Method and apparatus for acoustic detection of buried objects. US Patent 6862252.
- Higgins, R. J., 1990. Digital Signal Processing In Vlsi. Prentice-Hall, Inc. New Jersey.
- House, L. J. y Pape, D. B., 1994. Method and apparatus for acoustic energy identification of objects buried in soil. US Patent 5357063.
- Hsu, H., 1997. Theory and Problems of Probability, Random Variables, and Random Processes. McGraw-Hill, New York.
- Inazaki, T., 2004. High-resolution seismic reflection surveying at paved areas using an S-wave type land streamer. Exploration Geophysics, Vol. 35.
- Ingard, U., 1953. On the Theory and Design of Acoustic Resonators. Journal of the Acoustical Society of America Vol 25 N° 6, pp 1037-1061.
- Jinfeng. M. y Morozov. I. B., 2004. Ray-Path Elastic Impedance. CSEG 2004. Canadian Society of Exploration Geophysicists National Convention.
- Jinfeng. M. y Morozov. I. B., 2005. The Exact Elastic Impedance. CSEG 2005. Canadian Society of Exploration Geophysicists National Convention.
- Johnson, A. J. and Barina, B.A., 1983. The effects of Surface Mapping Corrections with Synthetic-Aperture Focusing Techniques on Ultrasonic Imaging. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, VOL. SU-30, NO. 5.
- Kalman, R. E., 1960. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering, 82 (Series D): 35-45.
- Kanamori, H. y Anderson, D. L., 1977. Importance of Physical Dispersion in Surface Wave and Free Oscillation Problems: Review. Reviews of Geophysics and Space Physics, Vol. 15. 105-102.
- Kino, G. S., 1996. Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing. Prentice-Hall I, Inc.
- Kinsler, L. E., Frey, A. R., Coppens, A. B. and Sanders, J. V., 2000. Fundamentals of Acoustics. Fourth Edition. John Wiley & Sons, Inc.
- Kirlin, R. L., Hutchins, R., Cudzilo, B., Dewey, L. A. y Hailey, L. L., 1984. The enhancement seismogram parameters using image processing techniques. Geoexploration 23.
- Korman, M. S. y Sabatier, J. M., 2004. Nonlinear acoustic techniques for landmine detection. Journal of the Acoustical Society of America 116 (6).

- Kramer, L. S., 1996. Geotechnical Earthquake Engineering. -Hall, Inc. Upper Saddle River, New Jersey.
- Lagunas, M. A., 2003. Procesado de Señal. Publicación del Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña (CTTC), Cataluña, Barcelona, España.
- Lawrence, D. E. P. y Don, C. G., 1995. Impulse measurements of impedance and propagation constant compared to rigid-frame and dual-wave predictions for foam. *Journal of the Acoustical Society of America* 97 (3).
- Lee, H. y Wade, G., 1986. Modern Acoustical Imaging. The Institution of Electrical and Electronics Engineers. New York.
- Lee, J. S., 2003. High resolution geophysical techniques for small-scale soil model testing. PhD Thesis, Georgia Institute of Technology, Atlanta, Georgia.
- Lévesque, D., Blouin, A., Néron, C. y Monchalín, J. P., 2004. Performance of ultrasonic imaging with frequency domain SAFT (F-SAFT). 17th World Conference on Nondestructive Testing, WCNDT 2004. Shanghai, China.
- Mahafza, B. R. y Elsherbeni, Z., 2004. MATLAB Simulations for Radar Systems Design. CHAPMAN & HALL/CRC, CRC Press Company.
- Mamou Jonathan, 2002. Subsurface Acoustic Imaging in a Highly Attenuating Material. Thesis of Master of Science in Electrical Engineering. College of the University of Illinois at Urbana-Champaign. Urbana, Illinois.
- Manolakis, D. G., Ingle, V. K. y Kogon, S. M., 2005. Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering, and Array Processing. Artech House Inc.
- Maurice Ewing. W. et al. 1957. Elastic Waves in Layered Media. McGraw-Hill Co. Inc. New York.
- McCann, D.M., Jackson, P.D. y Fenning, P.J., 1988. Comparison of the Seismic and Ground Probing Radar Methods in Geological Surveying. *IEE Proceedings*, Vol. 13.5, Pt. F, No. 4.
- Microsoft Developer Network (2000). *MSDN Library Visual Studio 6.0*. Microsoft Corp.
- Milsom, J., 2003. Field Geophysics. John Wiley & Sons Ltd. Third Edition
- Molina, G. A. R., Rinaldi, V. A. y Taborda, R., 2004. Tomografía Geoeléctrica: Desarrollo y Potenciales Aplicaciones en Geotecnia. XVII Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, SINERGIA 2004.

- Molina, G. R. y Rinaldi, V. A., 2007. Identificación de los Primeros Arribos de Ondas de Cross-Hole Sonic Logging mediante un estimador de máxima verosimilitud. IV Conferencia Panamericana de END, Buenos Aires, Argentina. The e-Journal & Database of Nondestructive Testing – ISSN 1435-4934.
- Molina, G. R. y Rinaldi, V. A., 2008. Ecografía Acústica del Suelo a través de sensores no acoplados: Primeras experiencias. XIX Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2008, Octubre del 2008, La Plata, Argentina.
- Molina, G. R., Rinaldi, V. A., 2009. Ecografía Acústica Subsuperficial en Arenas Sueltas a Través de Sensores no Acoplados. III Conferencia Sudamericana de Ingenieros Geotécnicos Jóvenes. 30 de Marzo al 1 de Abril de 2009, Córdoba, Argentina. ISBN 978-987-24861-2-9, CD ISBN 978-987-24861-6-7.
- Mosher, D.C. y Simpkin, P.G. 1999. Status and trends of marine high-resolution seismic reflection profiling: data acquisition. *Geoscience Canada*, 26 (4): 174-188.
- Müller, S. y Massarani, P. 2001. Transfer Function Measurement with Sweeps. *Journal Audio Engineering Society*, Volume 49 Issue 6 pp. 443-471.
- Oppenheim, A. V. y Schafer, R. W., 1999. *Discrete-Time Signal Processing*. 2nd Ed. Prentice-Hall Signal Processing Series.
- Oppenheim, A. y Willsky, A. S., 1983. *Signals and Systems*. Prentice Hall Inc.
- Orellana, E., 1974. *Prospección Geoeléctrica por Campos Variables*. Paraninfo, Ltd. Madrid.
- Orellana, E., 1982. *Prospección Geoeléctrica en Corriente Continua*. 2ª ed., Paraninfo, Ltd. Madrid
- Papoulis, A. y Pillai, S.U., 2002. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. 4 Edition, Mc. Graw Hill, New York 10020.
- Petrashen. G. I. 2003. Propagation of Seismic Wave Fields in Layered Media. I. *Journal of Mathematical Sciences*. Vol. 116. No. 2.
- Petrashen. G. I. 2003. Propagation of Seismic Wave Fields in Layered Media. II. *Journal of Mathematical Sciences*. Vol. 117. No. 1.
- Prasad, S. y Mahalanabis, A. K., 1980. Adaptive Filter Structures for Deconvolution of Seismic Signals. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. GE-18, No. 3.
- Proakis, J. G. y Manolakis, D. G., 1996. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*. Third Edition. Prentice Hall Inc.

- Pullan, S. E., 1990. Recommended Standard for Seismic –Radar Files in the Personal Computer Environment. *Geophysics*, 55, No. 09, 1260-1271.
- Quinn, R., Bull, J. M. y Dix, J. K., 1998. Optimal Processing of Marine High Resolution Seismic Reflection (Chirp) Data. *Marine Geophysical Researches*. Vol 20, pp. 13-20.
- Richard, J. R., Hall, J. R. y Woods, R. D., 1970. *Vibrations of Soils and Foundations*. Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey.
- Rinaldi V. A. y Francisca F. M. , 2000. Dielectric Permittivity of Loess From the Central Area of Argentina. XI Panamerican Conference on Soil Mechanics and Geotechnical Engineering, Foz do Iguazú, Brasil, Vol 1, pp. 209-216.
- Rinaldi V. A., Redolfi E. R. Y Santamarina J. C., 1997. Propiedades dieléctricas del Loess y su Influencia en las Mediciones con Geo-Radar. Encuentro de Geotécnicos Argentinos GT'97.
- Rinaldi, V. A., 2002. Límites Y Potenciales Aplicaciones Del Georradar (Gpr) En Limos Loessicos Colapsables. XXI Reunión Científica de la asociación Argentina de Geofísicos y Geodéctas, Rosario.
- Rogers, A. J. y Don, C. G., 1993. Location of Buried Objects by an Acoustic Impulse Technique. *Acoustic Australia*. Vol. 22, N° 1-5.
- Rogers, A. J. y Don, C. G., 1996. Object detector for detecting buried objects. US Patent 5563848.
- Rossing, T. D., 2007. *Springer Handbook of Acoustics*. Springer Science+Business Media, LLC New Cork.
- Rupitsch, S. J., Maier, F. Y Zagar, B. G., 2006. Synthetic Aperture Focusing Technique in High–Frequency Ultrasound Imaging to Locate Layer Delamination. IMTC 2006 - Instrumentation and Measurement Technology Conference Sorrento, Italy.
- Sabatier, J. M. y Gilbert, K. E., 2000. Method for detecting buried objects by measuring seismic vibrations induced by acoustical coupling with a remote source of sound. US Patent 6081481.
- Sabatier, J. M. y Xiang, N., 2001. An investigation of acoustic-to-seismic coupling to detect buried antitank landmines. *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, Vol. 39.
- Sabatier, J. M., Bass, H. E., Bolen, L. N. y Attenborough, K., 1986. Acoustically Induced Seismic Waves. *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 80.

- Sabatier, J. M., Bass, H. E., Bolen, L. N. y Attenborough, K., 1986. The interaction of airborne sound with the porous ground: the theoretical formulation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 79.
- Sabatier, J. M., Sokol, D. C., Frederickson, C. K., Römken, M. J. M., Grissinger, E.H. y Shipp, J. C., 1996. Probe microphone instrumentation for determining soil physical properties: testing in model porous materials. *Soil Technology* 8, 259-274. Elsevier Science.
- Sabatier, J. M., Xiang, N., Petculescu, A., Aranchuk, S., Bradley, M., y Korman, M., 2003. Vibration sensors for buried landmine detection. *Proc. International Conference on Requirements and Technologies for the Detection, Removal and Neutralization of Landmines and UXO*, 2003.
- Santamarina, J. C., Klein, K. A. y Fam, M. A., 2001. *Soils and Waves: Particulate Materials Behavior, Characterization and Process Monitoring*. John Wiley & Sons, Ltd.
- Santamarina, J. C., Rinaldi, V. A., Fratta, D., Klein, K., Wang, Y.H., Cho, G.C. y Cascante, G., 2002. A Survey of Elastic and Electromagnetic Properties of Near-Surface Soils. *Near-Surface Geophysics, Chapter IV*. Ed. D. Buttler, SEG.
- Scanlon, Michael V., 2003. Method and apparatus using acoustic sensor for sub-surface object detection and visualization. US Patent 6536553.
- Schock, S. G., Tellier, A., Wulf, J., Sara, J. y Ericksen, M., 2001. Buried Object Scanning Sonar. *IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING*, VOL. 26, NO. 4.
- Schutz, K. D., 1994. Optimum Deconvolution of Seismic Transients: A Model-Based Signal Processing Approach. Thesis of Master of Science, Ohio University.
- Scott, W. R., Jr. Larson, G. D. y Martin, J. S., 2000. Simultaneous use of elastic and electromagnetic waves for the detection of buried land mines. *Proceedings of SPIE*, Vol. 4038.
- Sheriff, R.E. y Geldart, L.P., 1995. *Exploration seismology*. Cambridge University Press; 2 edition.
- Skolnik, M. I., 1990. *Radar Handbook*. Second Edition, McGraw-Hill.
- Smith, E., Wilson, P. S., Bacon, F. W., Manning, J. F., Behrens, J. A. y Muir, T. G., 1997. Measurement and localization of interface wave reflections from a buried target. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol 103.

- Stockham, T., Cannon T. y Ingerbretsen, R., 1975. Blind Deconvolution Through Digital Signal Processing. Proc. IEEE, 63:678–692.
- Stoll, R. D., 1980. Theoretical aspects of sound transmission in sediments. The Journal of the Acoustical Society of America 68, 1341-1350.
- Streeter, V. y Wylie, E. B., 1994. Mecánica de los Fluidos. Ver. Español. Ed. McGraw-Hill.
- Sullivan, R. J., 2004. Radar Foundations for Imaging and Advanced Concepts. SciTech Publishing Inc.
- Teixidó i Ullod, M. T., 2000. Caracterización del Subsuelo Mediante Sísmica de Reflexión de Alta Resolución. Tesis Doctoral de la Universidad de Barcelona, Barcelona.
- Telford, W. M., Geldart, L. P. y Sheriff, R. E., 1990. Applied Geophysics. Cambridge University Press. 2 edition.
- Turin, G. L., 1960. An Introduction to Matched Filters. IRE Transactions on Information Theory. Vo 6 Issue: 3.
- Ulrych, T. J. y Sacchi, M. D., 2005. Information-Based Inversion and Processing with Applications. Handbook of Geophysical Exploration. Seismic Exploration. Vo. 36. Elsevier Ltd.
- US Army Corps of Engineers, 1995. Geophysical Exploration for Engineering and Environmental Applications, Washington, DC 20314-1000.
- Van Der Veen, M., Spitzer, R., Green, A. G. y Wild, P., 2001. Design and application of a towed land-streamer system for cost-effective 2-D and pseudo-3-D shallow seismic data acquisition. Geophysics, Vol. 66.
- Vargas, E. A. and Ruiz, R. C., 2004. Axial resolution criteria for pulse echo measurement technique. Latin America Transactions, IEEE. VOL. 2, NO. 2: 81- 86.
- Vargas, E. A., 1999. Caracterización de Reflectores e Irregularidades Superficiales por Ultrasonidos en Aire. Tesis Doctoral de la Universidad Complutense de Madrid.
- Ver West. B., 1998. Elastic Impedance for the Inversion of Far Offset Seismic Sections. ARCO U.S. Patent US6058073.
- William Lambe, T. y Whitman, R. V., 1972. Mecánica de Suelos. Editorial Limusa-Wiley, S. A. México.
- Wu, K., Xue, Q. y Adler, L., 1990. Reflection and transmission of elastic waves from a fluid-saturated porous solid boundary. Journal of the Acoustical Society of America 87, 2349-2358.

- Xiang, N. y Sabatier, J. M., 2000. Land mine detection measurements using acoustic-to-seismic coupling. Proceedings of SPIE Vol. 4038.
- Yan, Y., 2002. Suppression of Water-Column Multiples by Combining Components of Ocean-Bottom Seismic Surveys. Thesis of Master of Science, University of Calgary.
- Yao, H., 1997. Synthetic Aperture Methods for Medical Ultrasonic Imaging. Diploma in Computer Science (Cand.scient.) - University of Oslo.
- Yilmaz, Ö. y Doherty, S. M., 1987. Seismic data processing. Society of Exploration Geophysicists.
- Younis, W. A., Stergiopoulos, S., Havelock, D. y Grodski, J., 2002. Nondestructive imaging of shallow buried objects using acoustic computed tomography. The Journal of the Acoustical Society of America, Vol 111.