UNIVERSIDAD DE SEVILLA
Escuela Superior de Ingenieros
Departamento de Ingeniería Electrónica

# TESIS DOCTORAL

## Análisis y aplicación de técnicas ultrasónicas para ensayos no destructivos en materiales no homogéneos

Autor: Vicente A. González Ayala

Directores: Sergio Toral Marín
Enrique Vargas Cabral

Sevilla, mayo de 2011

*A mi madre*

*A mi esposa y a mis hijos*

.

# Resumen

## *Objetivos de la investigación*

El presente trabajo ha sido elaborado en el marco del proyecto entre la Universidad de Sevilla y la Universidad Católica de Asunción, denominado "Análisis y desarrollo de líneas de investigación conjuntas que incentiven el fortalecimiento institucional del Departamento de Ingeniería Electrónica e Informática (DEI) mediante la formación de doctores y el desarrollo de la actividad investigadora", financiado por la Agencia Española de Cooperación para el Desarrollo, coordinado por el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Escuela Superior de Ingenieros de la Universidad de Sevilla.

El objetivo principal de la tesis, es el estudio y el modelado de la propagación de ondas de ultrasonidos en medios sólidos, con vistas a la determinación de características mecánicas de estos materiales. Para ello, se analizan diferentes aspectos complementarios que forman parten del proceso de emisión, propagación y recepción de ondas de ultrasonidos en medios sólidos finitos, entre las que cabe mencionar: el estudio de diferentes tecnologías de generación de ondas de ultrasonidos, técnicas de excitación de los transductores, modelado de la propagación de las ondas y de la interacción con las características mecánicas del material, así como las técnicas de procesamiento para realzar la calidad de la información contenida en la señal recibida. Las técnicas analizadas se orientan hacia la solución de los siguientes problemas: emisión de ondas longitudinales y transversales por transductores adecuados, medida precisa de las velocidades de propagación de las ondas volumétricas longitudinales y transversales en medios sólidos para el cálculo del coeficiente de Poisson, así como el procesamiento de señales para la determinación de oquedades y fisuras en los materiales bajo inspección. Todo ello, con vistas a la búsqueda de soluciones a problemas normalmente encontrados en varios procesos del sector productivo para la inspección no destructiva de productos.

Además del interés de estudio que presentan cada uno de los temas mencionados, existen razones que explican la gran utilización de los ultrasonidos en los ensayos no destructivos entre los que cabe destacar: su carácter no invasivo, su relativa simplicidad lo que la convierte en una tecnología de un bajo coste relativo, lo que en ocasiones en uno de los condicionantes principales para que un determinada tecnología llegue a la fase de sistema industrial.

## *Metodología de la investigación*

En el primer capítulo de este trabajo, se presenta una revisión bibliográfica de los ensayos no destructivos y las principales tecnologías de realización práctica, discutiendo brevemente diferentes procedimientos de inspección utilizando ultrasonidos. Además, se detallan los principales componentes de un sistema de inspección basado en ultrasonidos, describiendo sus funciones y realizando una revisión de los métodos de emisión de ultrasonidos, haciendo énfasis en los transductores ultrasónicos basados en el efecto piezoeléctrico, ya que constituyen la base de los trabajos experimentales realizados.

Finalmente, se presenta una revisión de los trabajos de investigación más relevantes en el área de los END utilizando técnicas ultrasónicas, incluyendo aquellos orientados a la inspección de materiales de construcción. Los avances en la inspección no destructiva del hormigón se han venido dando desde el inicio histórico de este tipo de ensayos. Destacando el gran interés actual de la utilización de las técnicas de ultrasonidos para la detección y caracterización de grietas, así como la correlación existente entre la velocidad de propagación de las ondas longitudinales con la resistencia del material.

Con el fin de contrastar el desarrollo teórico de la propagación de ondas ultrasónicas en los distintos materiales con resultados experimentales, en el segundo capítulo de este trabajo, se describe el diseño y la implementación de la plataforma experimental. Además, considerando que los transductores a ser utilizados constituyen un elemento fundamental, se justifica la selección de los transductores a ser utilizados en las distintas experiencias. Se elige operar el sistema en el esquema conocido, en inglés, como *pitch – catch*, es decir, la emisión y la recepción de ondas se realiza utilizando transductores independientes a fin de optimizar los circuitos del amplificador de emisión y los circuitos de acondicionamiento de señal en la recepción. En este sentido, una característica importante del amplificador de emisión es la necesidad de una alta tensión que permita excitar adecuadamente al transductor, considerando las técnicas que se proponen investigar, se requiere de un amplificador lineal de potencia.

En el tercer capítulo, se analizan los principios físicos de la teoría de elasticidad y se presenta un breve análisis de las propiedades elásticas de los materiales sólidos. Asimismo, se aborda el problema del modelado de la señal eléctrica generada por un transductor de dimensiones finitas, originada a partir del proceso de propagación de ondas volumétricas, tanto transversales como longitudinales. Todo ello, con el objetivo de conocer y modelar los diferentes mecanismos que intervienen en la formación de la señal recibida en el transductor.
Para modelar el efecto del tamaño finito de los transductores, se utiliza la generalización del principio de Huygens, para lo cual se hace uso de una biblioteca de funciones diseñadas para el modelado de transductores de forma arbitrarias, el FIELD II. Esta biblioteca no considera el modo *pitch – catch* por lo que se incluye el elemento transductor receptor, así como la propuesta de un transductor virtual, basado en el principio de reciprocidad, para considerar los límites de las probetas ensayadas.

Seguidamente, en el cuarto capítulo se realiza un análisis teórico y experimental de diversos métodos con vistas a la detección de los diferentes grupos de ondas generados por el transductor utilizado y por el mecanismo de codificación de las características mecánicas sobre las ondas tanto longitudinales como transversales. En particular, se hace énfasis en las técnicas de procesamiento para la detección precisa de señales, a fin de determinar las velocidades de propagación de las distintas ondas ultrasónicas. Se estudia cómo mejorar la resolución y precisión de la detección utilizando diferentes señales de excitación. Finalmente, se propone un procedimiento original en el que se hace uso de métodos complementarios para la mejora de la detección, presentado ventajas sobre otros métodos.

En el quinto capítulo, a fin de validar la base teórica experimental desarrollada previamente, se plantea la determinación de parámetros mecánicos de los medios sólidos inspeccionados. En particular, a partir de la medida de las velocidades de propagación de las ondas longitudinales y transversales se calcula el coeficiente de Poisson de algunos materiales sólidos. A fin de contrastar los resultados obtenidos con la metodología propuesta, se obtienen los mismos mecánicos con métodos destructivos tradicionales, obteniendo resultados auspiciosos que validan la metodología propuesta.

Finalmente, se presentan las principales aportaciones de las técnicas ultrasónicas utilizadas para determinar ciertas características mecánicas. Asimismo, se proponen líneas futuras de investigación relacionados a los trabajos realizados.

# Agradecimientos

Antes que nada a Dios por darme la vida, la fe y permitirme seguirle en el Carmelo Teresiano, y de esta forma darle sentido a mi vida en todos sus aspectos.

A mis directores: Sergio Toral y Enrique Vargas, por la enorme paciencia que han tenido conmigo. A los profesores y directivos de la Universidad de Sevilla, en particular al Departamento de Ingeniería Electrónica, por permitirme realizar el doctorado.

A los miembros de la comunidad educativa de la Universidad Católica "Nuestra Señora de la Asunción", en particular a los que han sido y a aquellos que son hoy mis compañeros del Laboratorio de Electrónica Digital (LED), que me han enseñado mucho, aunque yo he aprendido poco en el aspecto técnico, he aprendido mucho sobre la convivencia humana, sobre la alegría de compartir el trabajo.

# Contenido

Resumen ..... 5
Agradecimientos ..... 9
Contenido ..... 11
Capítulo 1. Introducción ..... 15
1.1. Técnicas destructivas de inspección de materiales ..... 15
1.2. Técnicas no destructivas de inspección de materiales ..... 16
1.2.1. Antecedentes históricos de los END ..... 17
1.3. Ensayos no destructivos con ultrasonidos ..... 18
1.3.1. El desarrollo de los END usando ultrasonidos ..... 19
1.3.2. Componentes de un sistema de inspección con ultrasonido ..... 20
1.3.2.1. Transductores ultrasónicos ..... 21
1.3.2.2. Transductores electromagnéticos ..... 21
1.3.2.3. Generación y detección de ultrasonido con láser ..... 22
1.3.2.4. Transductores capacitivos ..... 22
1.3.2.5. Transductores piezoeléctricos ..... 23
1.3.2.6. Gas piezoeléctrico ..... 27
1.4. Estado del arte en la inspección con ultrasonidos ..... 27
1.4.1. Inspección de materiales homogéneos ..... 27
1.4.2. Materiales no homogéneos ..... 29
1.4.2.1. Mortero y hormigón ..... 30
1.5. Resumen del capítulo ..... 33
Capítulo 2. Plataforma Experimental ..... 35
2.1. Transductores ultrasónicos ..... 35
2.1.1. Los PVDF ..... 36
2.1.2. Transductores GMP ..... 38
2.1.3. Comparación entre el PVDF y el GMP ..... 38
2.2. Acondicionamiento de señal ..... 39
2.2.1. Amplificador de alta tensión para emisión ..... 39
2.2.1.1. Amplificador para el transductor GMP ..... 40
2.2.1.2. Amplificador para el piezo film ..... 42
2.2.2. Acondicionamiento de señal para el receptor GMP ..... 46
2.2.3. Amplificador para el receptor piezo film ..... 48
2.3. Software de adquisición y análisis de señal ..... 49

2.4. Señales obtenidas con la plataforma ..... 50
2.5. Conclusiones del capítulo ..... 54
Capítulo 3. Proceso de emisión, propagación y recepción de ultrasonidos ..... 55
3.1. Introducción a la propagación de ondas en medios sólidos ..... 55
3.1.1. Oscilaciones y ondas ..... 55
3.2. Ecuaciones de la onda para sólidos infinitos, homogéneos, e isotrópicos ..... 57
3.3. Calculo del campo incidente ..... 59
3.4. Calculo de la señal en el emisor ..... 63
3.5. Calculo de la señal en el receptor ..... 63
3.6. Ondas en un semiespacio ..... 64
3.6.1. Onda incidente longitudinal ..... 65
3.6.2. Onda incidente transversal con polarización vertical ..... 66
3.6.3. Onda incidente transversal con polarización horizontal ..... 67
3.7. Dos semiespacios en contacto ..... 68
3.8. Características mecánicas de los materiales y la propagación de ondas ..... 69
3.9. La herramienta FIELD II ..... 70
3.9.1. Transductores de forma arbitraria ..... 71
3.10. Validación experimental del modelado de ondas ..... 72
3.10.1. Inclusión de las condiciones de frontera en el modelado de la propagación en probetas cilíndricas ..... 73
3.10.2. Ondas longitudinales ..... 75
3.10.3. Ondas transversales ..... 75
3.11. Conclusiones del capítulo ..... 76
Capítulo 4. Técnicas de procesamiento de señales ultrasónicas. ..... 77
4.1. Técnicas de detección de bajo costo computacional ..... 78
4.1.1. Método de medida del TOF basado en umbral ..... 78
4.1.2. Método de medida del TOF basado en la envolvente ..... 78
4.1.3. Método de medida del TOF basado en la pendiente ..... 79
4.2. Técnicas de compresión de pulso y excitación codificada ..... 80
4.2.1. Producto duración por ancho de banda. ..... 81
4.2.2. Criterio de resolución. ..... 81
4.2.3. Filtro de compresión basado en la correlación ..... 82
4.2.4. Filtro de compresión basado en la deconvolución ..... 85
4.2.4.1. Filtro de Wiener ..... 86
4.2.5. Señales de excitación ..... 88
4.2.6. Comparación de los filtros de correlación y de Wiener ..... 91
4.3. Análisis tiempo – frecuencia ..... 94
4.3.1. Transformada de Fourier fraccional ..... 96
4.4. Conclusiones del capítulo ..... 99

Capítulo 5. Obtención de características mecánicas de materiales ..... 101
5.1. Probetas de nylon ..... 102
5.1.1. Medición de la velocidad de propagación longitudinal ..... 102
5.1.2. Medición de la velocidad de propagación transversal ..... 104
5.1.3. Determinación del coeficiente de Poisson ..... 105
5.2. Probetas de mortero ..... 108
5.2.1. Detección de defectos internos en las probetas de mortero ..... 109
5.2.2. Medición de la velocidad de propagación longitudinal ..... 111
5.2.3. Medición de la velocidad de propagación transversal ..... 114
5.2.4. Determinación del coeficiente de Poisson ..... 116
5.3. Conclusiones del capítulo ..... 118
Capítulo 6. Conclusiones y trabajos futuros ..... 119
Apéndice A. Manual del usuario – ICONUS 2.0 ..... 123
7.1. Emisión y adquisición de señales ..... 123
7.2. Panel principal ..... 124
7.2.1. Área de gráficos de señal ..... 125
7.2.2. Área del generador de funciones ..... 125
7.2.3. Área de configuración de los convertidores ..... 126
7.2.4. Barra de herramientas ..... 126
7.2.5. Botones del panel principal ..... 128
7.2.6. Panel de carga y almacenamiento ..... 128
7.3. Formato de archivos de señales ..... 129
Bibliografía ..... 131

# Capítulo 1. Introducción

El objetivo último de la inspección de materiales es asegurar la calidad de la estructura construida con estos materiales. Dado que para el diseño de la estructura se suponen unas determinadas características de los materiales utilizados, asegurar que estos materiales cumplen con las especificaciones de diseño a lo largo de toda la vida útil de la estructura es de fundamental importancia. En general, la inspección que se practica en los materiales se divide en dos tipos: los ensayos destructivos y los no destructivos.

Los ensayos no destructivos (END), se han convertido en herramientas de uso cotidiano en las industrias que desean mantenerse en la vanguardia del mercado ofreciendo calidad en sus productos. El desarrollo de nuevas tecnologías, la optimización de los productos y los requisitos de seguridad, como es el caso de la industria aeroespacial, la nuclear, la petroquímica, la civil, entre otras, impusieron nuevas condiciones de inspección, en las cuales se estableció la necesidad de verificar hasta en un 100% los componentes críticos; con el fin de evitar accidentes con altos costos humanos y económicos. Esto obligó a los departamentos de control de calidad a implementar nuevos métodos de diagnostico y evaluación.

Este capítulo presenta una breve revisión histórica de los ensayos no destructivos y el estado del arte de la inspección de materiales

## *1.1. Técnicas destructivas de inspección de materiales*

Las pruebas destructivas buscan determinar cuantitativamente el valor de ciertas propiedades de los materiales, como resistencia mecánica, la dureza, entre otras, midiendo directamente esta propiedad en una muestra. Para que el ensayo destructivo sea representativo de la realidad la muestra a ser ensayada debe ser obtenida de forma apropiada.

Una forma de obtener una muestra es tomar parte del material a ser utilizado antes de que forme parte de la estructura. Este material será llevado hasta su destrucción para conocer el peor caso de la propiedad que se desea determinar. Se supone que este material tiene características similares a los realmente utilizados en la estructura. En general, el material extraído no está sometido a las mismas condiciones de operación que el material utilizado en la estructura.

Otra forma de obtener la muestra para las pruebas destructivas es extraer un trozo de material de la estructura terminada. Este procedimiento debe realizarse con cuidado para evitar debilitar gravemente la estructura y, por otro lado, no necesariamente las propiedades de los materiales son homogéneas en toda la estructura por lo que se corre el riesgo de que la muestra no sea representativa. Este procedimiento se utiliza normalmente cuando se han detectado problemas por otros métodos de inspección.

En resumen, los ensayos destructivos consisten en la aplicación de métodos físicos directos que alteran de forma permanente las propiedades físicas, químicas, mecánicas o dimensionales del material sujeto a inspección.

Los principales beneficios de la inspección destructiva son (Hellier, 2003):

- Se obtienen datos fiables y precisos de la muestra ensayada
- Los datos obtenidos son útiles para el diseño, ya que se conocen los límites últimos del material
- La información puede ser utilizada para establecer las normas y especificaciones
- Los datos obtenidos son, generalmente, cuantitativos
- Diversas condiciones de servicio pueden ser puestas a prueba

Por otro lado, las limitaciones de las pruebas destructivas incluyen (Hellier, 2003):

- Los datos obtenidos, estrictamente, sólo se aplica a la muestra que se examina
- La mayoría de los especímenes utilizados en ensayos destructivos no pueden ser utilizados una vez finalizada la prueba
- Muchos ensayos destructivos requieren de equipos grandes y costosos, que sólo pueden ser utilizados en entornos de laboratorio

## 1.2. Técnicas no destructivas de inspección de materiales

Gracias al desarrollo de nuevas tecnologías algunas industrias han establecido la necesidad de verificar hasta todos los componentes críticos de sus productos, con el fin de evitar las consecuencias, en términos económicos y de vidas humanas, que podrían tener las fallas. Esta situación obliga a los departamentos de control de calidad a buscar permanentemente nuevos métodos de diagnostico y evaluación cada vez más eficientes en términos de costo – beneficio.

Según la ASNT (American Society of Nondestructive Testing), la evaluación no destructiva consiste en el examen de un objeto utilizando tecnologías que no afectan al uso de ese objeto luego de la evaluación. Por lo tanto, las pruebas no destructivas no alteran de forma permanente las propiedades físicas, químicas, mecánicas o dimensionales de un material.

Dicho de otra forma, los ensayos no destructivos (END) consisten en la aplicación de métodos físicos indirectos, como es la transmisión del sonido, la opacidad al paso de la radiación, etc., que tienen la finalidad de verificar las propiedades y la continuidad de los materiales examinados.

Aunque los avances han sido extraordinarios, hoy en día los END no pueden sustituir completamente a los destructivos, sino que más bien los complementan (Hellier, 2003; Shull, 2001).

Las ventajas de los ensayos no destructivos incluyen (Hellier, 2003):

- Cada parte o una gran parte de la estructura puede ser examinada
- La estructura puede ser examinada estando en servicio y, por lo tanto, en las condiciones de operación reales
- Los materiales pueden ser examinados tanto en la superficie como en su interior
- Algunos métodos de ensayo no destructivo utilizan equipos portátiles que pueden ser fácilmente transportados y operados en el lugar donde se requieran
- Los ensayos no destructivos son, en general, eficientes desde el punto de vista del costo – resultado.

Algunas limitaciones de los ensayos no destructivos son (Hellier, 2003):

- El profesional que realiza un ensayo no destructivo debe estar altamente capacitado
- Generalmente los datos obtenidos son más bien cualitativos antes que cuantitativos
- La evaluación de algunos resultados puede ser subjetiva y, por lo tanto, dar lugar a disputas
- Muchos métodos de evaluación no destructiva son eficientes desde el punto de vista económico, pero hay algunas importantes excepciones, como por ejemplo la radiografía
- Es esencial la definición de procedimientos de inspección claros y completos para asegurar buenos resultados

### 1.2.1. Antecedentes históricos de los END

En el primer capítulo del libro del Génesis, versículo 31, se lee "vio Dios cuanto había hecho, y todo estaba muy bien" refiriéndose a la creación del mundo y los seres vivientes. Considerando el Autor de semejante obra la calidad está asegurada, pero esta referencia en un libro tan antiguo tiene su origen en una tarea conocida y realizada habitualmente.

De hecho, nosotros mismos realizamos tareas de inspección no destructiva sin ser conscientes de ello. Por ejemplo, al comprar una fruta en el mercado miramos la parte externa de la fruta en busca de marcas o irregularidades, presionamos la fruta o la golpeamos para intentar evaluar cómo se encuentra por dentro.

Los artesanos antiguos conocían perfectamente y realizaban cotidianamente evaluaciones no destructivas. Una verificación de calidad de las piezas de cerámica es el sonido que estas producen al ser golpeadas apropiadamente, sonido que al oído de un ceramista con experiencia le indica el estado del producto. Este tipo de inspección se extendió luego a los metales, así, el sonido producido por una espada de Damasco, para el oído experto, era una indicación de que tan buena sería en el combate (Hellier, 2003).

Las raíces formales de los ensayos no destructivos empezaron a tomar forma hacia 1920, pero la mayoría de los métodos conocidos hoy en día comenzaron a desarrollarse a finales de los años 30 y principios de los 40. El principal motor del desarrollo fue la Segunda Guerra Mundial, aunque se pueden citar otros antecedentes, como las fallas catastróficas de calderas en EEUU en los años 1854 y 1865, que obligaron a las autoridades a dictar leyes respecto a la realización de inspecciones periódicas. En ese entonces el único ensayo no destructivo disponible era la inspección visual, pero estas legislaciones despertaron el interés por la búsqueda de nuevas técnicas, más efectivas, de inspección.

En 1920 el Dr. H. H. Lester inicia sus trabajos de investigación sobre el uso de Rayos X para la inspección de soldaduras y metales en general con el fin de mejorar los materiales utilizados por el ejército de los Estados Unidos. Aunque William Roëntgen descubre los rayos X muchos años antes, el uso de esta técnica estaba limitada debido a la poca energía que los primeros equipos podían generar. Actualmente, este método emplea radiación de alta energía, que es capaz de penetrar fácilmente el material a inspeccionar. La inspección por rayos X permite detectar discontinuidades macroscópicas y variaciones en la estructura interna de un material. Actualmente, su uso es muy amplio en la industria. Sus principales desventajas son, por un lado, la necesidad de tener acceso a ambos lados de la pieza a inspeccionar y, por otro, el peligro que representa para los operarios la exposición a los rayos X, razón por la cual se requiere de personal altamente calificado y equipo de seguridad apropiado para realizar la inspección.

En 1930, el Dr. Robert Mehl desarrolla una técnica para el uso del elemento químico radio (Ra) para radiografía gamma en la detección de discontinuidades que no pueden ser detectadas debido a la baja potencia de los equipos de rayos X disponibles en aquel entonces. En lugar de utilizar rayos X generados electrónicamente, se utilizan isótopos radiactivos naturales o artificiales. Este método es muy similar en su operativa al mencionado en el párrafo anterior y tiene las mismas desventajas.

Otra catástrofe, un grave descarrilamiento ferroviario, lleva al desarrollo de otro tipo de ensayo no destructivo. E. Sperry y H. C. Drake desarrollan un sistema de detección de discontinuidades y grietas en materiales ferromagnéticos, como las vías del ferrocarril, utilizando la detección del campo magnético generado por el paso de una corriente eléctrica. El desarrollo de este método se realiza durante los años 1927 y 1928. Una técnica muy similar sigue siendo utilizada hoy en día.

Los trabajos de Robert y Joseph Switzer a fines de 1930 y principio de 1940 llevaron al desarrollo de tintas visibles y materiales fluorescentes que permitieron el desarrollo de las técnicas de inspección que utilizan líquidos penetrantes. El procedimiento de inspección consiste en la aplicación de un líquido a la superficie a examinar, el cual penetra en las discontinuidades del material debido al fenómeno de capilaridad. El exceso de material es removido, aplicándose luego un revelador o polvo de colores que es absorbido por la pintura para hacer visible la falla. Como se desprende del procedimiento descrito, esta técnica se aplica solamente para detección de fisuras superficiales de al menos 0,5 mm de ancho.

Michael Faraday descubre los principios de la inducción electromagnética en 1831, siendo este descubrimiento la base para la inspección utilizando las corrientes de Eddy. El primer ensayo documentado usando esta técnica la realizó E. E. Hughes en 1879, siendo capaz de discriminar varios tipos de metales midiendo su resistividad y permeabilidad magnética. El primer instrumento de inspección aparece en 1926 y es capaz de medir el espesor de un metal.

La rápida expansión del uso de los métodos de evaluación no destructiva en la fábrica, la construcción y el mantenimiento de industrias, así como en investigación básica y el desarrollo, ha generado una gran demanda de profesionales, ingenieros y científicos con conocimiento del tema y la convierten en un área de investigación importante (Shull, 2001; Chen C. H., 2007).

Existen por lo menos dos docenas de métodos de ensayos no destructivos en uso actualmente. Sin embargo, los métodos ultrasónicos siguen siendo los más populares debido a su capacidad, su flexibilidad y su eficiencia en términos de costo – resultados (Chen C. H., 2007).

## *1.3. Ensayos no destructivos con ultrasonidos*

Aunque el sonido está relacionado con la capacidad auditiva humana existen fenómenos acústicos que no pueden ser percibidos por el oído, como los infrasonidos usados por los elefantes para comunicarse o los ultrasonidos utilizados por los delfines, ballenas y murciélagos, y, finalmente, los hipersonidos con frecuencias del orden de los miles de millones de hertzios. Los ultrasonidos se definen como fenómenos acústicos cuya frecuencia es superior a los 20 kHz, que corresponde a la frecuencia límite superior de percepción del oído humano (Cheeke, 2002).

El uso de los ultrasonidos se ha extendido enormemente en los últimos años, siendo seguramente la ecografía su éxito más notable. Algunas otras disciplinas en las que se están utilizando son la química, física, ingeniería, biología, oceanografía, la industria de alimentos,

entre otros. Las dos características únicas que hacen muy interesante y útiles a los ultrasonidos son (Cheeke, 2002):

1. Las ondas ultrasónicas viajan relativamente lentas, aproximadamente 100.000 veces más lentas que las ondas electromagnéticas. Por esta razón son más fáciles de tratar para ofrecer resultados en tiempo real.
2. Las ondas ultrasónicas atraviesan fácilmente materiales opacos, cuando otros tipos de radiaciones, como la luz, no la pueden atravesar. Esto unido al hecho de que los emisores de ultrasonidos son económicos, altamente sensibles y robustos hacen que sean una herramienta muy interesante para la inspección no destructiva.

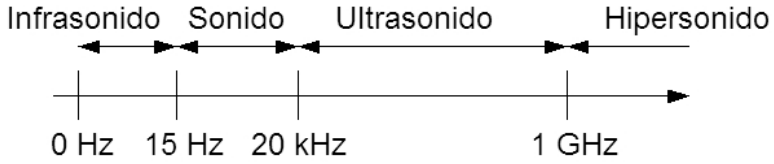



Figura 1. **Frecuencias de los sonidos.**

Las aplicaciones de los sonidos y ultrasonidos pueden clasificarse en dos grupos, en el primer caso se busca actuar físicamente sobre un material dado y en el otro caso, se busca explorar alguna de las características del material por el que la onda viaja (Krautkrämer, et al., 1990).

En el primer caso la energía del sonido es utilizada para remover partículas no deseadas de una superficie, romper la tensión superficial para producir la emulsión o solamente mezclar productos, entre otras aplicaciones. En el otro caso, se utiliza la energía del sonido solamente con el objeto de poder recibir una señal clara en el receptor, esta señal emitida se ve afectada por las características del medio por el transita y llegan al emisor con la información "codificada". Este último es el caso que nos interesa en este trabajo.

### *1.3.1. El desarrollo de los END usando ultrasonidos*

De la misma forma que las técnicas de ensayos no destructivos en general, el uso de los ultrasonidos para la inspección tuvo su mayor y más rápido desarrollo a partir de finales del siglo XIX y durante el siglo XX.

Pero el conocimiento científico necesario para entender los fenómenos relacionados con las ondas había comenzado a desarrollarse mucho antes. Galileo Galilei y Marin Mersenne descubren las primeras leyes que gobiernan la propagación del sonido. En 1686, Isaac Newton desarrolla el primer modelo matemático de la propagación del sonido considerándolo como una serie de pulsos de presión transmitidos entre partículas, de esta forma, la teoría de Newton permite explicar el fenómeno de la difracción de las ondas. Euler, Lagrange y d'Alembert extienden el desarrollo de Newton definiendo la ecuación de ondas, con la que es posible representar matemáticamente su comportamiento. Al final del siglo XIX, Lord Rayleigh descubre las ondas superficiales en los sólidos, hoy en día conocidas con su nombre. Rayleigh trabajó con Horace Lamb quien, en 1917, publica su descubrimiento de las ondas superficiales en placas relativamente finas conocidas actualmente con su nombre. Casi todas las soluciones de la ecuación de onda de forma cerrada se obtuvieron en el siglo XIX.

Otro factor importante que ha impulsado el desarrollo de los ultrasonidos para la inspección no destructiva es el desarrollo de técnicas para la emisión y detección de estas ondas. En 1880 los hermanos Jacques y Pierre Curie descubren en efecto el piezoeléctrico directo por el cual un material piezoeléctrico desarrolla una carga eléctrica en su superficie al ser sometido a una deformación mecánica. En 1881, Gabriel Lippmann deduce la existencia del fenómeno

piezoeléctrico inverso basado en los principios de fundamentales de la termodinámica y los hermanos Curie la confirmaron experimentalmente. Esta propiedad hace que los materiales piezoeléctricos se deformen al ser sometidos a un campo eléctrico.

Luego del hundimiento del Titanic, en 1912, se comienza a experimentar con ultrasonidos para la detección de icebergs. Gracias al éxito alcanzado se buscaron nuevas aplicaciones de los ultrasonidos en el agua, entre ellas se destaca la técnica de detección de submarinos que se utilizó durante la Primera Guerra Mundial.

Antes de la Segunda Guerra Mundial, el uso del sónar para caracterizar objetos sumergidos despertó el interés de algunos investigadores que empezaron a utilizar esta misma técnica para el diagnóstico médico.

En 1929 y 1935, Sokolov trabaja sobre el uso de ondas ultrasónicas para inspeccionar objetos metálicos. Mulhauser, en 1931, patenta un aparato que utiliza dos transductores para detectar defectos en materiales sólidos.

La inspección se realiza utilizando señales continuas, que producían fenómenos de interacción entre la onda emitida y la reflejada que dificultaban la interpretación de los resultados.

A principios de 1940, Firestone (1940) y Simons (1945) revolucionan la inspección con ultrasonidos, desarrollando la técnica de pulso-eco para la evaluación de materiales sólidos utilizando siempre dos transductores, uno emisor y otro receptor. Más tarde, el mismo Firestone plantea la posibilidad de utilizar un solo transductor tanto para la emisión como para la recepción.

### *1.3.2. Componentes de un sistema de inspección con ultrasonido*

La Figura 2 muestra los principales componentes de un sistema ultrasónico de medida para la inspección de materiales. En la configuración de la Figura 2 se utiliza un transductor como emisor y otro como receptor, cuando los dos transductores están enfrentados la perturbación se propaga a través del material a inspeccionar, en inglés a esta configuración se la conoce como “through - transmission”. Cuando se utilizan dos transductores, uno emisor y el otro receptor, pero estos no se encuentran enfrentados se habla de configuración emisor receptor (“pitch - catch” en inglés). Finalmente, también se utiliza un mismo transductor como emisor y receptor, en una configuración conocida como pulso – eco.

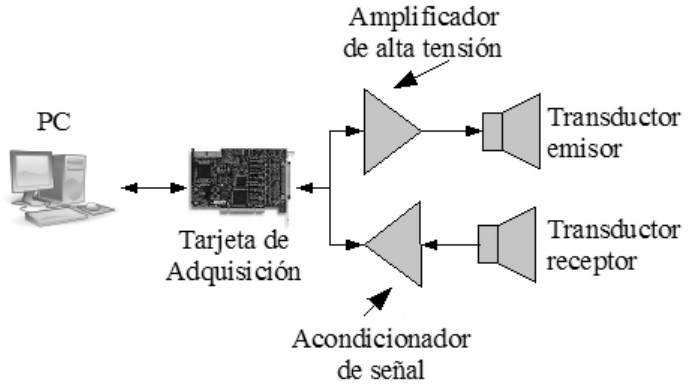



Figura 2. Esquema de la bancada de experimentación.

Los elementos componentes de un sistema de inspección con ultrasonidos son los siguientes:

1. Circuito amplificador de emisión
2. Transductor emisor

3. Medio por el que se propaga la señal
4. Transductor receptor
5. Circuito de acondicionamiento de recepción
6. Ordenador con placa de adquisición de datos

Los transductores para la generación y recepción de ultrasonidos constituyen uno de los componentes críticos en el diseño de un sistema sensorial basado en técnicas ultrasónicas. A continuación se presenta una revisión de los principales tipos de transductores ultrasónicos en uso hoy en día.

### 1.3.2.1. Transductores ultrasónicos

Existen varios tipos de transductores en el mercado, los más comúnmente utilizados en los ensayos no destructivos son los electromagnéticos, láseres, capacitivos y piezoeléctricos.

### 1.3.2.2. Transductores electromagnéticos

Este tipo de transductores, conocidos en la literatura especializada como EMAT (siglas de Electro Magnetic Acoustic Transducers), operan gracias a dos fenómenos bien conocidos: la inducción magnética y las fuerzas de Lorentz. Esta técnica solamente se puede utilizar cuando el material a inspección es conductor.

En el proceso de emisión se hace circular una corriente por una bobina que se coloca próxima al material a ser inspeccionado. Se genera, entonces, en él una corriente inducida. Esta corriente inducida tiene la misma frecuencia que la corriente del inductor. Este proceso de inducción se realiza estando el material sometido a un campo magnético, el cual produce una fuerza en el material, la fuerza de Lorentz. La magnitud y la dirección de esta fuerza está dada por la ecuación (1) (Davies, et al., 1993).

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{H} \tag{1}$$

Donde $\vec{J}$ representa la densidad de corriente inducida, $\vec{H}$ es la intensidad del campo magnético y $\times$ representa el producto vectorial. Por lo tanto, la fuerza generada $\vec{F}$ en el material es perpendicular al plano que forman los vectores $\vec{J}$ y $\vec{H}$, siguiendo la regla de mano derecha. Si la corriente $\vec{J}$ es alterna y el campo $\vec{H}$ constante, entonces la fuerza $\vec{F}$ también es alterna con la misma frecuencia que la intensidad de corriente, produciéndose así ondas mecánicas en el material a inspeccionar.

Para detectar una onda ultrasónica se invierte el proceso para la generación de una onda: el movimiento de las partículas en presencia de un campo magnético superpuesto genera una corriente en el material inspeccionado, que a su vez induce una corriente en la bobina de recepción. Así, la magnitud y la frecuencia de la onda ultrasónica se transforman en una corriente que fluye en la bobina de recepción.

Con un diseño adecuado del campo magnético y los conductores es posible generar ondas longitudinales, transversales (tanto verticales como horizontales) y ondas superficiales. Incluso es posible moldear, hasta cierto punto, el patrón de emisión (lóbulo) de manera similar a como lo hace una matriz de transductores piezoeléctricos o capacitivos.

Este tipo de transductores tienen la ventaja de poder generar ondas ultrasónicas sin necesidad de que el transductor esté en contacto directo con el material a examinar. Se pueden generar varios tipos de ondas y se tiene control sobre la forma del lóbulo de emisión. Finalmente, es

posible realizar una inspección a alta velocidad. Como desventajas podemos citar que solamente se pueden inspeccionar materiales que sean conductores eléctricos.

Desde el punto de vista del sistema de adquisición de datos, el problema principal con este tipo de transductores es la baja relación señal – ruido que poseen. Es necesario utilizar campos magnéticos de gran magnitud y, los circuitos de emisión y recepción deben tener una muy buena adaptación de impedancia.

### 1.3.2.3. Generación y detección de ultrasonido con láser

La generación y detección de ultrasonidos con láser utiliza dos principios diferentes. En cuanto a la emisión, dependiendo de la densidad de energía del pulso láser y del material sobre el que este incide, se produce ultrasonidos por medio de dos procesos diferentes, uno ablativo y el otro termoelástico.

Cuando el material es capaz de absorber energía y el impulso es de alta energía se produce una ablación del material a inspeccionar en el punto de impacto del láser. Esta explosión violenta produce la onda ultrasónica. Si el material es menos absorbente (reflectivo, por ejemplo) y la energía del láser es menor, la interacción entre el material y el láser es menos violenta y se produce un proceso termoelástico: el calor producido expande el material y al disiparse este calor el material se contrae, esta contracción y expansión produce ultrasonido. Según el proceso que produce la emisión, los lóbulos de emisión son diferentes, en ambos casos se producen también ondas superficiales (Davies, et al., 1993).

En cuanto a la recepción, la técnica más utilizada es la del interferómetro de Michelson. Su funcionamiento se basa en la división de una fuente de luz coherente en dos haces que recorren caminos diferentes y luego convergen nuevamente en un foto detector. Uno de los caminos es fijo, constituyendo la referencia, y el otro corresponde al haz que se refleja sobre la superficie cuyo movimiento se desea medir. Debido a que los dos haces se originan a partir de la misma fuente, pequeñas variaciones del recorrido hacen que se produzca una interferencia constructiva o destructiva en el detector. El grado de interferencia depende de la diferencia de distancia recorrida por los haces. Si las distancias son iguales (o la diferencia es un múltiplo exacto de la longitud de onda), entonces, los haces se suman en fase produciendo un punto brillante. Por el contrario, si la diferencia de longitud del camino es un múltiplo de la mitad de la longitud de onda, entonces los haces se suman en contrafase, produciendo un punto oscuro en el detector. Entre estas situaciones extremas se producen valores intermedios de brillo que corresponden al movimiento del material.

La principal ventaja de la generación láser es que no necesita contacto con el material a inspeccionar, el dispositivo láser puede ubicarse a metros de distancia. Las desventajas son varias, un aspecto muy importante es su alto costo, puede dañar la superficie del material a inspeccionar y es muy sensible a vibraciones externas que no tienen que ver con los ultrasonidos.

### 1.3.2.4. Transductores capacitivos

El transductor capacitivo es un condensador de capacitancia variable. El transductor capacitivo se compone de dos placas metálicas paralelas separadas por un material dieléctrico, como el aire (Figura 3).

La capacitancia $C$ entre dos placas paralelas de un transductor capacitivo está dado por la ecuación (2). Donde $\varepsilon$ es la constante dieléctrica, $A$ es el área de las placas paralelas y $d$ es la distancia entre las placas.

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \tag{2}$$

El tipo de transductor capacitivo más común dispone de dos placas paralelas cuya distancia es variable, mientras que el área de las placas y la constante dieléctrica se mantienen constantes.

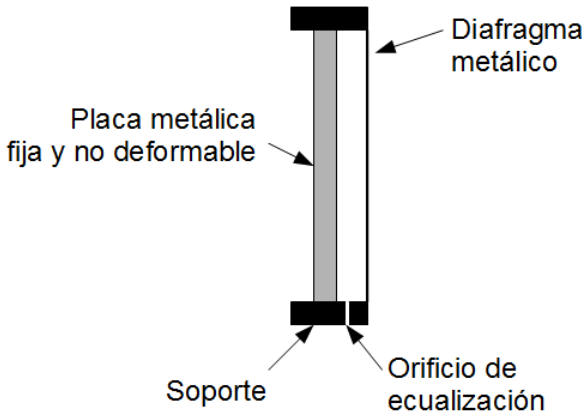



Figura 3. Diagrama esquemático de un transductor capacitivo.

El transductor de ultrasonidos esquematizado en la Figura 3, consta de una fina membrana elástica (diafragma) y un disco rígido de metal, constituyendo así los electrodos de un condensador cuyo dieléctrico es el aire. Si una carga constante es aplicada al condensador (el voltaje de polarización), las variaciones en la capacidad ocasionadas por un campo de presión actuando sobre el diafragma son convertidas a variaciones de voltaje. Considerando que las variaciones estáticas de presión pueden llegar a ser mayores que el campo de presión que se desea detectar, un orificio de ecualización en la cápsula asegura que la presión estática sea la misma dentro y fuera de la cavidad donde se encuentra el condensador.

Existen referencias bibliográficas sobre el uso de transductores capacitivos desde los años 50 (Khul, 1954). La principal limitación de este tipo de transductores es que se requiere un campo eléctrico del orden del millón de voltios por centímetro que para generar fuerzas electrostáticas de un kilogramo por centímetro cuadrado (Oralkan, et al., 2002). Avances recientes en el campo de las tecnologías de micro sistemas (MEMS – Microelectromechanical systems) permiten la construcción de transductores capacitivos con el orden de intensidad de campo eléctrico mencionado gracias a la corta distancia entre las placas paralelas del condensador.

Este tipo de transductores han sido diseñados apuntando a mejorar los ensayos por ultrasonidos con acoplamiento en el aire, sin contacto (Ladabaum, et al., 1998), cuyo desarrollo resulta interesante ya que no se requiere el uso de acoplantes que hacen compleja la tarea de inspección, sobre todo en grandes superficies o en la inspección continua de materiales.

### *1.3.2.5. Transductores piezoeléctricos*

Los transductores piezoeléctricos son los dispositivos más utilizados actualmente para la creación y detección de ondas ultrasónicas (Ladabaum, et al., 1998). El efecto piezoeléctrico directo fue descubierto en 1880 por Jacques y Pierre Curie. Este fenómeno hace que un material piezoeléctrico desarrolle una carga eléctrica en su superficie al ser sometido a una deformación mecánica. Este efecto piezoeléctrico directo de un material determina la calidad de este para actuar como receptor ultrasónico.

Existe además un efecto piezoeléctrico inverso por el cual el material produce una deformación mecánica al ser sometido a un campo eléctrico. Este efecto fue descubierto por Lippmann en 1881. El efecto piezoeléctrico inverso determina la calidad del material para ser utilizado como emisor ultrasónico.

La calidad de un material piezoeléctrico para actuar como un buen receptor o generador de ultrasonido es una característica intrínseca del material.

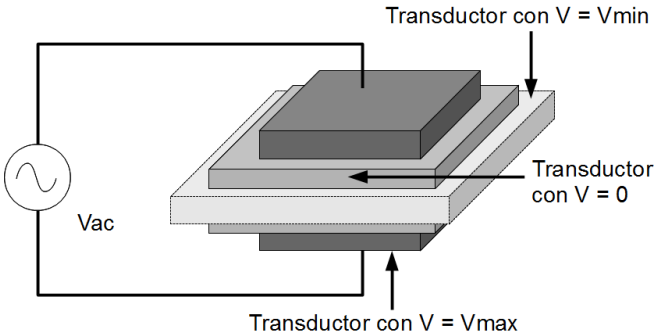



**Figura 4.** Transductor piezoeléctrico sometido a una tensión alterna.

La Figura 4 muestra un transductor sometido a una tensión alterna, se esquematiza la deformación del transductor, que se contrae y se expande al ser sometido a un campo eléctrico. Por otro lado, cuando una onda ultrasónica deforma el transductor este genera un campo eléctrico entre sus electrodos que puede ser registrado por los instrumentos adecuados.

Aún cuando la fuerza generada por el transductor piezoeléctrico pueda ser considerable, la deformación que sufre es típicamente muy pequeña, por lo cual los sensores piezoeléctricos tienen un mejor desempeño en medios sólidos y líquidos, no así en al medios como el aire. Además existe una inercia mecánica asociada con la vibración del material cristalino, como resultado el transductor mantiene su vibración por un tiempo luego de haberse eliminado la tensión de excitación. Esta inercia mecánica causa, además, un retardo entre la llegada de la señal mecánica y el inicio de la vibración en el material cristalino, a este tiempo se le conoce como tiempo de levantamiento de la señal.

Entre los materiales piezoeléctricos naturales, los de uso más frecuente son el cuarzo y la turmalina. De las sustancias sintéticas las que han encontrado mayor aplicación son cerámicas. Las cerámicas de mayor utilización son los titanatos-circoniconatos de plomo (PZT), el titanato de bario y el metaniobato de plomo.

Las cerámicas piezoeléctricas presentan una gran robustez física y un amplio margen de valores en propiedades de interés (constante dieléctrica, coeficientes piezoeléctricos, temperatura de Curie, etc.). Sin embargo, sus parámetros presentan una sensibilidad térmica, así como la pérdida de sus propiedades piezoeléctricas a temperaturas cercanas a las de Curie.

Algunos polímeros presentan propiedades piezoeléctricas, de entre los cuales aquellos basados en fluoruro de polivinilideno (PVDF) y sus co-polímeros son los más conocidos. El efecto piezoeléctrico en estos polímeros fue descubierto por Kaway en 1969 (Kawai, 1969). Los polímetros piezoeléctricos son más flexibles y de menor peso específico que los otros materiales piezoeléctricos, pudiéndose construir sensores con formas variadas.

Debido a que las cerámicas piezoeléctricas son anisotrópicas, las constantes se relacionan con la dirección de la fuerza mecánica o eléctrica aplicada y la dirección perpendicular a la fuerza aplicada. De esta forma, las constantes que caracterizan al material tienen dos números

asociados, que indican la dirección de las cantidades relacionadas. Generalmente la dirección positiva de la polarización de la cerámica se hace coincidir con el eje 3-3, según el esquema que se muestra en la Figura 5.

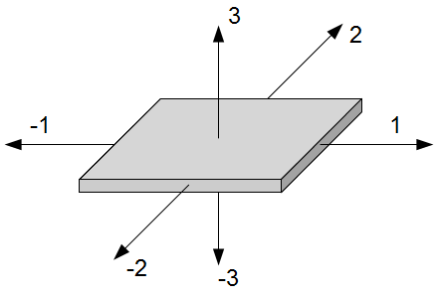



**Figura 5.** Ejes de interés en las cerámicas piezoeléctricas.

Las principales constantes, aquellas que definen en comportamiento de la cerámica son: la constante de carga piezoeléctrica, *d*, la constante de tensión piezoeléctrica, *g*, y el coeficiente de acoplamiento, *k*. Todos estos factores son dependientes de la temperatura. Cada constante utiliza dos subíndices que indican las direcciones de las dos cantidades relacionadas, tales como el tensión (fuerza en el elemento / área del elemento) y la deformación unitaria (cambio en la longitud del elemento / longitud original del elemento). El primer subíndice tiene que ver con el campo eléctrico aplicado o generado y el segundo con la deformación o presión generada o aplicada.

Constante de carga piezoeléctrica (*d*) relaciona la variación dimensional del material piezoeléctrico (en metros) y la diferencia de potencial aplicada (en Volts), o la generación de cargas eléctricas (en Coulombs) y la fuerza aplicada en el material (en Newtons).

Constante de tensión piezoeléctrica (*g*) es la diferencia de potencial generada (en Volts) por unidad de fuerza aplicada (en Newton) o la deformación que sufre el material piezoeléctrico al ser aplicada densidad de carga (en metros cuadrados/Coulomb) dada para una cerámica con longitud de 1 metro. Esta longitud se mide en el sentido de la aplicación de la fuerza.

Coeficiente de acoplamiento (*k*) es un indicador de la eficiencia con la el material piezoeléctrico convierte la energía eléctrica en mecánica y viceversa. Para un disco o una placa de material cuya superficie es grande en relación a su espesor, el coeficiente de acoplamiento de espesor, $k_t$, que equivale a $k_{33}$, expresa el acoplamiento entre un campo eléctrico en la dirección 3 y las vibraciones mecánicas producidas en la misma dirección; por esta razón se le conoce también como la sensibilidad pulso – eco.

Otro parámetro muy importante a la hora de evaluar el uso de un determinado material piezoeléctrico es su impedancia acústica (*Z*), ya que en función de las impedancias acústicas de dos medios adyacentes es posible determinar la fracción de la energía reflejada y transmitida de una onda que incide en la interfaz.

La Figura 6 muestra los valores del coeficiente de acoplamiento de espesor ($k_t$) versus la impedancia acústica (*Z*) de varios materiales piezoeléctricos utilizados actualmente para la construcción de transductores. En la figura se observa que el PVDF tiene una relativamente baja impedancia acústica, esta característica lo hace ideal para su uso en inspección en inmersión en agua. Por otro lado, presenta un relativamente bajo coeficiente de acoplamiento, es valor bajo se debe principalmente a su falta de eficiencia en la emisión, mientras que en la recepción es más eficiente que otros transductores (Day, 1996). El PZT, en cambio, presenta

un mejor coeficiente de acoplamiento debido a que es un muy buen emisor. Como receptor su comportamiento es inferior al PVDF.

A pesar de las desventajas mencionadas el PVDF ofrece un ancho de banda importante, mayor al 150% de ancho de banda fraccional a -6 dB, lo que permite utilizar técnicas de modulación para mejorar la detección (Brown, et al., 1996). En cuanto al PZT, su ancho de banda es estrecho, generalmente menor del 80% (Zhang, et al., 2002).

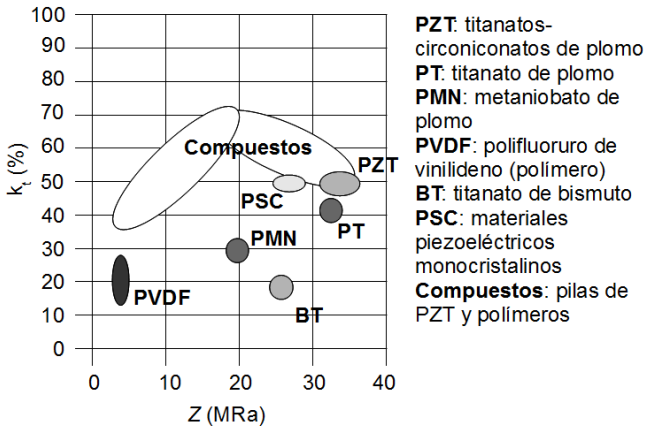



**Figura 6.** Coeficiente de acoplamiento de espesor ($k_t$) versus la impedancia acústica ($Z$) de algunos materiales piezoeléctricos (Levassort, et al., 2002).

Los sensores de PVDF pueden construirse como películas finas y flexibles, lo que permite adaptarlo a superficies alabeadas (Hay, et al., 2002; Li, et al., 2008). Su respuesta frente a cargas externas es bastante lineal y presenta un ancho de banda considerable.

| Material | Inmersión | Contacto | Desventaja | Ventaja |
|---|---|---|---|---|
| Cuarzo | Pobre | Pobre | Transmisión y recepción débil. No se utiliza actualmente | Económico y robusto |
| Niobato del litio | Bueno | Excelente | Costoso | Buen a excelente ancho de banda, robusto y puede operar a altas temperaturas. |
| Sulfato de litio | - | Excelente | Se disuelve en agua | Ninguna |
| PZT-4 | Excelente | Bueno | De banda angosta | Buena penetración. De bajo costo |
| PZT-5A | Excelente | Excelente | De banda angosta | Buena penetración. De bajo costo |
| Óxido de Zinc | Excelente | - | A partir de 20 MHz solamente. Costoso | Buen ancho de banda. Opera en alta frecuencia (GHz) |
| Titanato de bario | Excelente | Excelente | De banda muy estrecha | Buena penetración. De bajo costo |
| Metaniobato de plomo | Excelente | Excelente | Costoso | Buen ancho de banda y sensibilidad |
| PVDF | Excelente | Bueno | No es bueno como emisor | Excelente ancho de banda y sensibilidad |

**Tabla 1.** Comparativa de varios materiales utilizados en transductores para ensayos no destructivos (Day, 1996).

La Tabla 1 resume las características de los distintos materiales piezoeléctricos para su uso en inspección de contacto o inmerso en agua, así como las principales ventajas y desventajas de estos materiales.

El PVDF es sensible al calor, y temperaturas por encima de los 80ºC lo degradan en sus propiedades piezoeléctricas (Brown, et al., 1996), sin embargo, a bajas temperaturas genera tensiones con el cambio de temperatura, fenómeno conocido con el nombre de piroelectricidad. Este efecto puede ser útil para medir temperaturas, pero se constituye en una característica no deseable cuando se desea medir fuerzas debido a la dificultad de aislar ambos efectos.

#### 1.3.2.6. Gas piezoeléctrico

Como se había mencionado en el apartado de los transductores capacitivos, la inspección no destructiva sin contacto o con acoplamiento en el aire ha suscitado interés en la comunidad científica. En este sentido la empresa ULTRAN GROUP (http://www.ultrangroup.com/) ha desarrollado un transductor basado en un gas piezoeléctrico, conocido con el nombre de Gas Matrix Piezoelectric (GMP) (Vun, et al., 2006). Estos dispositivos tienen la más alta eficiencia de transducción en el aire, en general, en gases, tanto en emisión como en recepción. Esta característica permite simplificar grandemente el diseño de los circuitos de emisión y recepción. Finalmente, presentan un ancho de banda fraccional relativamente bajo, entre 30% y 50% (The ULTRAN GROUP, 2008), pudiendo extenderse a un máximo de 100% (The ULTRAN GROUP, 2008).

Los transductores basados en GMP operan en un rango de frecuencias que va desde 50 kHz a 500 kHz según el tipo de transductor. Estos transductores han sido evaluados para uso en aplicaciones sin contacto, como ya se mencionó, en inmersión en agua y en contacto directo en sólidos.

En este trabajo se ha optado por utilizar transductores PVDF y GMP. Los transductores PVDF tienen un ancho de banda importante en comparación con los otros tipos de transductores, por otro lado, puede ser fabricado en forma de láminas finas y relativamente flexible, una características que puede resultar útil para su utilización en los ensayos no destructivos de materiales. En cuanto a los transductores GMP, su alta sensibilidad lo hace interesante para la inspección de materiales de dimensiones importantes, teniendo en cuenta que la atenuación es un factor limitante importante en las técnicas ultrasónicas.

## 1.4. Estado del arte en la inspección con ultrasonidos

En los apartados siguientes se presenta una revisión bibliográfica de los trabajos de investigación que actualmente se están llevando adelante en el área de inspección no destructiva de materiales.

### 1.4.1. Inspección de materiales homogéneos

Un material es considerado homogéneo, desde el punto de vista de una señal ultrasónica, cuando el tamaño de las inhomogeneidades es muy inferior a la longitud de onda de la señal ultrasónica. De esta forma una falla en el material o un cambio notable en sus propiedades mecánicas produce una discontinuidad que ocasiona los fenómenos de reflexión y refracción de ondas, que se presentan con más detalle en el apartado 3.7 del presente trabajo, que permiten su detección.

Un campo muy importante de aplicación de los ultrasonidos es el diagnóstico médico, que en los últimos años ha logrado avances notables. En la última década se ha abierto un nuevo campo que ha surgido como un complemento a las imágenes por ultrasonido que se conoce como elastografía. La elastografía es un método no invasivo por el cual se busca construir imágenes de la rigidez o la deformación de los tejidos blandos para detectar o clasificar los tumores.

La elastografía se basa en dos hechos conocidos: a) que existen diferencias significativas entre las propiedades mecánicas de los componentes del tejido y b) que la información contenida en la dispersión coherente o moteado (speckle), es suficiente para describir estas diferencias a raíz de un estímulo mecánico interno o externo (Konofagou, et al., 2003). Esta es también la razón por la palpación ha demostrado ser una herramienta esencial en la detección y localización del cáncer, de forma que la elastografía se la podría considerar como una palpación ultrasónica.

Una técnica desarrollada últimamente utiliza ondas transversales para realizar la elastografía en tejidos mamarios en busca de tejidos que podrían ser lesiones malignas. La técnica se basa en la estimación del módulo cortante complejo a partir de la propagación de onda en el tejido (Orescanin, et al., 2011). Aunque la principal aplicación de la elastografía es la inspección de tejido vivo, también se ha propuesto el uso del mismo principio para la inspección no destructiva de materiales. En particular, un trabajo interesante (Kramer, 2003), propone utilizar la elastografía para determinar la existencia de irregularidades en aleaciones de titanio. Estas irregularidades no producen grietas hasta que el material esté sometido a tensión, por lo que, en el momento de la fabricación no son fácilmente detectables con las técnicas de inspección ultrasónica conocidas.

Los trabajos citados muestran el interés por las ondas transversales, cuya generación y modelado son áreas de trabajo importantes, ya que es necesario modelar adecuadamente su propagación en un medio para poder estimar las características relevantes de este medio.

En cuanto a los transductores ultrasónicos, la idea de generar ondas longitudinales y transversales utilizando un único transductor no es nueva (Jen, et al., 1988), actualmente existen trabajos en los que se presentan el diseño de transductores que son capaces de introducir en los materiales ondas transversales (Jian, et al., 2006; Matsuo, et al., 2007; Jen, et al., 2006). En algunos de los trabajos mencionados se utilizan la conversión de modo que se produce en una interfaz para introducir ondas transversales y algunos transductores pueden introducir ambas ondas a la vez, pero se necesita un elemento al cual se adhiere el transductor, el cual solamente produce ondas longitudinales, de tal forma que por reflexión y/o refracción se introducen en el material ondas transversales. Este esquema puede ser útil en algunas circunstancias, pero introduce un elemento adicional y una interfaz adicional que implica pérdida de la energía de emisión. Los transductores PVDF son capaces de emitir ondas longitudinales y transversales directamente en el material, siendo una ventaja adicional de este tipo de transductores su flexibilidad cuando se construyen en forma de láminas finas, como las que fabrica Measurement Specialties Inc., cuyos dispositivos son utilizados en este trabajo (Measurement Specialties, Inc., 2008).

Si bien la inspección no destructiva con ultrasonidos ha crecido extraordinariamente en los últimos años, una limitación importante del método lo constituye la necesidad del contacto físico entre el transductor y el espécimen. La eliminación de la necesidad de contacto transductor – espécimen permitiría, por ejemplo, la inspección de materiales a medida que son fabricados en una línea de producción, inspeccionar materiales en forma de polvo, materiales sin endurecerse o materiales higroscópicos donde el contacto no sería posible, etc. También sería mucho más sencillo el procedimiento de inspección de grandes superficies o estructuras como carreteras o puentes.

Existen en la bibliografía algunos ejemplos de utilización de esta técnica para la inspección de materiales. En (Padiyar, et al., 2009) se presenta la utilización de ultrasonidos para inspección rápida de grietas en obleas de silicio. Los ultrasonidos son introducidos en la oblea por medio de un transductor sin contacto, la oblea hace de guía de onda del ultrasonido y otro

transductor recibe la señal. El análisis de la señal recibida permite determinar la existencia de grietas en la oblea.

El uso de ultrasonidos para la inspección del hormigón es bien conocido, pero la inspección con técnicas sin contacto es un tema de investigación actual. En (Berriman, et al., 2006) se utilizan transductores ultrasónicos electrostáticos con amplio ancho de banda y excitación utilizando un barrido en frecuencia (chirp). En este trabajo se investiga los beneficios de utilizar el análisis tiempo-frecuencia, tanto para la recuperación de la onda y la generación de imagenes en la presencia de bajos niveles de señal. Para la detección del chirp se utilizan la transformada de Fourier de corta duración, la transformada Wavelet, la distribución de Wigner-Ville y la transformada de Hough.

Una limitación de esta técnica es la imposibilidad de introducir en el material ondas transversales. Por otro lado, se necesitan transductores potentes de gran eficiencia y los circuitos de recepción deben ser altamente sensibles y bajo ruido.

### 1.4.2. Materiales no homogéneos

En los últimos años ha habido grandes avances en el desarrollo de materiales compuestos. Los materiales compuestos son aquellos formados por la unión de dos o más componentes, distinguibles físicamente y separables mecánicamente, para conseguir una dada combinación de propiedades que no es posible obtener con los materiales originales. Ejemplo de este tipo de materiales son los multilaminados de madera o aquellos construidos sobre la base de fibra de carbono.

Los materiales compuestos tienen propiedades físico mecánicas y otras que son a menudo superiores a los tradicionales materiales monolíticos metálicos y poliméricos utilizados en la construcción civil, mecánica y aeroespacial. También son generalmente más ligeros y más económicos de construir. Además, pueden ser diseñados específicamente para determinados usos estructurales. Por estas razones, los materiales compuestos han encontrado amplio uso en aplicaciones estructurales. Estos materiales poseen microestructuras complejas y son, en general, anisótropos y no homogéneos.

El estudio de la propagación de ondas en medios formados por capas planas ha sido estudiado inicialmente gracias a la sismología, buscando modelar las señales recibidas en los sismógrafos. Si la longitud de onda es más grande que el espesor de las capas, las velocidades de propagación de la onda, tanto longitudinal como transversal, son independientes de la frecuencia, y el medio formado por capas superpuestas se puede modelar como un medio homogéneo transversalmente isotrópico. Cuando la longitud de onda de la señal se aproxima al espesor de las capas se produce un fuerte efecto de dispersión, debido al fenómeno de refracción y reflexión en las interfaces de las capas. Durante la década de los setenta se desarrollaron soluciones exactas para la propagación de ondas armónicas en un medio laminado, es decir compuesto por capas relativamente finas, donde el material de cada capa es considerado elástico, homogéneo e isotrópico utilizando el concepto de ondas de Floquet. Con este mismo concepto, pero ya en los años 80 y 90 se han desarrollado soluciones exactas para el efecto de dispersión en materiales laminados, cuyos materiales son anisotrónicos (Datta, et al., 2009).

En lo relativo a materiales reforzados con partículas, como es el caso del hormigón, también tuvo su origen en la sismología gracias a la necesidad de estudiar la velocidad propagación de ondas en rocas impregnadas de fluidos. Los estudios iniciales se limitan a un medio formado por dos fases, por un lado un fluido y medios sólidos con partículas esféricas considerando una baja concentración de esferas y longitudes de onda grandes en comparación con la

dimensión de las partículas. En la década de los setenta e inicio de los ochenta se ha podido modelar un medio continuo con concentraciones arbitrarias de esferas, siendo la longitud de onda de la señal mucho mayor que el diámetro de las esferas, como un medio uniforme cuyas propiedades elásticas efectivas relacionadas con las propiedades del medio y de las inclusiones. Existen relativamente pocos trabajos que consideren inclusiones que no sean esféricas, en algunos casos se han estudiado inclusiones de formas esferoides (Datta, et al., 2009).

#### *1.4.2.1. Mortero y hormigón*

El hormigón es un material muy utilizado en todo tipo de construcciones en el mundo debido principalmente a su versatilidad y eficiencia energética para su fabricación (Illston, et al., 2001). Se utiliza en la construcción desde los cimientos hasta las estructuras de soporte principal de las edificaciones, en caminos, etc.

En su forma más simple el hormigón es una mezcla de cemento, agua y áridos. Inicialmente la mezcla es una pasta relativamente fluida por lo que toma la forma del molde que la contiene. Una vez endurecido es muy resistente, sobre todo a la compresión. En algunas situaciones se utilizan el acero como refuerzo, como en los casos en que la pieza estructural está sometida a tracción. Otro uso importante del acero se da en el hormigón pre o post-tensado, donde el acero es utilizado para aplicarle una tensión al hormigón utilizando para ello el acero, de forma a aprovechar mejor su resistencia a la compresión.

El cemento endurecido podría ser utilizado como elemento de construcción, pero presenta dos desventajas importantes: los cambios en las dimensiones al ser sometido a cargas y el costo del material por unidad de volumen sería elevado. Para paliar estas desventajas se utilizan los áridos. Lo ideal sería utilizar áridos con un rango continuo del tamaño de las partículas desde arena fina hasta piedras del mayor tamaño posible, los cuales quedan unidos gracias al cemento endurecido. Los áridos dentro del hormigón ocupan del 65% al 80% del total del volumen (Illston, 2001).

Pueden utilizarse arenas y grabas de orígenes naturales o producidos artificialmente por el machaqueo de rocas. Deben tener el mismo o mayor grado de resistencia y durabilidad que se exige del cemento. Los preferidos son los áridos del tipo silíceo y los que provienen del machaqueo de rocas de origen volcánico (Jimenez Montoya, et al., 1981). La selección del tipo de árido es importante dado que deben ser inertes desde el punto de vista del proceso químico de endurecimiento del cemento.

Los áridos menores que 5 mm. son considerados áridos finos y los mayores, áridos gruesos o graba. El menor tamaño de los áridos finos es aproximadamente 0.08 mm. Áridos de tamaño menor deben ser limitados a menos del 2% (Jimenez Montoya, et al., 1981). En cuanto a los áridos gruesos, el tamaño máximo suele ser de entre 40 a 50 mm.

Desde el punto de vista de la reología (estudio de la deformación de un material) el hormigón es un pseudosólido elasto–visco–plástico (Jimenez Montoya, et al., 1981). Si al hormigón se le aplica una carga en un momento determinado, el hormigón se deforma y esta deformación tiene dos componentes: una elástica y otra plástica. Además de la deformación que se produce inmediatamente al ser aplicada la fuerza, existe una deformación que aumenta con el paso del tiempo aunque la carga se mantenga constante. Esta deformación diferida también tiene componentes elásticas y plásticas. Una característica importante de las deformaciones elástica es que al ser retirada la carga esta deformación desaparece, lo mismo ocurre con la deformación elásticas diferidas que también se recuperan con el tiempo. Las deformaciones plásticas son permanentes.

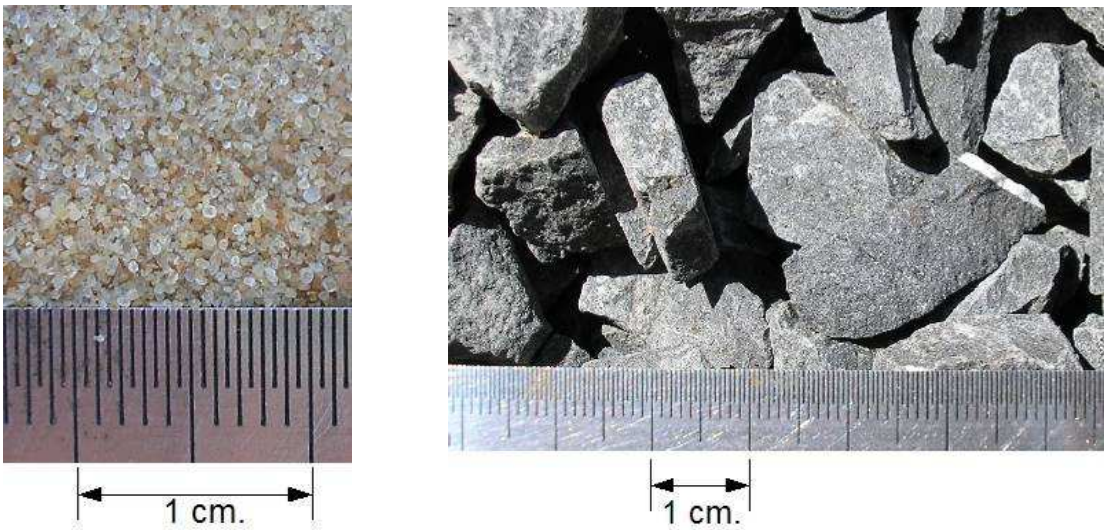



**Figura 7.** Ejemplo de árido fino (izquierda) y árido grueso (derecha) usado para la fabricación de hormigón en Paraguay.

Para analizar el comportamiento a nivel microscópico del hormigón cuando se le aplica una carga es importante considerar que está compuesto por cemento endurecido y árido. La micro estructura de la zona de contacto entre el cemento endurecido y el árido se muestra en la **Figura 8**. Esta zona es mucho menos resistente ya que los granos de cemento endurecido no se adhieren a la superficie del árido. Los áridos están cubiertos de filamentos de silicatos cálcicos hidratados en toda su superficie, pero estos silicatos no se unen a los de la matriz del cemento, sino que se encuentran separadas de ellas por cristales de hidróxido de calcio y sulfoaluminato cálcico. Esta zona, denominada de transición, es más débil que el resto de la matriz de cemento y es por donde empiezan a formarse las microfisuras, que finalmente producirán la falla (Illston, 2001).

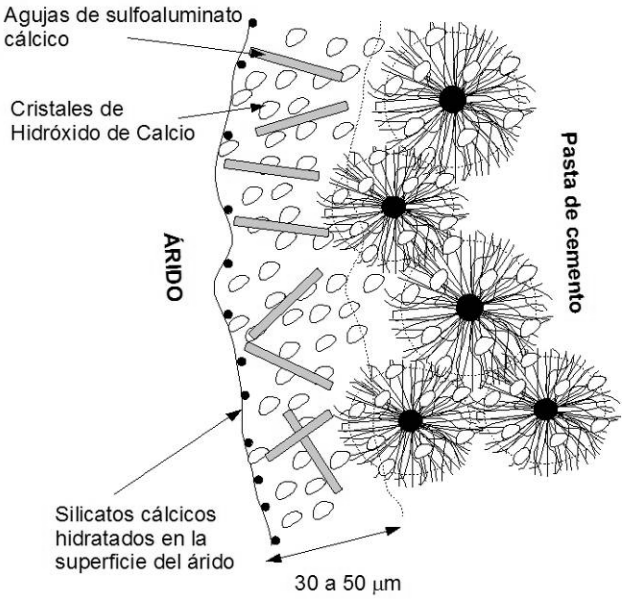



**Figura 8.** Micro estructura de la matriz de cemento próxima a un árido.

El comportamiento tensión – deformación no lineal del hormigón se debe principalmente a la contribución de las microfisuras a la deformación cuando se incrementa la carga (Illston,

2001). Se pueden identificar cuatro etapas en el desarrollo de estas fisuras (ver Figura 9) cuando la pieza es sometida a compresión, las cuales son:

a) Desde el inicio de carga hasta antes del 30% de la carga máxima. En esta primera etapa, las fisuras en la zona de transición se mantiene estables y la curva tensión – deformación es prácticamente lineal.

b) Desde el 30% de la carga máxima antes del 50%. En la segunda etapa las fisuras comienzan a incrementarse en número, largo y ancho, aunque son todavía estables y se encuentran solamente en las zonas de transición. Este aumento de las fisuras produce un aumento en la no – linealidad de la curva tensión – deformación.

c) Desde el 50% hasta el 75% de la carga máxima. Las fisuras comienzan a propagarse fuera de la zona de transición y dentro de la matriz de cemento volviéndose inestables, por esta razón en esta tercera etapa, la no linealidad de la curva tensión – deformación aumenta.

d) Después del 75% de la carga máxima. Finalmente, en la cuarta etapa, fisuras inestables crecen en tamaño y frecuencia dentro de la pieza produciendo grandes deformaciones. Las fisuras independientes se juntan para producir varias fisuras más largas y que recorren un camino paralelo al eje de aplicación de la carga.

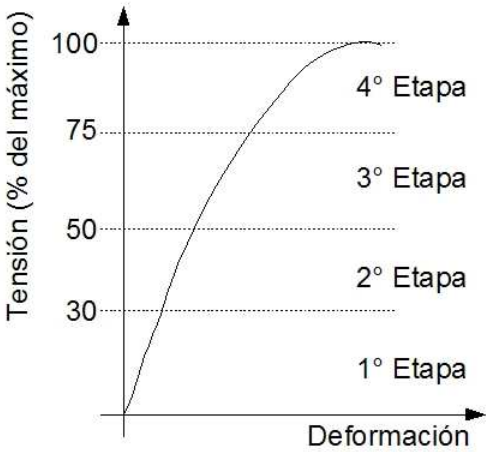



**Figura 9.** Grafico tensión - deformación a la compresión del hormigón.

Cabe mencionar que la destrucción total de la pieza de hormigón se producen con deformaciones mucho mayores produciéndose un descenso en la curva de tensión – deformación luego de alcanzada la tensión máxima.

En cuanto a la inspección de hormigón con ultrasonidos, una de las primeras aplicaciones ha sido la determinación de la resistencia a la compresión, la cual se puede relacionar con la velocidad de propagación. Desgraciadamente, numerosos parámetros afectan a la correlación (Illston, 2001) (Schickert, 2002). El trabajo (Solís, et al., 2006) presenta un ejemplo de correlación entre resistencia y velocidad, en el cual se indican que los parámetros que más influyen son la calidad de los agregados y la cantidad de agua utilizada en la mezcla, que está asociada a la cantidad de cemento para una misma relación agua-cemento. Otro trabajo interesante aplicado a la determinación de la máxima resistencia a la compresión se presenta en (Kim, et al., 2005). En este trabajo se propone medir algunos parámetros de una señal ultrasónica que recorre el material y utilizar lógica difusa para estimar la máxima resistencia a la compresión en función de los parámetros de la onda ultrasónica. En (Young S. Cho, 2005) se utilizan ondas superficiales en lozas de mortero para conocer la resistencia de las mismas. De las experiencias realizadas los autores concluyen que la velocidad de propagación de la

onda superficial está en relación directa con la resistencia del mortero, dicho de otra manera, a mayor resistencia mayor es la velocidad de propagación. Además este trabajo propone una técnica simple para evitar el problema de onda reflejada por el fondo de la losa.

Determinar el avance del proceso de endurecimiento es otra aplicación exitosa en la cual se mide la velocidad de propagación de un pulso ultrasónico, notándose una menor velocidad de propagación cuando el hormigón está muy húmedo y aumentado a medida que adquiere resistencia (Reinhardt, et al., 2000) (Pu, et al., 2004) (del Río, et al., 2004). Otra técnica utilizada para esta aplicación es la medida del coeficiente de reflexión de las ondas transversales que no pueden existir en los líquidos (Schickert, 2002).

La caracterización de una fisura en una pieza de hormigón es muy importante para conocer el estado de esa pieza (Daponte, et al., 1995) (Van Hauwaert, et al., 1998) (Warnemuende, et al., 2004). Utilizando la técnica pulso – eco es posible estimar la profundidad de la fisura midiendo el tiempo de vuelo, ver Figura 10. Un problema que se presenta es la presencia de los refuerzos de acero que pueden distorsionar la mediada. Fisuras en los refuerzos de acero también se han podido detectar exitosamente utilizando la técnica pulso eco, aplicando la señal en el acero (Schickert, 2002). Otra idea interesante presentada en (Warnemuende, et al., 2004) utiliza el análisis espectral de una onda mecánica, cuyas componentes en frecuencia son modificadas por cambios en las fisuras que se producen debido a otra onda mecánica, de allí el nombre de Modulación Acústica Activa (AMA por sus siglas en inglés). Para implementar la modulación activa se emiten dos señales, una utilizando transductores ultrasónicos y la modulante utilizando un martillo. Los resultados preliminares presentados indican que a medida que el daño es mayor, también es mayor la sensibilidad a la distorsión armónica total. Esta sensibilidad se define en la expresión (3) donde $THD_0$ es la distorsión armónica total de una probeta sin daño y $THD$ es la distorsión armónica total de la probeta dañada.

$$D_f = 1 - \frac{THD_0}{THD} \tag{3}$$

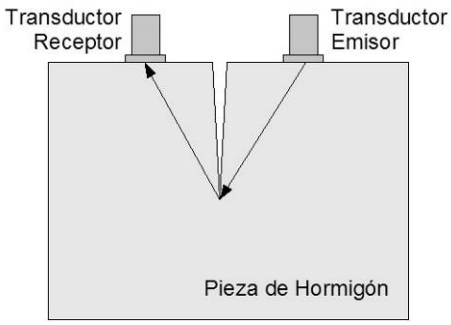



**Figura 10.** Estimación de profundidad de fisura midiendo tiempo de vuelo.

Otro trabajo similar al descrito en el párrafo anterior utiliza técnicas de impacto – eco para detectar fallas en columnas de hormigón (Hsiao, et al., 1999). El trabajo realiza un análisis en frecuencia de la señal que se produce por la vibración de la columna al ser golpeada por el martillo. Cuando existe una fractura estos modos de vibración se modifican con relación a una estructura sin daño. Según los autores, aparecen frecuencias más bajas a las obtenidas sin daño y los picos en el espectro en frecuencia están relacionados con la ubicación relativa de la falla en función del punto de impacto.

## 1.5. Resumen del capítulo

En este capítulo se realiza una revisión bibliográfica de los ensayos no destructivos y los procedimientos técnicos de realización práctica, las cuales se discuten brevemente. Siendo actualmente las técnicas basadas en ultrasonidos una de las utilizadas por sus características.

Se presentan los componentes de un sistema de inspección basado en ultrasonidos, describiendo sus funciones y realizando una revisión de las tecnologías de transducción para la emisión y recepción de ultrasonidos, enfatizando en las tecnologías basadas en el efecto piezoeléctrico y que podrían resultar relevantes para la inspección con contacto de materiales sólidos.

Se presenta también, una revisión de los trabajos de investigación más relevantes en el área de la inspección no destructiva con ultrasonidos. En particular, la inspección no destructiva de los materiales de construcción se ha venido realizando desde el inicio histórico de este tipo de ensayos, destacándose el uso de técnicas basadas en ultrasonidos para la detección y caracterización de grietas y oquedades. Así como la correlación entre la velocidad de propagación de las ondas longitudinales con la resistencia del material, aunque este método se lo utiliza normalmente para contrastación con otras técnicas.

No obstante, las técnicas basadas en ultrasonidos constituyen una metodología de inspección muy apreciada por sus características nos invasivas, no radiantes y que requiere de una electrónica de bajo costo relativo, queda aún mucho por investigar a fin de comprender los complejos fenómenos de interacción de las ondas con el medio en el que se propaga, con el afán de obtener un sistema de inspección confiable y robusto para sustituir a los ensayos destructivos. En particular, de la revisión bibliográfica realizada se puede destacar la necesidad de buscar técnicas de procesamiento de señal que permitan la utilización de transductores relativamente pequeños, de amplia disponibilidad y de bajo costo relativo. Por otro lado, es importante la portabilidad de los instrumentos para inspeccionar lugares difíciles de alcanzar o con formas no estandarizadas.

# Capítulo 2.
# Plataforma Experimental

Con el fin de estudiar la propagación de ondas ultrasónicas en los distintos materiales y contrastar los resultados teóricos con experimentos reales se ha desarrollado una plataforma experimental que se describe en este capítulo.

Los transductores ultrasónicos de emisión y recepción son piezas clave, ya que gracias a ellos es posible introducir la señal ultrasónica en el material a inspeccionar y, posteriormente, recibir la señal que ha atravesado el material.

Se ha optado por implementar la emisión y la recepción utilizando transductores independientes de forma a optimizar los circuitos del amplificador de emisión y los circuitos de acondicionamiento de señal en la recepción (esquema conocido como pitch – catch en inglés). Una característica importante del amplificador de emisión es la necesidad de una alta tensión que permita excitar adecuadamente al transductor, además, dadas las técnicas que se proponen investigar, se requiere además un amplificador lineal, no solamente un generador de pulsos.

Una computadora tipo IBM PC compatible con el sistema operativo Windows, constituye el elemento principal de control del sistema experimental.

Para la realización del sistema, se requieren de etapas de generación y digitalización de señales analógicas, así como de sincronización y temporización de señales digitales, tareas efectuadas por una tarjeta multifunción, la PCI-6111E, de la firma National Instruments.

Finalmente se ha desarrollado un software para Windows que controla el proceso de emisión y recepción de las señales ultrasónica, permite presentar las señales en la pantalla de la computadora. Este software ha sido desarrollado utilizando la herramienta LabWindows de National Instruments. El software permite el almacenamiento de las señales adquiridas para su posterior análisis utilizando herramientas adecuadas, como Matlab™.

A continuación se describen en detalle cada una de los componentes de la bancada experimental.

## *2.1. Transductores ultrasónicos*

Considerando el análisis realizado en el primer capítulo, en esta sección se describen los transductores utilizados en este trabajo. Uno de ellos basado en la tecnología de gas piezoeléctrico denominada GMP, desarrollada por la empresa ULTRAN GROUP Inc. (http://wwww.ultrangroup.com/). El segundo es un transductor basado en un polímero piezoeléctrico artificial, el PVDF, producto comercial de la empresa Measurement Specialties Inc. (http://www.meas-spec.com/).

### 2.1.1. Los PVDF

Los transductores de PVDF se fabrican depositando el polímero sobre un substrato plástico, sin encapsulado, razón por la cual son de bajo coste. Además, pueden ser fabricados con una amplia gama de formas y tamaños. Sin embargo, son dispositivos relativamente frágiles.

Las principales características (Measurement Specialties, Inc., 2008) del co-polímero de PVDF fabricado por Measurement Specialties Inc. son:

- Amplio rango de frecuencia de operación 0.001 Hz a $10^8$ Hz.
- Opera en un amplio rango de presiones que pueden ser detectadas (desde ~0,06 Pa hasta varios MPa).
- Baja impedancia acústica, próxima a la del agua.
- Presenta un buen comportamiento elástico.
- Alta tensión de salida, 10 veces mayor que la cerámica piezoeléctrica para la misma fuerza aplicada.
- Alta rigidez dieléctrica, es capaz de resistir fuertes campos eléctricos (75V/μm).
- Alta resistencia mecánica y resistencia al impacto.
- Alta estabilidad, resistente a la humedad (<0,02% de absorción de humedad), inerte a la mayoría de los productos químicos, oxidantes, la luz ultravioleta intensa y la radiación nuclear.
- Puede ser construido en formas complejas.
- Puede ser adherido con adhesivos comerciales.

Dos transductores han sido utilizados en este trabajo:

a) FDT1-052K: que cuenta con una capa de PVDF de 52 μm de espesor, 11,2 mm de ancho y 28,6 mm de largo. La Figura 11 muestra las dimensiones del FST1-052K.

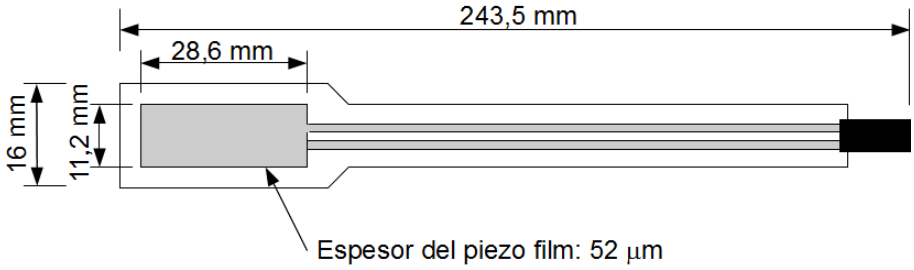



**Figura 11.** Dimensiones del transductor FDT1-052K.

b) SDT1-028K: con una capa de PVDF de 28 μm de espesor, 11,2 mm de ancho y 28 mm de largo. La Figura 12 muestra las dimensiones de este transductor. Un detalle constructivo de este transductor puede apreciarse en la Figura 13, el material activo del transductor está construido sobre una lámina de plata que está doblada como puede observarse en la figura. Esta configuración mejora la eficacia del transductor (Measurement Specialties, Inc., 2008).

El transductor puede modelarse como un capacitor, que al ser conectado un circuito a sus terminales el transductor ve una resistencia como carga. La frecuencia de corte del circuito está dada por el producto de la capacitancia y la resistencia. Para frecuencias inferiores a la frecuencia de corte, la respuesta en frecuencia tiene pendiente lineal de 20 dB / década. Esta característica es la de un diferenciador, y, por lo tanto, la salida es proporcional a la tasa de cambio de la entrada. Frecuencias por encima de la frecuencia de corte la salida es directamente proporcional a la entrada.

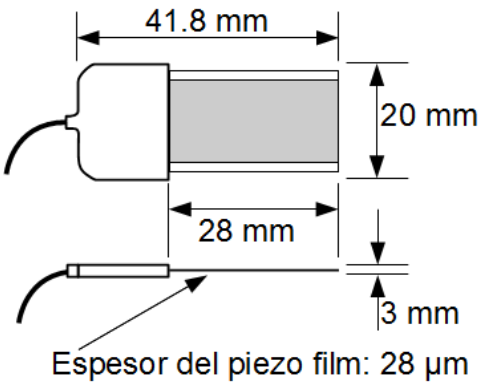



**Figura 12.** Dimensiones del transductor PVDF SDT1-028K

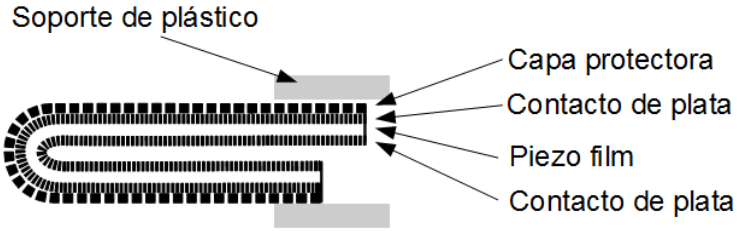



**Figura 13.** Detalle de construcción del Sensor SDT1-028K.

Una característica de estos transductores es que emiten ondas longitudinales y transversales (Measurement Specialties, Inc., 2008) dependiendo de la frecuencia en la que operan. En frecuencias menores a 100 kHz emite principalmente ondas transversales; mientras que a frecuencias de operación más altas, > 200 kHz, emite principalmente ondas longitudinales (Figura 14).

Gracias a la alta rigidez dieléctrica del PVDF estos transductores soportan tensiones de hasta los 700 V en la emisión.

Suponiendo una determinada carga aplicada al transductor los valores de tensión que se obtienen se calculan utilizando las constantes de tensión piezoeléctrica dadas por el fabricante. Para los transductores de PVDF el fabricante indica que las constantes tienen los valores:

$$g_{33} = -339 \times 10^{-3} \frac{V/m}{N/m^2}$$

$$g_{31} = 216 \times 10^{-3} \frac{V/m}{N/m^2}$$

Considerando las dimensiones del transductor FDT1-052K y las constantes más arriba indicadas, y suponiendo una fuerza aplicada de 6,45 N en la dirección 3, es decir, en el eje z de la Figura 14, tenemos:

$$V = -(-339 \times 10^{-3}) \left( -\frac{6{,}45}{(11{,}2 \times 10^{-3}) \times (28{,}6 \times 10^{-3})} \right) (52 \times 10^{-6})$$

La tensión es de -0,35 V, el signo negativo indica que si la fuerza es de compresión la tensión es contraria al sentido de aplicación de la fuerza.

Por otro lado, si suponemos la misma fuerza aplicada al transductor, pero en la dirección 1, es decir, en la dirección del eje y de la Figura 14, entonces tenemos:

$$V = -(216 \times 10^{-3})\left(-\frac{6{,}45}{(52 \times 10^{-6}) \times (28{,}6 \times 10^{-3})}\right)(52 \times 10^{-6})$$

Obtendremos -48,7 V en los bornes del transductor. La mayor tensión se debe a área pequeña sobre la que se aplica la fuerza (Measurement Specialties, Inc., 2008).

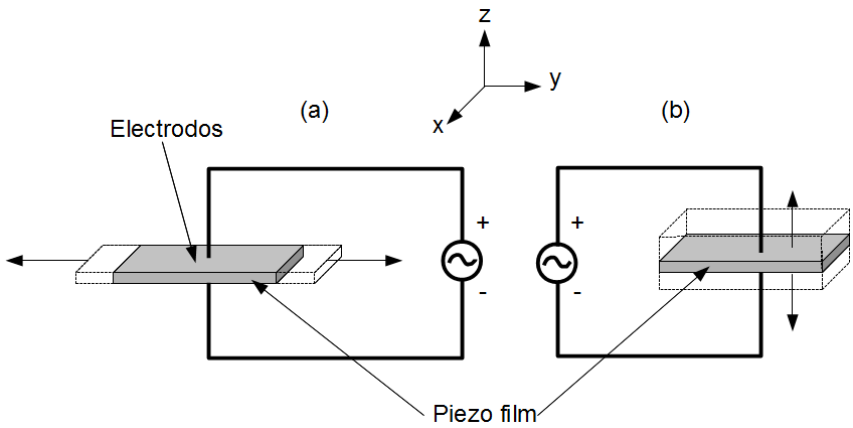



**Figura 14.** Modos de oscilación del transductor PVDF, (a) transversal y (b) longitudinal.

Dada la naturaleza capacitiva de los dispositivos piezo film son susceptibles a las interferencias electromagnéticas, por lo que para minimizarlas se ha construido una jaula de Faraday alrededor del transductor emisor. En cuanto al cable, el Sensor (SDT1-028K) posee un cable apantallado. Poner una foto del transductor receptor y su malla protectora.

### 2.1.2. Transductores GMP

ULTRAN GROUP Inc. fabrica, entre otros, transductores específicamente diseñados para operar por contacto. El transductor utilizado es el GRD100-D28 que posee un área activa de 28 mm y una línea de retardo (delay line) como se muestra en la Figura 15, cuya función es doble, por un lado, adaptar la impedancia acústica entre el transductor y el material a inspeccionar y, por el otro, proteger la membrana del transductor que es mecánicamente poco resistente. Este elemento produce un retardo constante de 17µs en la propagación de la onda ultrasónica, según las especificaciones técnicas propuestas por el fabricante.

Una de las desventajas de esta línea de retardo es que aumenta la constante mecánica del transductor, lo que se traduce en una disminución del ancho de banda efectivo del mismo.

La capacitancia del transductor es de 560 pF, la frecuencia central del transductor es de 94 kHz, con un ancho de banda a -6 dB de 45%. El fabricante no publica mayores detalles constructivos de este transductor ni del comportamiento del gas piezoeléctrico utilizado.

### 2.1.3. Comparación entre el PVDF y el GMP

El PVDF posee características que lo hacen interesantes en algunas aplicaciones, por ejemplo la baja impedancia acústica en comparación con las cerámicas piezoeléctricas hace óptimo su uso en el agua, tejidos humanos y otros materiales cuya impedancia sea similar a la del agua. Los piezo film también tienen ciertas limitaciones para determinadas aplicaciones, relativas a la transmisión electromecánica comparada con las cerámicas piezoeléctricas, si los electrodos del piezo film están expuestos, estos pueden ser sensibles a las radiaciones electromagnéticas, por lo que necesitan una pantalla adecuada. Los transductores piezo film no pueden ser

utilizados a temperaturas mayores que 100° centígrados. En contrapartida posee una excelente sensibilidad, un importante ancho de banda, es mecánicamente resistente y económico. Otra característica importante del transductor PVDF lo constituye la posibilidad de utilizar un único transductor para emitir ondas tanto longitudinales como transversales. Cuando la frecuencia de excitación es relativamente baja, < 100kHz, se producen principalmente ondas transversales. Mientras que con frecuencias altas, > que 100kHz, se producen principalmente ondas longitudinales. No se ha encontrado en la literatura consultada que ningún otro autor haya utilizado el transductor mencionado para la emisión y recepción de ondas longitudinales y transversales, constituyendo esta selección un aporte de este trabajo.

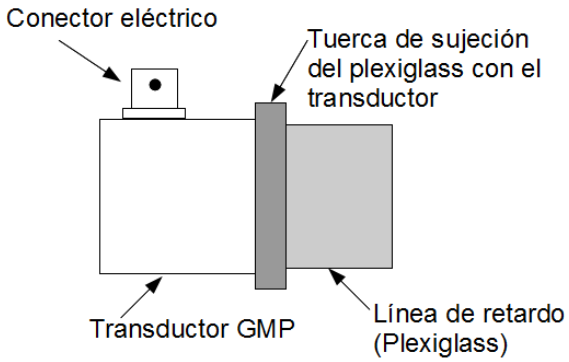



**Figura 15.** Transductor GMP con la línea de retardo.

Dos transductores fabricados por la empresa Measurement Specialties Inc. han sido evaluados, el sensor SDT1-028K y el FDT1-052K. Aunque ambos son similares en sus características el primero presenta una mayor sensibilidad en la recepción y mejor comportamiento en la emisión debido a la mayor superficie del polímero con que cuenta. Por esta razón el transductor SDT1-028K es el utilizado en este trabajo.

En cuanto a los transductores GMP, al ser un gas piezoeléctrico, solamente emite ondas longitudinales. Físicamente, el transductor dispone de una fina lámina que contiene el gas piezoeléctrico dentro del transductor. Esta lámina es la que vibra para producir la onda mecánica y no puede ser puesta en contacto con la pieza a inspeccionar por el riesgo de rotura. Esta es una de las razones por las cuales el fabricante recomienda el uso de la línea de retardo de plexiglass para inspección por contacto, por otro lado, esta línea de retardo elimina los problemas del campo cercano del transductor. Una de las desventajas de esta línea de retardo es que aumenta la constante mecánica del transductor, lo que se traduce en una disminución del ancho de banda efectivo del mismo.

## 2.2. Acondicionamiento de señal

En este apartado se describe el diseño y la implementación de dos amplificadores para la emisión de señales ultrasónicas, uno para ser utilizado con el transductor GMP y el otro para el transductor piezo film. Además se presenta el diseño e implementación de los circuitos de acondicionamiento de señal para la recepción, uno para el piezo film y otro para el GMP.

### 2.2.1. Amplificador de alta tensión para emisión

En muchas aplicaciones de inspección con ultrasonidos, la señal de excitación del transductor de emisión es un pulso rectangular cuyo semiperiodo es el menor que el ancho de banda del circuito emisor permite generar. Con esta señal de excitación, el transductor emite teóricamente utilizando todo su ancho de banda. Un ejemplo se puede encontrar en (Salazar, et al., 2003), en este caso la tensión máxima del pulso alcanza los 800 voltios.

El problema con este esquema de emisión es que no se tiene un control adecuado sobre el proceso de emisión, en particular, no se tiene control sobre la relación señal ruido (SNR) de la señal emitida en la banda de frecuencia. Los transductores piezoeléctricos poseen, por sus características físicas y de construcción, un rango de frecuencia de operación, conocida como frecuencia central, en el cual emite con mayor energía. Los componentes de frecuencia fuera de este rango son atenuados abruptamente. Para aprovechar mejor el ancho de banda que ofrecen los dos tipos de transductores utilizados en este trabajo, se requiere de amplificadores que sean capaces de generar formas de onda arbitrarias en un determinado ancho de banda.

La principal característica de los amplificadores para la emisión tanto del transductor GMP como del piezo film es la relativa alta tensión requerida, con el ancho de banda adecuado. Además, ambos transductores se presentan al amplificador como capacitancias, con relativo alto valor (piezo film: 2,78 nF y GMP: 560 pF), lo que afecta a la estabilidad de los amplificadores y requiere de los mismos características especiales.

La corriente máxima de la fuente está dada por la expresión $I = F \cdot C \cdot V_{p-p}$, donde $C$ es la capacitancia del transductor, $F$ es la frecuencia de excitación y $V_{p-p}$ la tensión máxima pico a pico que se desea alcanzar. Por ejemplo, si $V_{p-p} = 300\,V$, $F = 150\,kHz$ y $C = 2{,}78\,nF$ entonces la corriente que la fuente debe soportar es de 790 mA.

Para amplificadores de alta tensión, textos clásicos (Horowitz, et al., 1989; Franco, 1998) proponen el esquema puente maestro – esclavo que se ilustra en la Figura 16. El amplificador denominado A1 es el amplificador maestro y el A2 el esclavo.

La señal de entrada Vin es aplicada al terminal inversor del amplificador maestro, en tanto que el amplificador esclavo está conectado en una configuración inversora con ganancia unitaria, cuya entrada es la salida del amplificador esclavo. La ganancia total de tensión está dada por la ganancia del amplificador maestro: Rf/Rs. Esta configuración conforma un amplificador de tensión diferencial, con el cual es posible entregar a la carga una tensión máxima de aproximadamente 4*Vs pico a pico.

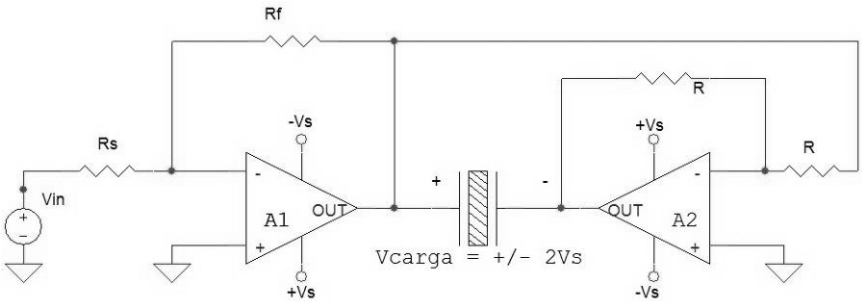



Figura 16. Diagrama en bloques de un amplificador en puente maestro – esclavo.

Como el amplificador esclavo posee ganancia unitaria, podría afectar críticamente a la estabilidad del sistema, por lo que se necesita utilizar amplificadores operacionales adecuados. Es decir, es necesario seleccionar un amplificador operacional que pueda operar como seguidor de tensión o, en su defecto, habría que diseñar una red de compensación adecuada.

### *2.2.1.1. Amplificador para el transductor GMP*

Para el transductor GMP se diseñó un amplificador basado en el esquema de la Figura 16 utilizando el amplificador operacional de tensión LM7171 de la empresa National Semiconductor (http://www.national.com) que posee un producto ancho de banda ganancia

($f_T$) de 200 MHz, un "slew rate" de 4.100 V/µs y una corriente máxima de 100 mA. La tensión máxima de operación del LM7171 es de ±15 V, con lo cual el amplificador alcanza tensiones sobre la carga de aproximadamente 60 $V_{p-p}$.

Considerando una frecuencia máxima de operación de 1 MHz, la capacitancia de 560 pF del transductor y una variación de tensión máxima de 60 V, la corriente que el operacional debe suministrar es de 67,2 mA, que se encuentra dentro de su rango de operación.

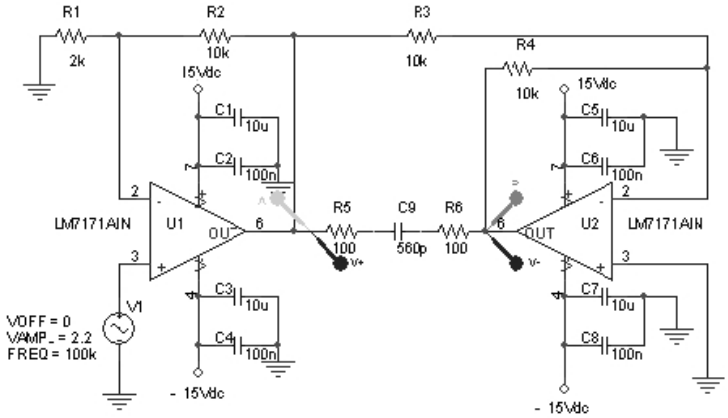



Figura 17. Diagrama esquemático del amplificador emisor para los transductores GMP.

En la Figura 17, se muestra el diseño del amplificador para los transductores GMP. La ganancia de este amplificador es de aproximadamente 15 dB. Para aislar la carga capacitiva del sensor y evitar oscilaciones es necesario agregar una resistencia de 100 Ω a la salida de cada amplificador operacional, siguiendo los lineamientos de la hoja técnica del dispositivo (National Semiconductor, 2006). El gráfico de la Figura 18 presenta la respuesta en frecuencia del amplificador, que es plana hasta los 10 MHz aproximadamente, aunque esta frecuencia no se puede alcanzar debido a la limitación de corriente.

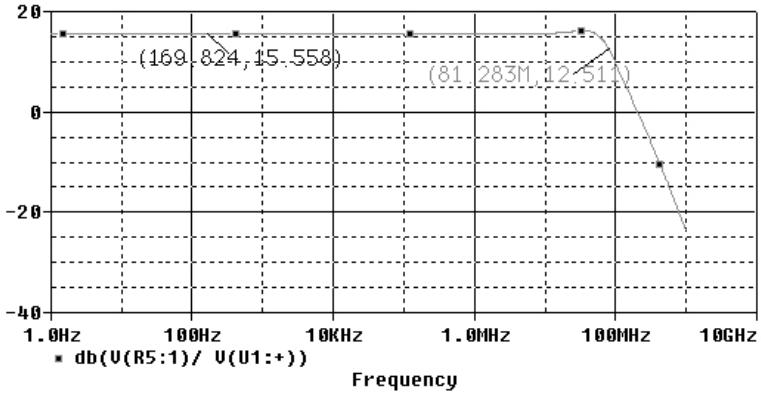



Figura 18. Respuesta en frecuencia del amplificador de emisión para el transductor GMP.

En la Figura 19, puede observarse la respuesta en el tiempo, del amplificador adquirida con un osciloscopio. El barrido en frecuencia que se muestra en la figura corresponde a la banda de 50 kHz a 500 kHz. El gráfico en la parte superior de la imagen corresponde a la salida y el inferior a la entrada. La amplitud de la salida es de 54 $V_{p-p}$, valor máximo alcanzable debido a las limitaciones de los amplificadores operacionales utilizados. En la Figura 20, se muestra una fotografía del amplificador diseñado y montado.

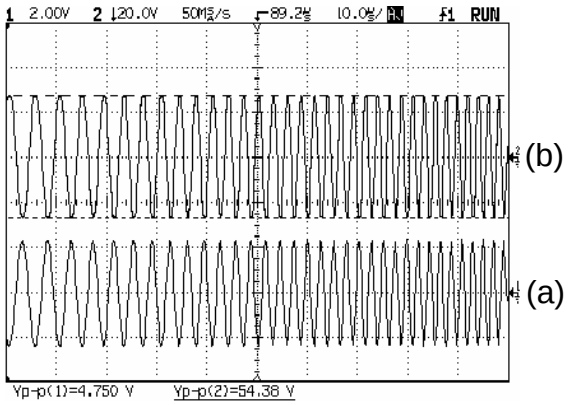



Figura 19. Respuesta en el tiempo del amplificador para el transductor GMP. (a) Señal aplicada a la entrada y (b) señal obtenida a la salida del amplificador.

Figura 20. Fotografía del amplificador de emisión para los transductores GMP.

### *2.2.1.2. Amplificador para el piezo film*

Dado que las piezo films tienen una menor eficiencia de emisión es necesario excitarlos con la mayor tensión posible. Los transductores FDT1-052K y SDT1-028K son capaces de soportar hasta 700 V de tensión de excitación, por lo que, el amplificador anterior no es adecuado dada su capacidad limitada de corriente. Si quisiéramos excitar el transductor con 300 $V_{p-p}$ y una frecuencia máxima de 200 kHz, se requiere un amplificador capaz de entregar 334 mA de corriente a la carga.

Tomando en cuenta lo mencionado en el párrafo anterior, los requerimientos para el amplificador lineal de alta tensión son las siguientes:

- Número y tipo de salida: 1 canal con salida diferencial
- Corriente máxima de salida: ~300 mA
- Voltaje de salida mínimo: 300 $V_{p-p}$
- Frecuencia de operación: DC a 200 kHz
- Voltaje máximo de entrada: de 10 $V_{p-p}$
- Impedancia de entrada: 5 kΩ, 1 nF
- Impedancia de salida: 50 Ω
- Capacidad de comandar cargas capacitivas de 2,8 nF

En lo referente a amplificadores comercialmente disponibles, se han encontrado algunos que cumplen, en parte, con las especificaciones. Sin embargo, el costo es bastante oneroso.

En cuanto a componentes discretos, estos son escasos y los disponibles presentan limitaciones en cuanto al ancho de banda. Un ejemplo es el módulo amplificador MSK130 (MS Kennedy

Corp., 2002) con un producto ancho de banda ganancia de sólo 250 kHz, 200 mA de corriente máxima y un "slew rate" de 300 V/µs.

Otros productos interesantes son los módulos amplificadores PA89 y PA90 (APEX Microtechnology, 2005) de la empresa APEX Microtechnology (http://www.apexmicrotech.com/). El PA89 alcanza 1.140 $V_{p-p}$, 75 mA de corriente y 16 V/µs de "slew rate", mientras que el PA90 alcanza 400 $V_{p-p}$, 200 mA de corriente y 300 V/µs de "slew rate". Una limitación en ambos casos es la capacidad de corriente y, en ambos circuitos, el fabricante no recomienda su uso con cargas capacitivas mayores a los 150 pF debido a problemas de estabilidad. El costo es de aproximadamente 150 USD por unidad.

Debido a los relativamente altos costos y a que los componentes discretos no cumplen con todas las especificaciones, se ha optado inicialmente por diseñar un amplificador según las especificaciones mencionadas.

El diseño implementado ha sido realizado utilizando la idea de amplificador puente diferencial maestro – esclavo, y tomando como base el circuito publicado en la revista Electronic Design News (Duggal, 2004) en la que se presenta el circuito de la Figura 21.

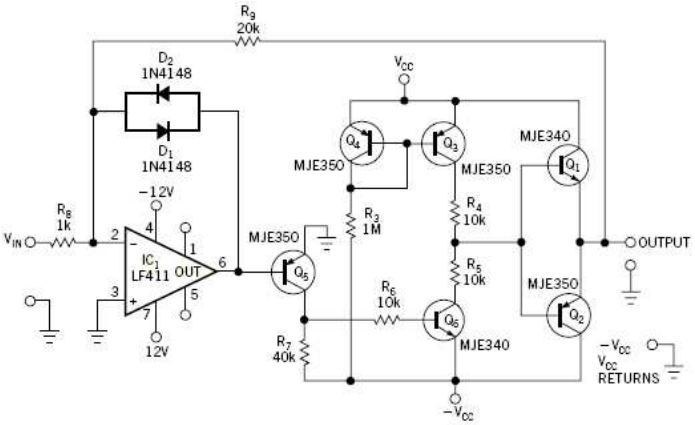



**Figura 21.** Diagrama del circuito en (Duggal, 2004).

Para su análisis, el circuito puede dividirse en cuatro partes: el amplificador operacional, el circuito formado por los transistores Q5 y Q6, el espejo de corriente formado por el transistor Q4 y Q3 y finalmente la salida en corriente formada por los transistores Q1 y Q2.

El sistema de control de este circuito está compuesto por los transistores Q5 y Q6. Q5 produce una pequeña variación de corriente en la base de Q6 que a su vez produce una gran variación de tensión entre colector y emisor de este transistor. La variación de corriente es de aproximadamente 30 µA. Esta variación de corriente produce una variación de tensión entre el colector y el emisor de Q6 del orden de 300 voltios, ya que el espejo de corriente formado por Q4 y Q3 produce una corriente en el colector de Q6 aproximadamente constante. Q3 y Q6 deben soportar la diferencia de tensión de 300 voltios. Finalmente, los transistores Q1 y Q2 forman la etapa de salida que permite aislar la carga del espejo de corriente. Ambos transistores deben soportar 300 voltios entre colector y emisor. El amplificador es capaz de excitar una carga capacitiva piezoeléctrica a una frecuencia de 6 kHz.

La Figura 22 muestra el circuito diseñado, que consiste en una combinación del amplificador en puente maestro – esclavo, presentado en la Figura 16, y el amplificador de alta tensión del circuito de la Figura 21. Una limitación importante del circuito presentado en (Duggal, 2004)

es su limitación de ancho de banda y la capacidad de corriente de salida. Para mejorar sus prestaciones han sido implementadas las siguientes modificaciones:

- Reemplazo del amplificador operacional LF411 por el LM7171. Este último circuito tiene un ancho de banda de 200 MHz con ganancia unitaria, en relación a los 3 MHz del LF411. Todos los transistores poseen el producto ancho de banda por ganancia ($f_T$) adecuado.
- Para aumentar el ancho de banda del circuito, además de utilizar el amplificador operacional adecuado, se han disminuido los valores de las resistencias del espejo de corriente con el fin de aumentar la corriente que circula por los transistores del espejo.
- Con el fin de mejorar la estabilidad con relación a la temperatura se incluyeron resistencias de bajo valor a la salida de las etapas de salida (Horowitz, et al., 1989).
- Se han utilizado dos etapas de salida en paralelo de cada circuito para excitar adecuadamente la carga capacitiva del transductor.

Este diseño ha sido publicado en la revista EDN (Vargas, et al., 2008).

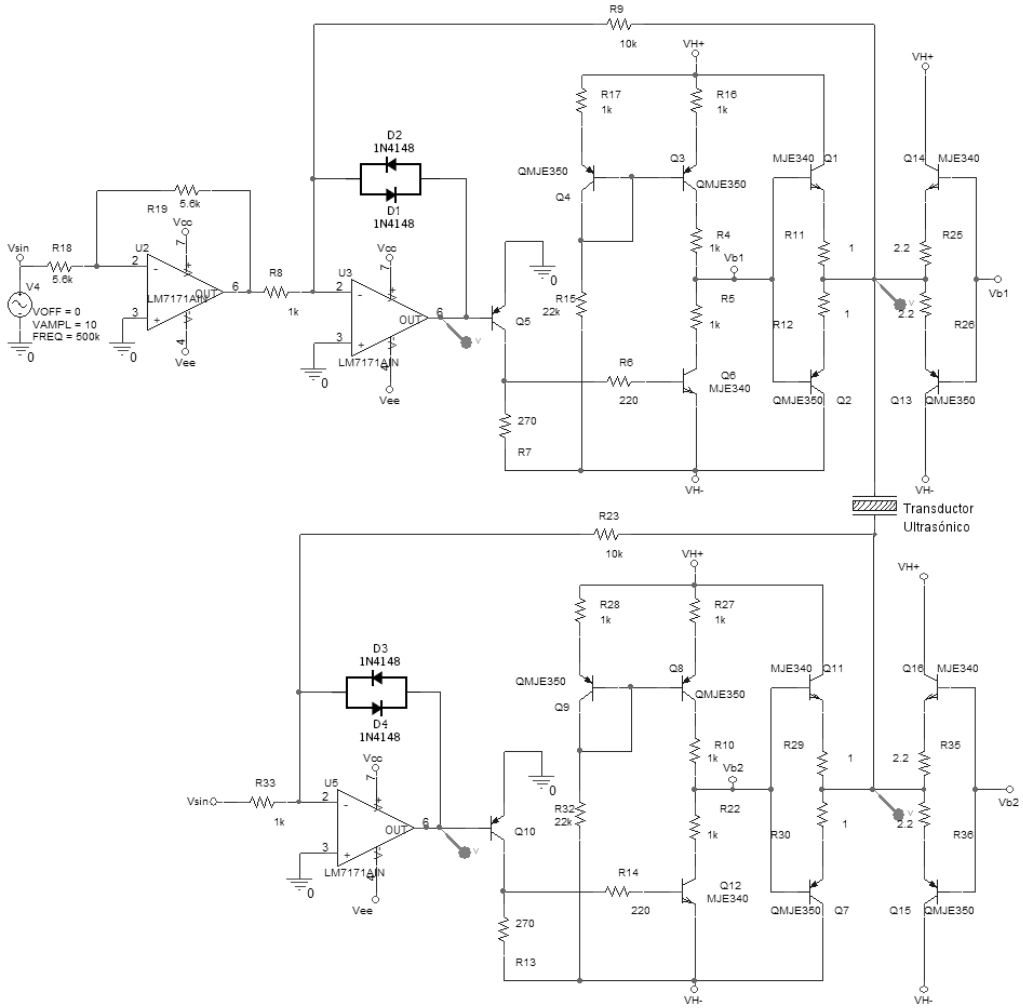



Figura 22. Implementación final del amplificador de alta tensión.

En la Figura 23, puede apreciarse la simulación de la respuesta en frecuencia del amplificador colocando como carga un capacitor de valor equivalente al del transductor, como puede apreciarse el ancho de banda es de aproximadamente 500 kHz.

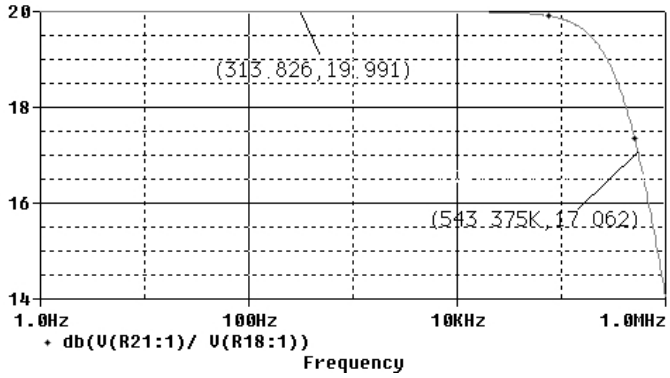



Figura 23. Simulación de respuesta en frecuencia del amplificador de alta tensión para el piezo film.

A fin de evaluar el comportamiento real del amplificador, se inyectó en la entrada del amplificador una señal consisten en un barrido de frecuencia desde 50 a 500 kHz con 15 $V_{p-p}$ de amplitud, a la salida se conectó el transductor SDT1-028K. En la Figura 24, se presentan los oscilogramas de las señales de entrada y salida, el gráfico superior corresponde a la entrada y el inferior a la salida. Se observa que la salida se corresponde con la entrada y alcanza 268,8 $V_{p-p}$, aunque se nota una pequeña variación en la amplitud para algunas frecuencias.

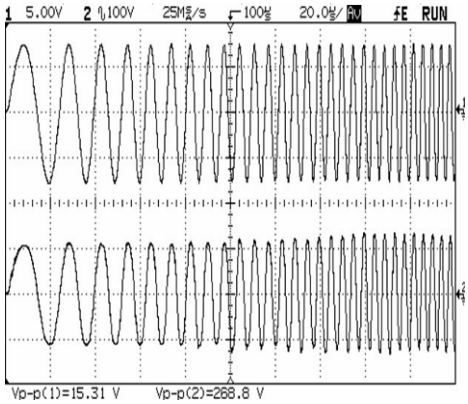



Figura 24. Señal real del amplificador emisor. La señal de arriba corresponde a la entrada y la de abajo es la salida del amplificador.

La Figura 25 muestra un periodo de una señal a la frecuencia de 300 kHz, la señal de arriba corresponde a la entrada y la de abajo es la salida. Puede notarse una distorsión en la señal debido a la carga capacitiva del transductor. La salida alcanza la una tensión de 240,6 $V_{p-p}$, para una tensión de entrada de 15,3 $V_{p-p}$. En la fotografía de la Figura 26, se muestra la placa de circuitos impresos y la caja del amplificador diseñado.

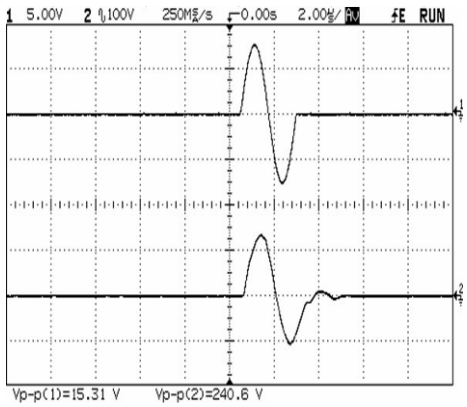



Figura 25. Señal de salida del amplificador de alta tensión.

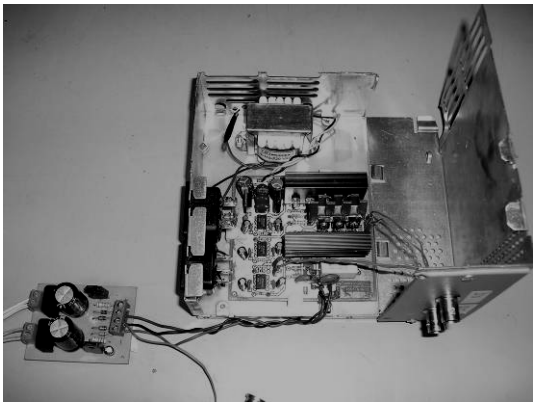


Figura 26. Fotografía del amplificador de alta tensión para el piezofilm.

Este amplificador ha sido utilizado en gran parte de las experiencias realizadas en este trabajo. Un problema del amplificador de alta tensión diseñado fue la falta de protección contra cortocircuitos de la carga, lo que esporádicamente ocasionaba la destrucción de los transistores de salida.

Durante el proceso de diseño e implementación de esta protección la empresa Falco Systems (http://www.falco-systems.com/) puso a la venta un amplificador que cumple, en gran parte, con los requisitos especificados, el WMA – 300 (Falco Systems, 2008). A fin de acelerar la realización de las experiencias requeridas y considerando que se contaba con los recursos financieros (~2.000 Euros), se optó por la compra del mencionado amplificador.

### 2.2.2. Acondicionamiento de señal para el receptor GMP

El transductor GMP posee una frecuencia central de operación de 94 kHz y un ancho de banda fraccional (fractional bandwidth) de 45%, es decir, emite desde 73 kHz a 115 kHz, según la hoja de calibración provista por el fabricante.

El acondicionamiento para este transductor consiste en dos etapas, la primera es de amplificador y la segunda de filtrado. En esta última etapa se utilizan filtros de múltiples lazos con ganancia unitaria como el que se muestra en la Figura 28. La primera etapa de amplificación, en configuración no inversor, se muestra en la Figura 27.

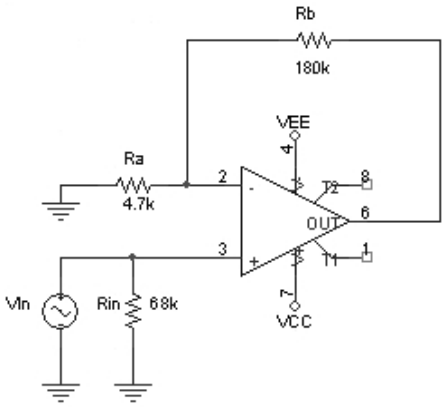



Figura 27. Primera etapa de amplificación para recepción con el transductor GMP.

Una consideración de diseño para el amplificador de entrada cuando se utiliza una configuración no inversora, es la de incluir una resistencia en paralelo con el transductor, la resistencia Rin como se muestra en la Figura 27, el cual vuelve al circuito más estable. El valor de esta resistencia debe seleccionarse de tal forma a que sea como mínimo 10 veces mayor a la impedancia de entrada del amplificador operacional (Franco, 1998). Este circuito

ha sido implementado con el amplificador operacional OPA37 (Texas Instruments, 2005) de Texas Instruments (http://www.ti.com), elegido por su bajo nivel de ruido y un producto ancho de banda ganancia adecuado.

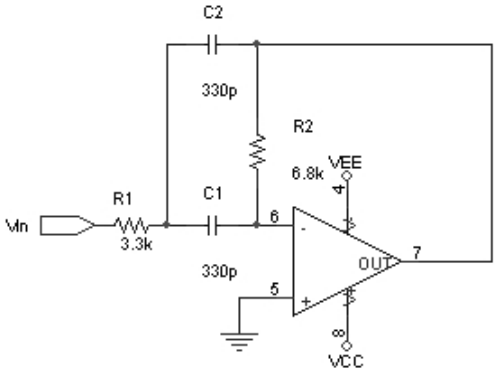



Figura 28. Etapa de filtrado para el acondicionamiento de señal del transductor GMP.

En la Figura 28, puede apreciarse el esquema utilizado para la etapa de filtrado. Este esquema corresponde al tipo de múltiples lazos, en esta aplicación en particular fueron diseñados dos filtros activos paso alto similares y puestos en cascada, sintonizados a la misma frecuencia de corte lo cual provee una atenuación de 40 dB por década.

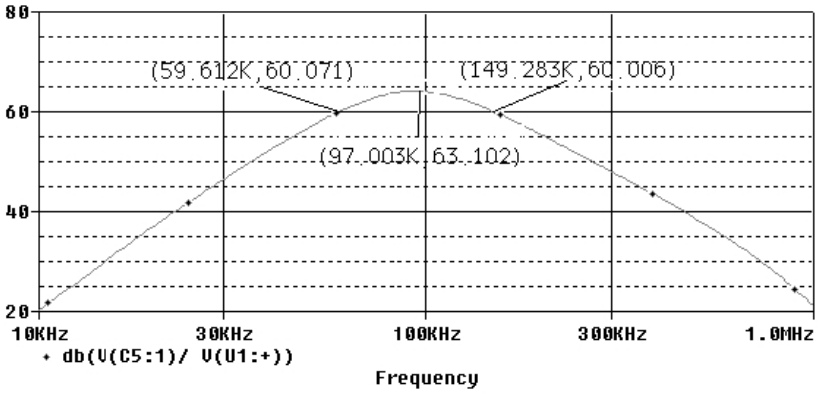



Figura 29. Simulación del filtro utilizado para el acondicionador del receptor GMP.

En la Figura 29, se muestra la respuesta en frecuencia del acondicionamiento de señal diseñado para el caso de los transductores GMP. Posee un ancho de banda a -3 dB que va desde aproximadamente 60 kHz a 150 kHz, con una frecuencia central de 97 kHz y una ganancia de 63 dB a la frecuencia central. La frecuencia de corte superior se produce por las limitaciones de los amplificadores operacionales utilizados. En la Figura 30, se muestra una fotografía del amplificador diseñado para el receptor GMP.

Figura 30. Amplificador para recepción del transductor GMP.

### 2.2.3. Amplificador para el receptor piezo film

Debido a que los transductores tipo PVDF pueden considerarse como un generador de carga, requieren de amplificadores con una impedancia de entrada baja (Measurement Specialties, Inc., 2008). El circuito mostrado en la Figura 31 es un amplificador diferencial de transresistencia (Franco, 1998) y corresponde a la primera etapa de amplificación diseñada para el piezo film.

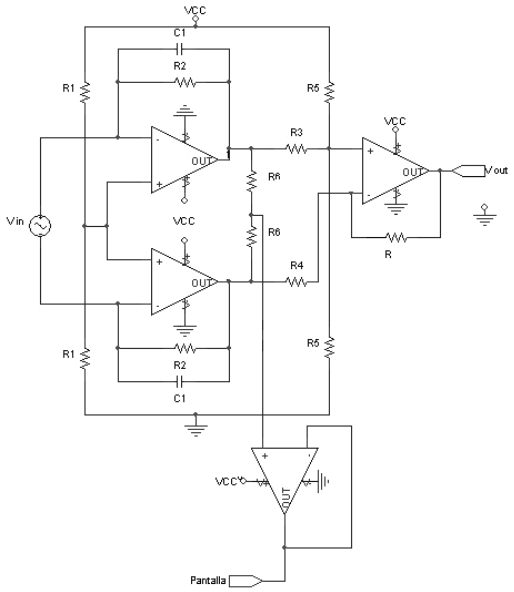



Figura 31. Amplificador de recepción para el transductor piezo film.

La ganancia de la etapa diferencial viene dada por C1 y la capacitancia del propio transductor. Una descripción más detallada del funcionamiento del circuito puede consultarse en (Maxim Semiconductors, 2002).

En el circuito mostrado en la Figura 31, además del amplificador de transresistencia, se utiliza un cuarto amplificador en configuración seguidor de tensión para implementar una guarda activa. La salida del amplificador operacional que conforma la guarda activa se conecta directamente a la pantalla del sensor piezo film. Este esquema compensa las variaciones de capacitancia de los cables que conecta el transductor al circuito (Franco, 1998). Finalmente, a la salida del amplificador diferencial se agrega una etapa más de amplificación para aumentar la ganancia del circuito.

Los amplificadores operacionales utilizados para el amplificador diferencial es el OPA228 (Texas Instruments Inc., 2005) y el utilizado para la guarda activa es el OPA445 (Texas Instruments Inc., 2008), ambos de Texas Instruments.

La Figura 32, presenta la respuesta en frecuencia del amplificador. Puede apreciarse que la ganancia del amplificador es de aproximadamente 74 dB en la frecuencia central, posee un ancho de banda de 3 kHz a 850 kHz.

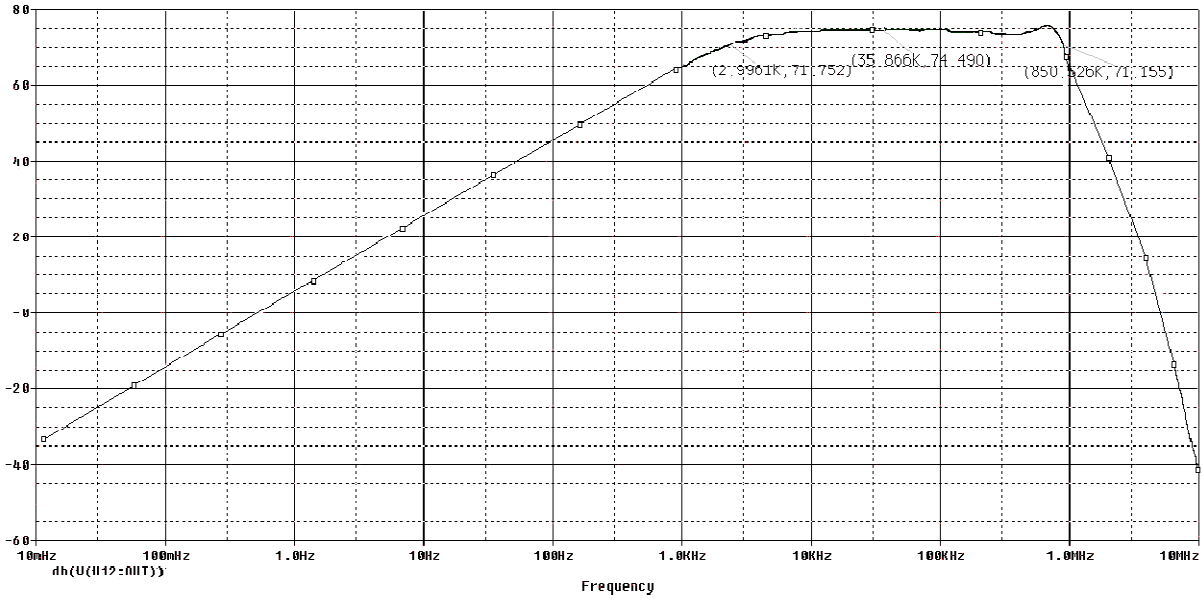



Figura 32. **Simulación de la respuesta en frecuencia del amplificador de la Figura 31.**

En la Figura 33, puede observase la placa de circuitos del amplificador diferencial con guarda activa descrito en este apartado.

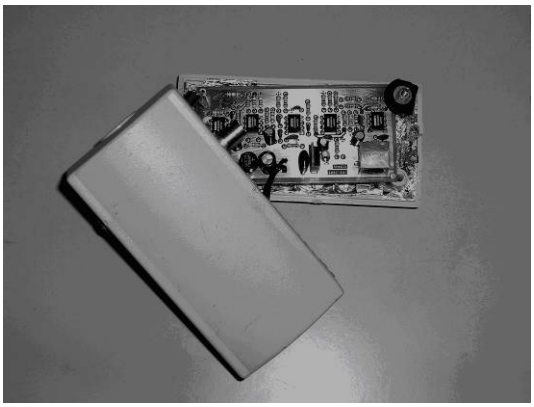


Figura 33. Amplificador diferencial para el piezo film de recepción.

## 2.3. Software de adquisición y análisis de señal

El sistema de adquisición y tratamiento de datos ha sido implementado utilizando una PC compatible corriendo el sistema operativo Windows XP. Para el sistema de adquisición de datos de datos analógicos se utilizó la tarjeta de adquisición de National Instrument (http://www.ni.com/) PCI-6111E.

Esta tarjeta posee ocho entradas analógicas de 12 bits de resolución con una frecuencia máxima de muestreo de 5 Ms/s y dos salidas analógicas 16 bits con una frecuencia máxima de muestreo de 4 Ms/s, un alto "slew rate" 300 V/µs y bajo ruido, capaz de generar una señal de excitación en el rango deseado (National Instruments Inc., 2000). Otra característica importante de esta tarjeta de adquisición es que dispone de una memoria intermedia interna que, hasta cierto punto, le permite operar independientemente de la PC a la cual está conectada.

El control de todo el proceso de emisión y adquisición lo realiza un programa desarrollado utilizando la plataforma LabWindows CVI de National Instruments Inc., que posee librerías y funciones específicas para la configuración y utilización de la tarjeta de adquisición de datos PCI-6111E. Una fotografía de todo el sistema de medida puede observarse en la Figura 34.

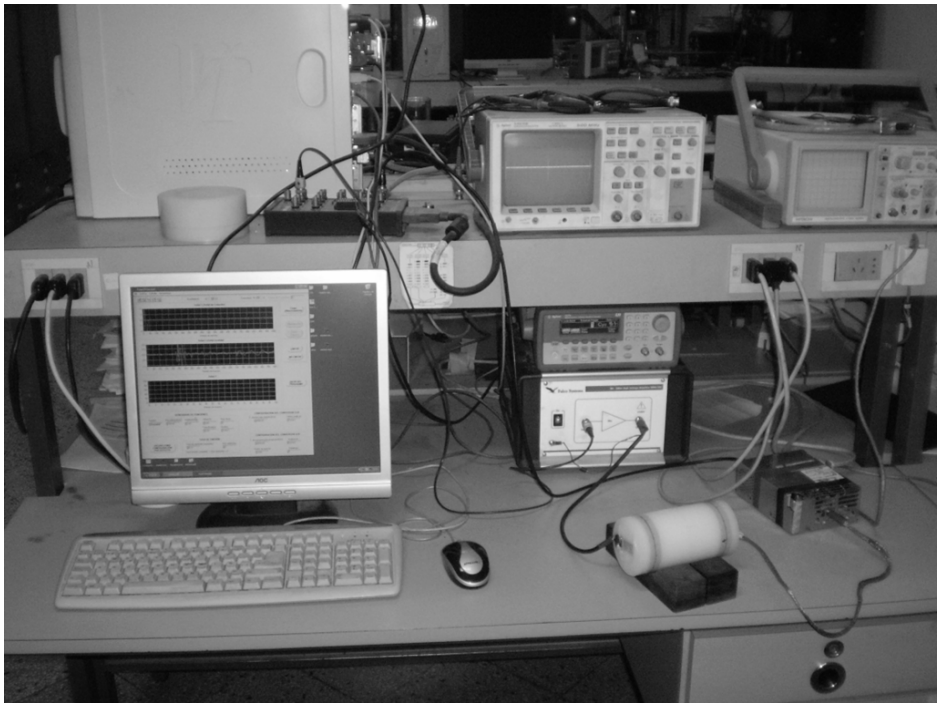


**Figura 34.** Fotografía de la plataforma experimental desarrollada.

El software desarrollado permite la emisión de una onda arbitraria, la captura de la señal del transductor receptor y el almacenamiento de la señal adquirida en un archivo de datos para su posterior análisis. El programa configura la tarjeta para aprovechar dos características: (a) permite generar una señal de disparo externa en las salidas digitales cuando el convertidor digital analógico comienza la emisión y, (b) una entrada digital puede ser configurada como señal de dispara externa para que el convertidor analógico digital comience la adquisición. Conectando entre sí estos dos pines la tarjeta automáticamente inicia la conversión analógica digital cuando se inicia la emisión.

La ventaja de este programa en relación a los osciloscopios disponibles en nuestro laboratorio es la posibilidad de adquirir una cantidad importante de puntos a una frecuencia de muestreo que se puede establecer, en el rango de operación de la tarjeta de adquisición.

## 2.4. Señales obtenidas con la plataforma

Para comprobar el funcionamiento de los circuitos de acondicionamiento se presentan algunas medidas realizadas con la bancada, emitiendo y recibiendo señales ultrasónicas en una muestra de nylon, que es un material homogéneo. La Figura 35 muestra una fotografía de la probeta de nylon de forma cilíndrica de 129 mm de diámetro por 39,5 mm de alto, puede verse también el transductor GMP con la línea de retardo instalada.

Se obtuvieron señales utilizando como emisor, el transductor GMP con y sin línea de retardo, el transductor FDT1-052K y el transductor SDT1-028K. En todos los casos se utilizó el transductor SDT1-028K como elemento receptor.

La Figura 36 presenta las gráficas de las señales obtenidas. En la gráfica (a) el emisor es el SDT1-028K y en (c) el emisor es el GMP sin la línea de retardo. La señal de excitación utilizada es el semiperiodo de una onda rectangular con una frecuencia de 500 kHz, aproximando de esta forma la excitación de un impulso, en el caso del transductor GMP la amplitud de la señal de excitación es de 5 V, mientras que la amplitud de la señal del transductor PVDF es de 100 V. Las gráficas (a) y (c) han sido normalizadas respecto a la

máxima amplitud. En las gráficas (b) y (d) de la Figura 36 se muestran las potencias espectrales respectivas de las señales (a) y (c).

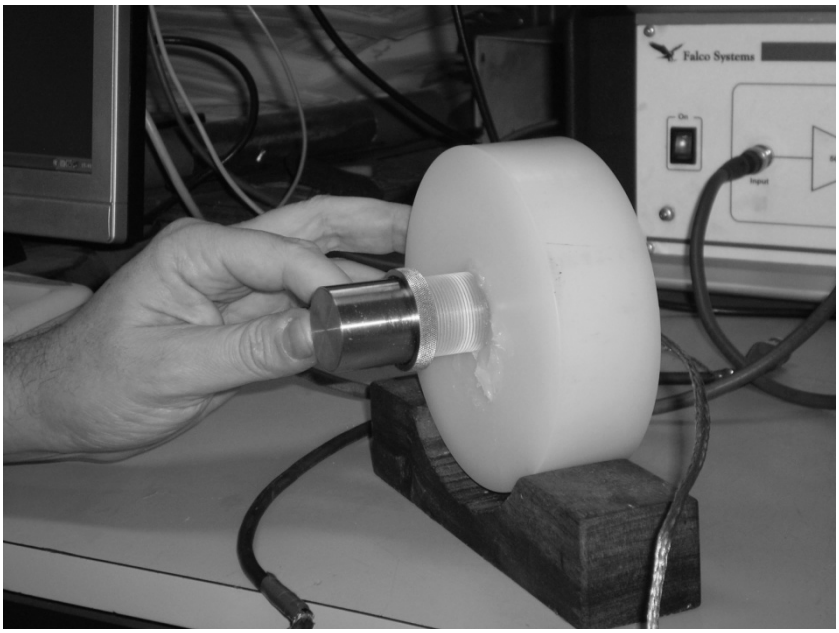



**Figura 35.** Fotografía de la probeta de nylon de 129 mm de diámetro y 39,5 mm de alto con el transductor GMP.

Como puede verse, el transductor PVDF posee un mayor ancho de banda que el transductor GMP. Por otro lado, la figura (d) puede apreciarse la mayor eficiencia del transductor GMP en la emisión. Otro aspecto a tener en cuenta observando la potencia espectral del transductor PVDF es que puede notarse dos partes en el espectro, por un lado, las bajas frecuencias (desde ~10 kHz hasta ~100 kHz) con una potencia espectral mayor que la banda comprendida entre 100 kHz hasta 500 kHz. Esta banda de bajas frecuencias corresponde a las ondas transversales, que, como hemos indicado en el apartado 2.1.1, producen una mayor tensión que las ondas longitudinales para una misma presión, por lo que el transductor tiene una mayor sensibilidad para las ondas transversales que para las ondas longitudinales.

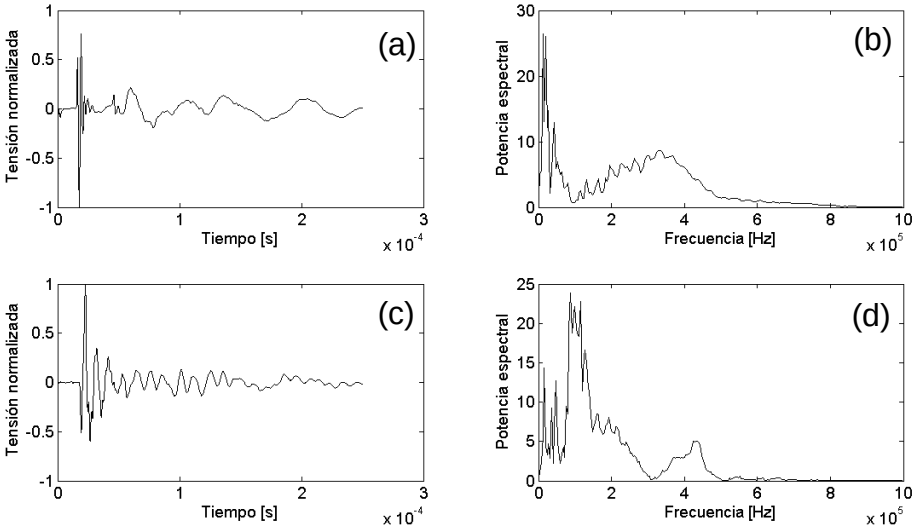



**Figura 36.** Señales recibidas por el transductor SDT1-028K. (a) y (b) señal emitida por el transductor SDT1-028K y su potencia espectral respectivamente. (c) y (d) señal del transductor GMP y su potencia espectral.

La Figura 37 muestra las amplitudes reales de las señales recibidas utilizando (a) el transductor FDT1-052K y (b) el transductor SDT1-028K como emisores. La señal de emisión es un periodo de una señal sinusoidal a una frecuencia de 200 kHz. Puede notarse la mayor eficiencia en la emisión del transductor SDT1-028K. También puede notarse la señal del tercer recorrido del frente de onda a través de la probeta llegando nuevamente al receptor.

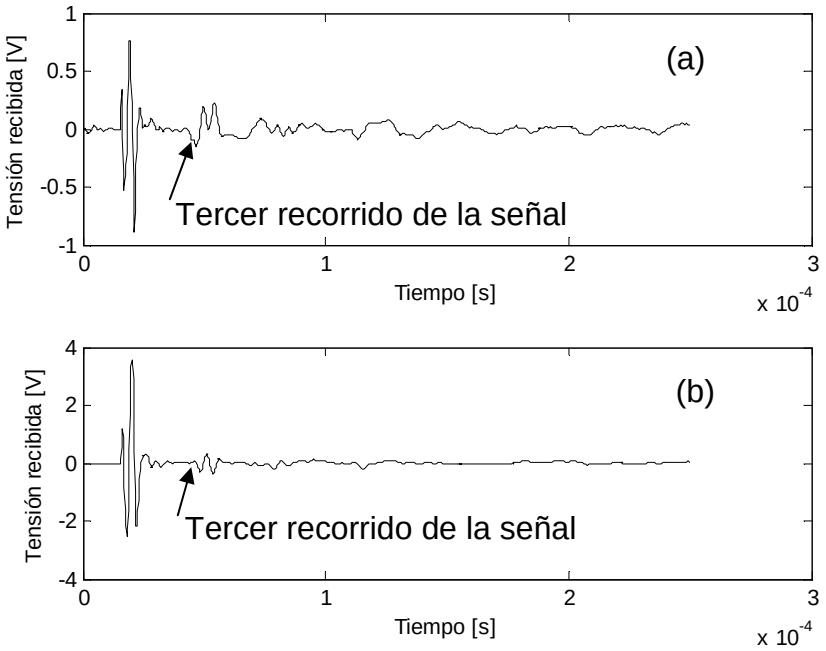



**Figura 37.** Señales recibidas por el transductor SDT1-028K, la emisión (a) con el transductor FDT1-028K y (b) con el SDT1-028K. La señal de excitación de ambos transductores emisores consiste en un periodo de 200 kHz con una amplitud de 100 $V_{p-p}$.

En la Figura 38 puede apreciarse la señal recibida por el transductor SDT1-028K y emitida por el transductor GMP con la línea de retardo instalada. La señal de excitación es un periodo de una señal sinusoidal de 100 kHz con una amplitud de 50 $V_{p-p}$. Puede notarse el mayor retardo de propagación debido al retardo introducido por la línea de retardo del transductor, por otro lado, la mayor eficiencia en la emisión en comparación con los transductores PVDF. No puede distinguirse el tercer recorrido de la señal por la probeta debido al bajo ancho de banda del transductor con la línea de retardo instalada.

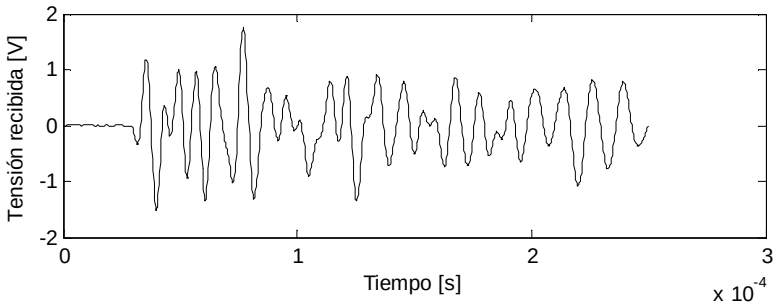



**Figura 38.** Señal emitida por el transductor GMP con la línea de retardo instalada y con el transductor SDT1-028K como receptor.

La Figura 39 muestra una señal recibida por el transductor SDT1-028K y emitida por el transductor GMP sin la línea de retardo. La señal de excitación del emisor es un periodo de una sinusoidal a una frecuencia de 100 kHz con una amplitud de 5 $V_{p-p}$. La amplitud de la señal recibida muestra la gran eficiencia en la emisión de este transductor.

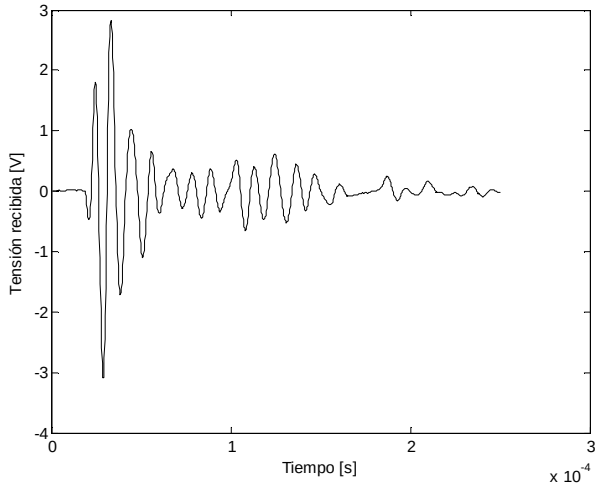



**Figura 39.** Señal emitida por el GMP sin la línea de retardo y recibida por el transductor SDT1-028K. La señal de excitación del transductor es un periodo sinusoidal de 100 kHz con una amplitud de 5 $V_{p-p}$.

Durante las mediciones mencionadas anteriormente se ha observado una diferencia en el tiempo vuelo de la señal ultrasónica en la probeta de nylon entre el transductor de PVDF y el transductor GMP sin la línea de retardo. Para comprobar si el error se debe al transductor mismo o al sistema desarrollado se han realizado dos medidas en dos probetas de diferente tamaño, una de ellas la probeta cilíndrica de nylon de 129 mm de diámetro por 39,5 mm de alto y otra con una probeta cilíndrica, también de nylon, de 75 mm de diámetro por 150 mm de alto. En ambos casos el receptor ha sido un transductor de PVDF SDT1-028K. La señal de excitación es un periodo de una señal sinusoidal con una frecuencia de 100 kHz.

La Figura 40 muestra las señales superpuestas del transductor GMP y del transductor PVDF en la muestra de nylon de 129 mm de diámetro por 39,5 mm de alto, donde puede notarse un retardo de 3 μs en la llegada de la señal emitida por el GMP en comparación con el PVDF. Esta misma prueba se repite en una probeta cilíndrica de 75 mm de diámetro por 150 mm de alto, según puede verse en la Figura 41, obteniéndose aproximadamente el mismo retardo. Ya que el fabricante no presenta información relativa a la construcción del transductor GMP, estas gráficas apuntan a que el retardo se debe a una característica constructiva de este transductor.

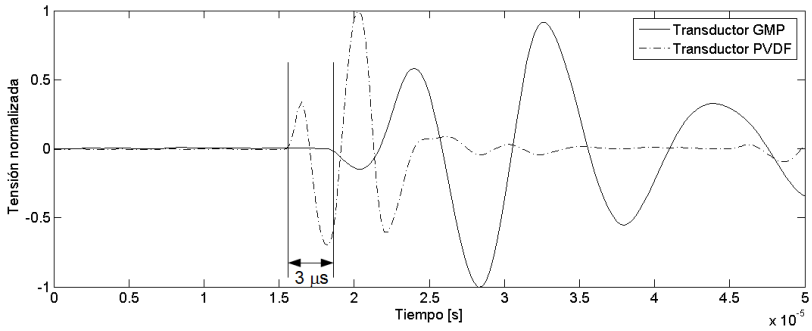



**Figura 40.** Señales de los transductores GMP y PVDF en la probeta de 129 mm de diámetro por 39,5 mm de alto. Se indica el retardo de 3 μs.

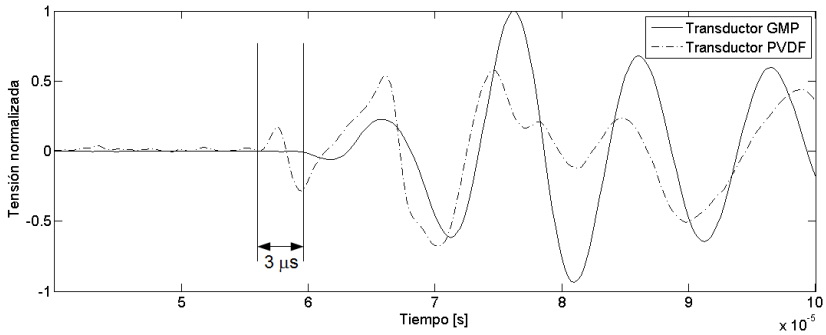



**Figura 41.** Señales de los transductores GMP y PVDF en la probeta de 75 mm de diámetro por 150 mm de alto. Se indica el retardo de 3 µs.

## 2.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, a fin de contrastar el desarrollo teórico a ser realizado en este trabajo de tesis, se diseña e implementa una plataforma experimental para la realización de ensayos no destructivos en materiales con técnicas ultrasónicas. Considerando que los transductores constituyen uno de los elementos fundamentales, se justifica adecuadamente la selección de la tecnología de transducción a ser utilizada en el presente trabajo, tomando en cuenta la sensibilidad, tanto en la emisión como en la recepción; la capacidad de emitir ondas longitudinales y transversales, así como la flexibilidad del transductor para acoplarlo a superficies alabeadas. Por lo expuesto, se ha seleccionado un transductor piezo film construido con PVDF, en principio diseñado para ser utilizado como micrófono de contacto y que en este trabajo se ha verificado la posibilidad de utilizarlo como emisor y receptor de ondas mecánicas longitudinales y transversales, constituyendo, esta selección, un primer aporte de este trabajo de tesis.

Considerando que el transductor PVDF se comporta como una carga capacitiva, para su adecuada excitación se requiere de un amplificador con un cierto ancho de banda y una capacidad de corriente adecuada. El diseño de un amplificador de potencia para cumplir con estos requisitos de excitación ha sido uno de los desafíos enfrentados y logros alcanzados en este trabajo. Por otro lado, el transductor como receptor de ondas actúa además como una antena receptora de radiación electromagnética, para su adecuado funcionamiento se requirió de un amplificador de carga diferencial y de técnicas de apantallamiento adecuadas. Lográndose señales de una relación señal – ruido de aproximadamente 50 dB.

Por último, se integró la plataforma utilizando una IBM PC compatible con una tarjeta de adquisición de datos con canales de adquisición analógico digital y digital analógico. Para la gestión del proceso de emisión y recepción de señales ultrasónicas, se diseñó e implementó una aplicación utilizando la plataforma de desarrollo LabWindows CVI de National Instruments. Esta aplicación permite el despliegue de las formas de onda de las señales recibidas y su almacenamiento en una unidad de disco para su posterior procesamiento. Todo este diseño e implementación constituye una parte importante de este trabajo.

# Capítulo 3.
# Proceso de emisión, propagación y recepción de ultrasonidos

En este capítulo se exponen los principios físicos de la teoría de elasticidad y se presenta un breve análisis de las propiedades elásticas que definen a los materiales sólidos.

## 3.1. Introducción a la propagación de ondas en medios sólidos

Cada uno de los componentes del sistema ultrasónico de medida es complejo. Considerar al sistema ultrasónico como lineal e invariante en el tiempo nos permite lidiar con la complejidad de cada uno de sus componentes, de esta forma podemos separarlos y modelarlos de manera independiente.

Un sistema acústico puede ser modelado como la convolución en cascada de una cadena de funciones respuesta al impulso, donde cada una de estas funciones, representa el comportamiento de las distintas etapas que forman parte del proceso de la emisión/recepción de ondas acústicas. Estas etapas comprenden:

- La emisión de ondas acústicas al medio a través de un transductor de dimensiones finitas.
- La propagación de la onda a través del medio.
- La modificación del frente de onda emitido. Esta modificación puede deberse a la presencia de inhomogeneidades en el material o discontinuidades del objeto.
- La propagación del frente de onda modificado a través del objeto en su camino hasta un elemento receptor
- La conversión de energía acústica en eléctrica por un transductor de dimensiones finitas.

### 3.1.1. Oscilaciones y ondas

Una onda mecánica se puede entender considerando el modelo elástico del material que se muestra en la Figura 42. Una onda produce la oscilación de las partículas discretas de material alrededor de su punto de equilibrio, los resortes que unen las partículas tienen a ponerles en su posición de equilibrio.

Cuando el material es infinito, homogéneo e isotrópico, se producen en él principalmente dos tipos de ondas, las longitudinales y las transversales.

La Figura 43 muestra una onda longitudinal plana propagándose por un material elástico, homogéneo, isotrópico y de tamaño muy grande (para evitar efectos de los bordes). Las partículas del material tienen un movimiento neto nulo de tal forma que las partículas están más comprimidas o distendidas, esta variación de volumen en el material es lo que se propaga.

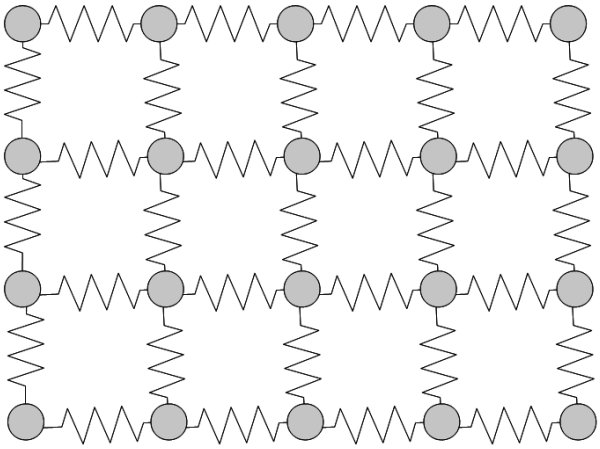


**Figura 42.** Modelo de un cuerpo elástico.

Las ondas longitudinales se conocen también como ondas de compresión, porque en su propagación comprimen y distienden el material, u ondas P (P-waves), con este nombre se las conoce principalmente en sismología debido a que estas ondas son las más veloces y, por ello, las primeras en ser registradas por un sismógrafo.

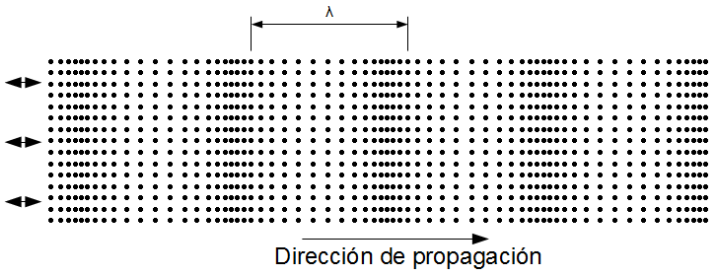



**Figura 43.** Ondas longitudinales (Krautkrämer, et al., 1990).

Las ondas transversales solamente se producen en los sólidos, ya que el esfuerzo de corte es el que permite su propagación, por esta razón se las conoce también con el nombre de ondas de corte o cizallamiento. En este caso el movimiento de las partículas se da en la dirección perpendicular a la de la propagación de la onda (ver Figura 44). En las ondas transversales no existe un cambio en el volumen del material. También se las conoce como onda S (S-waves), debido a que llegan después de las primarias al producirse debido a un terremoto. Este tipo de ondas pueden estar polarizadas en la vertical (ondas SV) y en la horizontal (ondas SH).

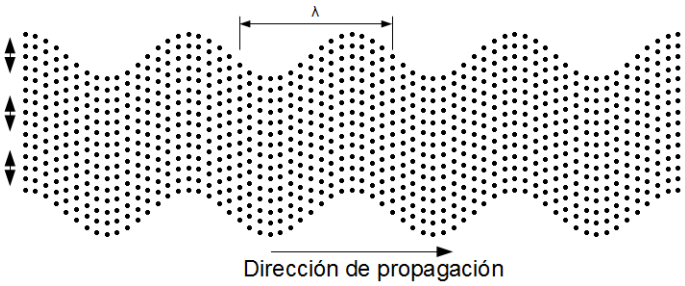



**Figura 44.** Ondas transversales (Krautkrämer, et al., 1990).

Los parámetros más importantes de la propagación de las ondas son:

- La frecuencia de la onda es el número de oscilaciones de una partícula por segundo.
- La longitud de onda, que se define como la distancia entre dos planos en los cuales las partículas se encuentran en el mismo estado de movimiento o en la misma fase.

- La velocidad de propagación de onda en un dado material depende de las características del mismo y en general es constante para ese material y una dada frecuencia. Se la define como la velocidad en la que de una dada situación de compresión o tracción, o fase, de las partículas se propaga por el medio.
- Como se puede ver en la Figura 43 la onda longitudinal al propagarse por el material produce una compresión y una tracción entre las partículas del material. Se denomina presión de la onda a esta variación de la presión de las partículas con relación a la presión normal en estado de equilibrio.

Cuando el material no es de tamaño infinito o tiene un borde, se pueden producir otros tipos de onda, entre ellas, las ondas superficiales o de Rayleigh y las de Lamb u ondas de placa (plate). Las ondas de Rayleigh se producen en la superficie externa de un sólido. Se caracteriza por un movimiento elíptico de las partículas de la superficie con el eje mayor de la elipse siguiendo la dirección de la propagación.

Las ondas de Lamb se propaga en todo el espesor de productos planos de espesor delgado, solamente puede ser generado en un dado material con un valor particular del ángulo de incidencia, frecuencia y espesor de la placa.

Todas estas ondas son soluciones a la ecuación de ondas, que presentamos en el siguiente apartado.

## 3.2. Ecuaciones de la onda para sólidos infinitos, homogéneos, e isotrópicos

El desarrollo de la ecuación de onda para un sólido elástico e isotrópico es muy conocida y se presenta en mucho libros clásicos (Graff, 1975; Aki, et al., 2002). Las ecuaciones de Navier – Stokes, en notación Cartesiana se representan por las ecuaciones (4).

$$\begin{aligned}(\lambda+\mu)\frac{\partial\Delta}{\partial x}+\mu\nabla^2u_x+\rho f_x&=\rho\frac{\partial^2u_x}{\partial t^2}\\(\lambda+\mu)\frac{\partial\Delta}{\partial y}+\mu\nabla^2u_y+\rho f_y&=\rho\frac{\partial^2u_y}{\partial t^2}\\(\lambda+\mu)\frac{\partial\Delta}{\partial z}+\mu\nabla^2u_z+\rho f_z&=\rho\frac{\partial^2u_z}{\partial t^2}\end{aligned} \tag{4}$$

Donde $\lambda$ y $\mu$ son las constantes de Lamé, $\nabla^2=\frac{\partial^2}{\partial x^2}+\frac{\partial^2}{\partial y^2}+\frac{\partial^2}{\partial z^2}$ y $\Delta=\frac{\partial u_x}{\partial x}+\frac{\partial u_y}{\partial y}+\frac{\partial u_z}{\partial z}$. $u_x$, $u_y$ y $u_z$ son las componentes del desplazamiento en los ejes cartesianos ($x$, $y$ y $z$). $f_x$, $f_y$ y $f_z$ son la componentes de la fuerza volumétrica (body force) que actúa sobre el sólido.

Introducimos la notación $\nabla=\vec{j}_x\frac{\partial}{\partial x}+\vec{j}_y\frac{\partial}{\partial y}+\vec{j}_z\frac{\partial}{\partial z}$ y $\vec{u}=(u_x,u_y,u_z)$, podemos reescribir la expresión (4) en su forma vectorial, según se muestra en (5).

$$(\lambda+\mu)\nabla\nabla\cdot\vec{u}+\mu\nabla^2\vec{u}+\rho\vec{f}=\rho\frac{\partial^2\vec{u}}{\partial t^2} \tag{5}$$

Si no consideramos fuerzas volumétricas (body forces) la expresión (5) se reduce a como se indica en (6).

$$(\lambda + \mu)\nabla\nabla \cdot \vec{u} + \mu\nabla^2\vec{u} = \rho\frac{\partial^2\vec{u}}{\partial t^2} \tag{6}$$

Utilizando la identidad vectorial (7), donde $\nabla \times \vec{u}$ se indica en (8).

$$\nabla^2\vec{u} = \nabla\nabla \cdot \vec{u} - \nabla \times \nabla \times \vec{u} \tag{7}$$

$$\nabla \times \vec{u} = \begin{vmatrix} \vec{\mathrm{j}}_{\mathrm{x}} & \vec{\mathrm{j}}_{\mathrm{y}} & \vec{\mathrm{j}}_{\mathrm{z}} \\ \frac{\partial}{\partial \mathrm{x}} & \frac{\partial}{\partial \mathrm{y}} & \frac{\partial}{\partial \mathrm{z}} \\ u_x & u_y & u_z \end{vmatrix} \tag{8}$$

Sustituyendo (7) en (8), la ecuación (6) puede ser expresada también como se muestra en (9).

$$(\lambda + 2\mu)\nabla\nabla \cdot \vec{u} - \mu\nabla \times \nabla \times \vec{u} = \rho\frac{\partial^2\vec{u}}{\partial t^2} \tag{9}$$

La ecuación de Navier – Stokes, en sus formas (4), (5) y (9), es altamente compleja (Graff, 1975). Es posible obtener un conjunto de ecuaciones más simples introduciendo un gradiente escalar ($\Phi$) y un gradiente vectorial ($\vec{H}$) de tal forma que se cumpla la expresión (10).

$$\vec{u} = \nabla\Phi + \nabla \times \vec{H}, \quad \nabla \cdot \vec{H} = 0 \tag{10}$$

La solución del campo vectorial en el gradiente de un escalar y el rotacional de un vector con divergencia cero se debe a un teorema de Helmholtz. La condición de que $\nabla \cdot \vec{H} = 0$ permite determinar los tres componentes de $\vec{u}$ de forma unívoca a partir de los cuatro componentes de $\Phi$ y $\vec{H}$ (Aki, et al., 2002; Graff, 1975).

Sustituyendo (10) en (5), y tomando en cuenta las expresiones (11).

$$\begin{gathered} \nabla \cdot \nabla\Phi = \nabla^2\Phi \\ \nabla \times \nabla \times \nabla\Phi = 0 \\ \nabla \cdot \nabla \times \vec{H} = 0 \end{gathered} \tag{11}$$

Obtenemos dos ecuaciones independientes, (12) y (13), más sencillas.

$$\nabla^2\Phi = \frac{1}{c_L^2}\frac{\partial^2\Phi}{\partial t^2} \tag{12}$$

$$\nabla^2\vec{H} = \frac{1}{c_T^2}\frac{\partial^2\vec{H}}{\partial t^2} \tag{13}$$

Donde las constantes $c_L$ y $c_T$ están dadas en función de las constantes de Lamé y la densidad, como muestra la ecuación (14).

$$c_L = \sqrt{\frac{\lambda + 2\mu}{\rho}} \tag{14}$$

$$c_T = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}}$$

Las ecuaciones (12) y (13) corresponden a las ecuaciones de onda para las ondas longitudinales y transversales respectivamente y las velocidades de propagación están dadas por las ecuaciones (14). Ambos tipos de ondas se propagan en un medio infinito sin interacción entre sí.

Las constantes de Lamé $\lambda$ y $\mu$ que se utilizan en la ecuación de Navier están relacionadas con las más conocidas constantes $E$ y $\tau$, que corresponden al módulo de Young y el Coeficiente de Poisson respectivamente, según las expresiones (15) y (16). Cabe mencionar que en la literatura el coeficiente de Poisson se representa con la letra griega *nu* ($\nu$), muy parecida a la letra $v$ utilizada para la velocidad de movimiento de los puntos del transductor en la sección siguiente. Por esta razón, en este trabajo utilizaremos el símbolo *tau* ($\tau$) para representar el Coeficiente de Poisson.

$$\lambda = \frac{\tau E}{(1+\tau)(1-2\tau)} \tag{15}$$

$$\mu = \frac{E}{2(1+\tau)} \tag{16}$$

## 3.3. Calculo del campo incidente

En esta sección se presentan los principios básicos para la obtención del campo incidente producido por un transductor de tamaño finito rodeado por una pantalla rígida e infinita. En esta sección seguiremos los pasos de la demostración desarrollada por Jensen (Jensen, 2001), el cual a su vez está basado en el desarrollo de Tupholme – Stepanishen (Tupholme, 1969; Stepanishen, 1971).

El campo incidente es producido por el transductor ultrasónico asumiendo que no existen otras fuentes en el sólido. Supongamos en primer lugar que el transductor emite ondas longitudinales, para este caso, el campo incidente puede ser calculado considerando el campo de velocidad $\psi(\vec{M}, t)$ en un medio isotrópico, homogéneo e infinito. El campo de velocidad debe satisfacer la ecuación escalar (12), por lo que podemos reescribirla como se indica en la ecuación (17).

$$\nabla^2\psi = \frac{1}{c_L^2}\frac{\partial^2\psi}{\partial t^2} \tag{17}$$

A partir del campo de velocidad se puede calcular la presión según la expresión (18), el transductor ultrasónico receptor convertirá esta presión en su superficie en una tensión.

$$p(\vec{r}, t) = \rho\frac{\partial\psi(\vec{r}, t)}{\partial t} \tag{18}$$

El sistema de coordenadas utilizado para el cálculo se muestra en la Figura 45. La velocidad de las partículas normal al transductor se indica por $v(\vec{M}_2, t)$, donde $\vec{M}_2$ identifica la posición del transductor.

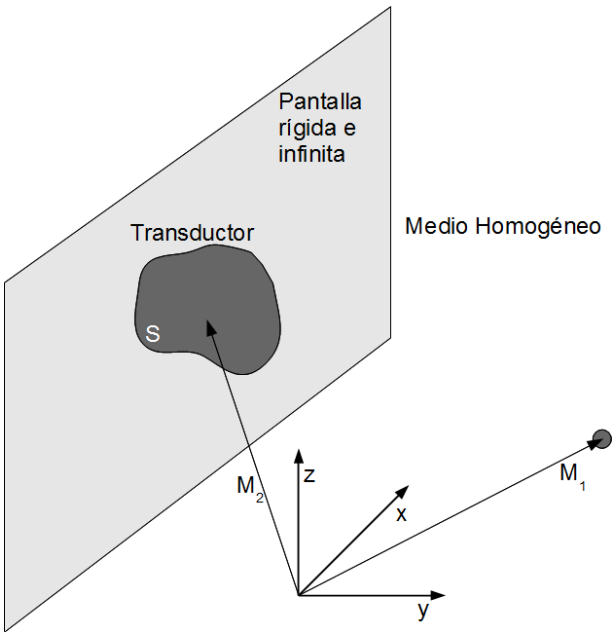



**Figura 45.** Eje del sistema de coordenadas y posición del transductor y un punto en el sólido.

La solución de la ecuación de ondas está dada por la expresión (19), donde la integral en $S$ denota la integración sobre la superficie del transductor y la integral en $T$ denota una integración en el tiempo. $v(\vec{M}_2, t_2)$ es la velocidad de cada punto $\vec{M}_2$ del transductor y es perpendicular a la superficie del transductor ya que se considera la emisión de ondas longitudinales.

$$\psi(\vec{M}_1, t) = \int_S \int_T v(\vec{M}_2, t_2) g_L(\vec{M}_1, t | \vec{M}_2, t_2) dt_2 d^2\vec{M}_2 \tag{19}$$

g corresponde a la función de Green para un semiespacio y para las ondas longitudinales que está dada por la ecuación (20).

$$g_L(\vec{M}_1, t | \vec{M}_2, t_2) = \frac{\delta\left(t - t_2 - \frac{|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|}{c_L}\right)}{2\pi|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|} \tag{20}$$

$|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|$ es la distancia desde el transductor al punto donde se calcula el campo y $c_L$ es la velocidad de propagación longitudinal en el medio. Esta expresión indica que el impulso se propaga por el medio sin deformarse y se atenúa de forma inversamente proporcional a la distancia.

La función de Green es una herramienta que permite sintetizar cualquier fuente de ondas partiendo de la fuente más simple posible: el impulso unitario localizado en un punto en el espacio y el tiempo (Aki, et al., 2002). La ecuación (19) es la formalización matemática del principio de Huygens. Una onda mecánica emitida por una fuente puntual se comporta de manera similar a una pequeña piedra arrojada a un estanque, las ondas se propagan de manera concéntrica a partir del punto de impacto, aunque en tres dimensiones, es decir, la onda se propaga como esferas concéntricas a partir de la fuente puntual.

En los transductores ultrasónicos no son una fuente puntual, sino que tienen dimensiones finitas. A este tipo de transductores Huygens (Hellier, 2003; Krautkrämer, et al., 1990) los denominó fuentes finitas y pueden ser considerados como constituidos por un número infinito

de fuentes puntuales. La Figura 46 representa el corte transversal de un transductor emisor circular y asumiendo que todos los puntos emiten a la misma frecuencia y fase, en el frente del transductor, a una cierta distancia, se produce una onda plana. Puede observarse que una parte de la energía se pierde en los bordes del transductor, a este fenómeno se le denomina difracción en los bordes.

Este modelo permite diferenciar dos situaciones a medida que las ondas se alejan del emisor. Se denominan campo cercano y campo lejano. En el campo cercano las ondas mecánicas de cada punto de emisión del transductor producen interferencias constructivas y destructivas cambiantes en función de la distancia del punto considerado al emisor. La razón de estas interferencias es la diferencia en el camino recorrido por la onda entre el centro de emisor y los bordes del mismo comparado con la longitud de onda.

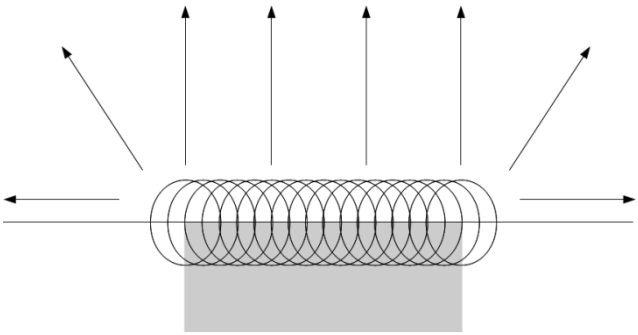


Figura 46. Ondas construidas considerando el principio de Huygens.

Eventualmente, a una cierta distancia del transductor, esta diferencia de distancias se vuelve poco significativa y el fenómeno de interferencia termina. El punto en donde el fenómeno de interferencia termina marca el inicio del campo lejano.

Cabe mencionar que la función de Green de la ecuación (19) corresponde al campo lejano de las ondas longitudinales.

Reemplazando la función de Green en la ecuación (19) obtenemos la expresión (21).

$$\psi(\vec{M}_2, t) = \int_S \int_T \frac{v(\vec{M}_2, t_2)\delta\left(t - t_2 - \frac{|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|}{c_L}\right)}{2\pi|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|} dt_2 d^2\vec{M}_2 \tag{21}$$

Considerando que la velocidad de cada punto del transductor es la misma podemos reordenar la expresión (21) y obtenemos (23).

$$\psi(\vec{M}_1, t) = \int_T v(t) \int_S \frac{\delta\left(t - t_2 - \frac{|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|}{c_L}\right)}{2\pi|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|} d^2\vec{M}_2 dt_2 \tag{22}$$

La integral en el tiempo corresponde a una convolución, por lo que (23) se reduce a la expresión (24).

$$\psi(\vec{M}_1, t) = v(t) * \int_S g_L(\vec{M}_1, t|\vec{M}_2, t_2) d^2\vec{M}_2 \tag{23}$$

La integral sobre la superficie del transductor puede ser considerada la respuesta al impulso espacial, dada por la ecuación(25), ya que esta expresión caracteriza el campo tridimensional para una determinada geometría del transductor y un determinado punto en el espacio.

$$h_L(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = \int_S g_L(\vec{M}_1, t|\vec{M}_2, t_2) d^2\vec{M}_2 \tag{24}$$

Dadas las ecuaciones (18), (23) y (24) la presión acústica incidente está dada por la ecuación (26).

$$p(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = \rho \frac{\partial \psi(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t)}{\partial t} = \rho v(t) * \frac{\partial h_L(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t)}{\partial t} \tag{25}$$

Finalmente, aplicando la regla de la derivación para la convolución podemos reescribir (25) según se muestra en (26).

$$p(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = \rho \frac{\partial v(t)}{\partial t} * h_L(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) \tag{26}$$

La ecuación (26) nos permite calcular la presión producida por un transductor emisor en un punto determinado del espacio cuando el transductor emite ondas longitudinales.

En cuanto a las ondas transversales, la expresión (26) no es aplicable ya que en la propagación de este tipo de ondas no se producen cambios en el volumen del material y por lo tanto no se producen cambios en la presión. Para este caso es conveniente considerar el desplazamiento en lugar de la velocidad. Cabe destacar que las expresiones (12) y (13) son aplicables al desplazamiento o una derivada o integral del desplazamiento (Achenbach, 1973). De esta forma, la solución a la ecuación (13) está dada por (27), donde $u_e$ es el desplazamiento del transductor emisor y $u$ es el desplazamiento percibido en $\vec{M}_1$.

$$u(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = \int_S \int_T u_e(\vec{M}_2, t_2) g_T(\vec{M}_1, t|\vec{M}_2, t_2) dt_2 d^2\vec{M}_2 \tag{27}$$

La función de Green para las ondas transversales en un semiespacio está dada por la ecuación (28). Como puede verse la única diferencia respecto a (20) es la velocidad de propagación $c_T$ que corresponde a aquella de las ondas transversales. Es importante tener en cuenta, en este caso, que la dirección del desplazamiento generado por el transductor es paralela a la superficie del mismo, como también lo es el desplazamiento en el punto $\vec{M}_1$.

$$g_T(\vec{M}_1, t|\vec{M}_2, t_2) = \frac{\delta\left(t - t_2 - \frac{|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|}{c_T}\right)}{2\pi|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|} \tag{28}$$

Considerando que el desplazamiento de cada punto del transductor es el mismo podemos reordenar la expresión (21) y obtenemos (23).

$$u(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = \int_T u_e(t) \int_S \frac{\delta\left(t - t_2 - \frac{|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|}{c_T}\right)}{2\pi|\vec{M}_2 - \vec{M}_1|} d^2\vec{M}_2 dt_2 \tag{29}$$

Siendo la misma línea de la demostración realizada para las ondas longitudinales, aa integral en el tiempo corresponde a una convolución, por lo que (29) se reduce a la expresión (30).

$$u(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = u_e(t) * \int_S g_T(\vec{M}_1, t|\vec{M}_2, t_2) d^2\vec{M}_2 \tag{30}$$

La integral sobre la superficie del transductor de la función de Green puede ser considerada como la respuesta al impulso geométrica para las ondas transversales (31).

$$h_T(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = \int_S g_T(\vec{M}_1, t|\vec{M}_2, t_2) d^2\vec{M}_2 \tag{31}$$

Finalmente tenemos la expresión (32) permite calcular el desplazamiento en el punto $\vec{M}_1$ debido al transductor ubicado en $\vec{M}_2$.

$$u_{M_1}(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) = u_e(t) * h_T(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) \tag{32}$$

## 3.4. Calculo de la señal en el emisor

La respuesta a un impulso eléctrico de un transductor de ultrasonidos emitiendo ondas longitudinales $h_{TE_L}(t)$, y transversales $h_{TE_T}(t)$, depende del circuito electrónico de excitación, de la tecnología de fabricación y del diseño del transductor. Para el caso de transductores piezoeléctricos vibrando en modo espesor, existen numerosas publicaciones acerca del modelado aproximado de los mismos, como un sistema electromecánico de tres puertas (Mason, 1964; Stepanishen, 1981; Brown, et al., 1996; Wilcox, et al., 1998).

El problema es complejo, ya que dependiendo de la diferencia de impedancia acústica entre el transductor y el material inspeccionado la respuesta al impulso varía considerablemente (Brown, et al., 1996). En este trabajo, considerando el relativo ancho de banda de los transductores utilizados, se ha asumido que la respuesta al impulso electromecánica es un delta de Dirac, esta hipótesis tiene sus implicancias que serán analizadas posteriormente en el trabajo.

La ecuación $v(t) = h_{TE_L}(t) * x(t)$ relaciona la velocidad de los puntos del transductor $v(t)$ con la tensión eléctrica de excitación $x(t)$ para la emisión de ondas longitudinales. Para el caso de las ondas transversales, la expresión $u_e(t) = h_{TE_T}(t) * x(t)$ relaciona el desplazamiento del transductor emisor $u_e(t)$ con la tensión eléctrica de excitación $x(t)$.

## 3.5. Calculo de la señal en el receptor

Las ondas longitudinales llegan a los transductores piezoeléctricos en la forma de una onda de presión variable con el tiempo $p(\vec{M}, t)$, la cuál ejerce una fuerza en la superficie sensible del receptor, lo cual produce una tensión eléctrica en los bornes del mismo.

En el apartado 3.3 se ha obtenido la expresión de la presión en un punto de un sólido debido a un transductor emisor de superficie *S*. Considerando la Figura 47, para el cálculo del valor de la presión ejercida sobre el transductor receptor $S_r$ en un tiempo *t*, puede utilizarse la integral: $\int_{S_r} p(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) dS_r$. Donde $p(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t)$ se obtiene a partir de la expresión (26).

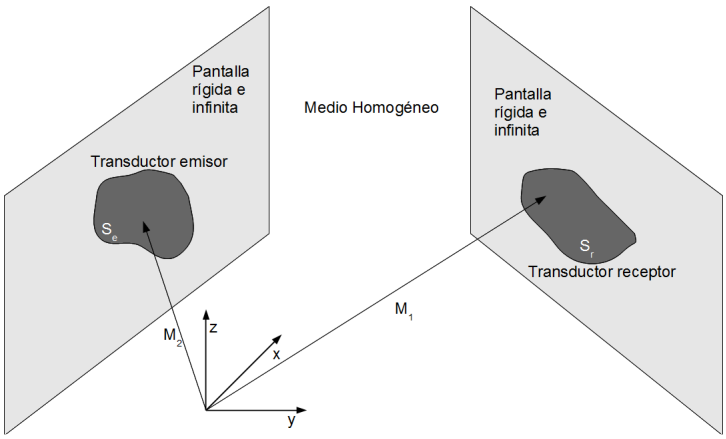



**Figura 47.** Eje de coordenadas y posición relativa del transductor receptor y emisor.

El procedimiento descrito y la respuesta al impulso de los circuitos de acondicionamiento de señal, están incluidos en la respuesta al impulso del transductor receptor, $h_{TR_L}(t)$. De esta forma, la señal eléctrica en los bornes del transductor se representa por $y(t) = h_{TR_L}(t) * p(\vec{M}, t)$.

Las ondas transversales no producen cambios en la presión pero sí pequeños desplazamientos en el material, considerando que $h_{TR_T}(t)$ es la respuesta al impulso del transductor receptor y de los circuitos de acondicionamiento de señal, la señal eléctrica generada se expresa como $y(t) = h_{TR_T}(t) * u(\vec{M}, t)$. Asimismo, para el caso de las ondas transversales se requiere calcular el desplazamiento total sobre la superficie del transductor utilizando la integral $\int_{S_r} u_{M_1}(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t) dS_r$, donde $u_{M_1}(\vec{M}_1, \vec{M}_2, t)$ se obtiene de la expresión (32).

## 3.6. Ondas en un semiespacio

En los apartados anteriores hemos considerado que las ondas se propagan en un espacio infinito, en estas condiciones de frontera, las ondas longitudinales y transversales no interactúan entre sí. Dado que los materiales a inspeccionar nunca son de tamaño infinito, es importante considerar las consecuencias de la existencia de un límite en el cual no existen fuerzas actuando sobre el material, a esta situación se la conoce con el nombre de un semiespacio.

Cuando una onda mecánica encuentra una interfaz entre dos medios la energía de la onda es reflejada y transmitida desde y a través del borde. Este fenómeno es conocido también en óptica y acústica. Cuando el borde es un semiespacio se produce solamente reflexión. La diferencia fundamental en el caso de la propagación de ondas en sólidos es que se produce el fenómeno que se conoce como conversión de modo. En general una onda al incidir en el borde se refleja como dos tipos de ondas diferentes.
En los ensayos no destructivos la existencia de estos bordes permiten la detección de discontinuidades en los materiales a inspeccionar. Por ejemplo, durante la inspección de una pieza sólida con ultrasonido en modo pulso – eco, una discontinuidad ocupada por aire en la misma provocaría que la mayor parte de la señal incidente en la discontinuidad fuera reflejada. Además, conociendo la velocidad de propagación del ultrasonido en el material sería posible estimar con mucha precisión la posición de la discontinuidad.

Una primera interfaz importante a considerar en el proceso de inspección no destructiva de un material es la que se producen entre el transductor y la pieza a inspeccionar. Si el transductor es simplemente colocado sobre la pieza y se introduce aire en esta interfaz el 100% de la señal producida por el transductor se reflejaría y no se introduciría ninguna onda mecánica en la

pieza a inspeccionar. Para resolver este problema se coloca una sustancia entre el transductor y la pieza a ser inspeccionada de forma a minimizar la pérdida de energía por reflexión. A esta sustancia se le conoce como acoplante.

Los criterios para la selección del acoplante son la mejor adaptación en la impedancia acústica posible y que sea pasivo desde el punto de vista químico con el material a inspeccionar y el material del que está fabricado el transductor. La mayoría de los acoplantes permiten la transmisión de entre 10% a 15% de la energía emitida al material bajo inspección (Shull, 2001).

### 3.6.1. Onda incidente longitudinal

Considerando una onda plana longitudinal que llega a un borde horizontal con un ángulo $\theta_1$ con relación a la vertical, tomando en cuenta las ecuaciones de onda y aplicando las condiciones de frontera adecuadas, se reflejan dos tipos de ondas, una onda longitudinal y otra onda transversal con polarización vertical. La Figura 48 muestra un esquema de la situación mencionada, con las fechas se indica la dirección de de las ondas incidente y reflejadas y sus direcciones de propagación.

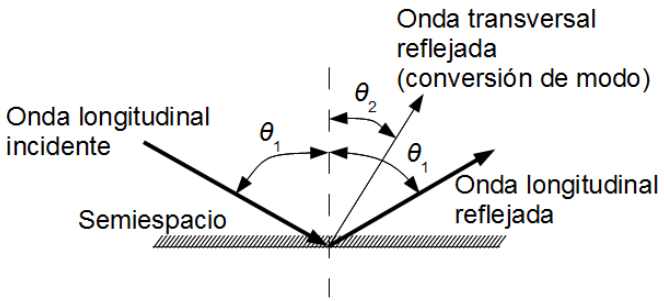



**Figura 48.** Ondas incidente y reflejadas y sus respectivos ángulos

La ecuación (33) relaciona los ángulos de incidencia $\theta_1$ y refracción $\theta_2$ con las respectivas velocidades de la onda incidente $c_L$ y la reflejada $c_T$. En esta ecuación puede notarse que si $c_L > c_T$ entonces $\theta_L > \theta_T$. Esta misma expresión es válida para el caso de una onda longitudinal incidente y la onda longitudinal reflejada, al ser las velocidades iguales, los ángulos también lo son. La expresión (33) coincide con la ley de Snell de la óptica (Aki, et al., 2002).

$$\frac{\sin\theta_1}{c_L} = \frac{\sin\theta_2}{c_T} \tag{33}$$

En cuanto a la relación de las amplitudes entre la onda incidente y las reflejadas, las ecuaciones (40) y (41) relacionan las amplitudes de la onda incidente $A_1$, la onda reflejada longitudinal $A_2$ y la onda transversal reflejada $B_2$ (Graff, 1975).

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{\sin 2\theta_1\, sin2\theta_2 - k^2 cos^2 2\theta_2}{\sin 2\theta_1\, sin2\theta_2 + k^2 cos^2 2\theta_2} \tag{34}$$

$$\frac{B_2}{A_1} = \frac{2\sin 2\theta_1\, cos2\theta_2}{\sin 2\theta_1\, sin2\theta_2 + k^2 cos^2 2\theta_2} \tag{35}$$

Donde $k$ es una constante que depende de las constantes de Lamé. La constante $k$ también relaciona las velocidades longitudinales y transversales, y depende exclusivamente del coeficiente de Poisson ($\tau$), como se indica en la ecuación (42) (Graff, 1975).

$$k = \frac{c_L}{c_T} = \sqrt{\frac{(\lambda + 2\mu)}{\mu}} = \sqrt{\frac{2(1-\tau)}{(1-2\tau)^2}} \tag{36}$$

La Figura 49 muestra una gráfica de la relación de amplitudes para la reflexión de ondas longitudinales y transversales cuando incide una onda longitudinal para dos tipos de materiales, el nylon con $k \cong 3.25$ y del mortero (arena y cemento) con $k \cong 2$. Para ambos casos, puede observarse que con un ángulo de incidencia $\theta_1$ de 0° toda la onda longitudinal es reflejada y no existe conversión de modo, el signo negativo indica que la fase cambia 180°.

Cuando $k \cong 3.25$ y considerando la onda reflejada longitudinal, la menor amplitud reflejada es de más del 90% de la amplitud de la onda incidente para un ángulo de ~60°, mientras que el 20% de amplitud de la onda longitudinal incidente se convierte a onda transversal con un ángulo de ~50°. Para el caso de $k \cong 2$ y la onda reflejada longitudinal, con un ángulo de incidencia de ~65° se refleja el ~38% de la amplitud de la onda incidente. Para la onda reflejada transversal con un ángulo de incidencia del ~48° la amplitud es el 52% de la onda incidente.

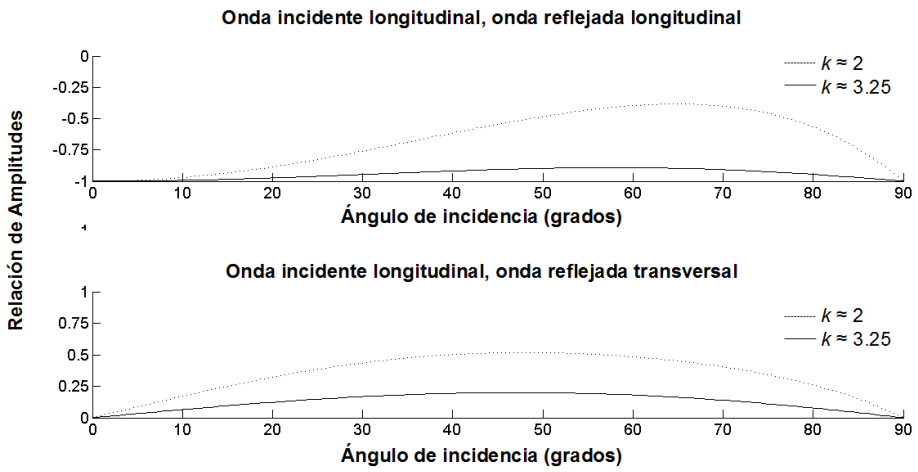



**Figura 49.** Relación de amplitudes entre la onda incidente longitudinal y las reflejadas longitudinal y transversal con polarización vertical.

Para algunos ángulos determinados la suma de las relaciones de amplitudes supera el valor 1 en una aparente violación del principio de conservación de la energía, pero se debe tener en cuenta que la transferencia de energía depende, además de la amplitud, de la velocidad de propagación. Dado que las ondas transversales son más lentas que las longitudinales puede ocurrir que la suma de las relaciones de amplitudes sea > 1 (Graff, 1975).

### *3.6.2. Onda incidente transversal con polarización vertical*

Cuando la onda incidente es una onda plana transversal con polarización vertical, incidente en un ángulo $\theta_2$, dos ondas se reflejan del borde, una transversal con polarización vertical y la otra longitudinal. Aplicando las condiciones de frontera adecuadas en las ecuaciones de ondas se pueden calcular las relaciones de amplitudes, que están dadas por (37) y (38). Donde $B_1$ representa la amplitud de la onda transversal incidente, $B_2$ la amplitud de la onda transversal reflejada y $A_2$ la amplitud de la onda longitudinal generada por conversión de modo.

$$\frac{B_2}{B_1} = \frac{\sin 2\theta_1 \, sin2\theta_2 - k^2 cos^2 2\theta_2}{\sin 2\theta_1 \, sin2\theta_2 + k^2 cos^2 2\theta_2} \tag{37}$$

$$\frac{A_2}{B_1} = \frac{-2k^2 \sin 2\theta_2 \, cos2\theta_2}{\sin 2\theta_1 \, sin2\theta_2 + k^2 cos^2 2\theta_2} \tag{38}$$

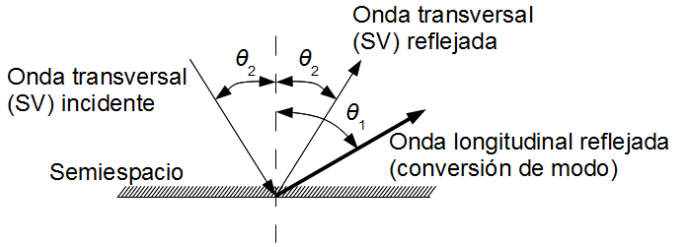



**Figura 50.** Ondas incidente y reflejadas y sus respectivos ángulos

En este caso, también se cumple la Ley de Snell para los ángulos de incidencia $\theta_2$ y los de reflexión $\theta_1$ y $\theta_2$, según la expresión (33), como se muestra en la Figura 50. En este caso, dado que $c_L > c_T$ el ángulo $\theta_1 > \theta_2$. La constante $k$ está dada por la ecuación (36). La Figura 51 muestra una gráfica de la relación de amplitudes para la reflexión de ondas longitudinales y transversales cuando incide una onda transversal para dos tipos de materiales, el nylon con $k \cong 3.25$ y del mortero (arena y cemento) con $k \cong 2$. Puede observarse también que en ambos casos, con un ángulo de incidencia $\theta_2$ de 0° toda la onda transversal es reflejada, con un cambio de fase de 180°, y no existe conversión de modo ya que la amplitud de la onda longitudinal es 0.

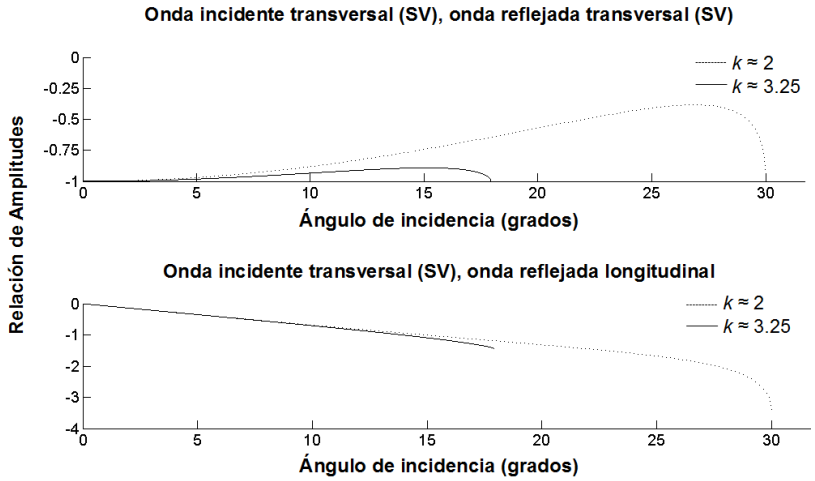



**Figura 51.** Relación de amplitudes entre la onda incidente transversal con polarización vertical y las reflejadas transversal con polarización vertical y longitudinal.

Si se incrementa el ángulo $\theta_2$ de incidencia de la onda transversal llegará un valor para el cual el seno del ángulo  es mayor que 1, una situación que no es posible. Esta situación matemáticamente imposible refleja una situación física, ya que ocurre cuando el ángulo de reflexión $\theta_1 \geq 90°$. Por lo tanto, la onda longitudinal se propaga paralela a la superficie (Graff, 1975). A este valor del ángulo $\theta_2$ se lo conoce con el nombre de ángulo crítico y depende de las características del material, como puede apreciarse en la Figura 51 el ángulo crítico para $k \cong 2$ es de ~18°, mientras que para $k \cong 3.25$ es 30°.

### *3.6.3. Onda incidente transversal con polarización horizontal*

El último caso que analizaremos es el de una onda incidente plana transversal con polarización horizontal. Este es el caso más simple, ya que no se produce conversión de modo, solamente se produce una reflexión total con un cambio de fase de 180°. El ángulo de incidencia es el mismo que el ángulo de reflexión, como puede verse en la Figura 52.

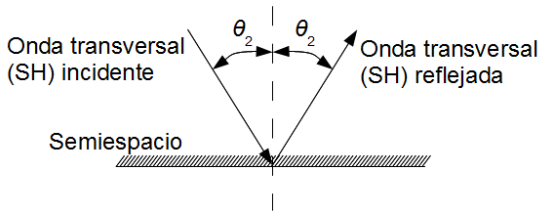



**Figura 52.** Ondas incidente y reflejadas y sus respectivos ángulos

## 3.7. Dos semiespacios en contacto

Este apartado se incluye a fines de dar una descripción completa de los fenómenos que se producen en un semiespacio, aunque desde el punto de vista del trabajo de esta tesis la situación que interesa es la de un semiespacio con un borde libre.

Cuando una onda que se propaga encuentra un límite entre dos materiales, una parte de la energía se refleja, como ocurre en una superficie libre. Además, otra parte de la energía se transmite a través del límite en forma de ondas refractadas.

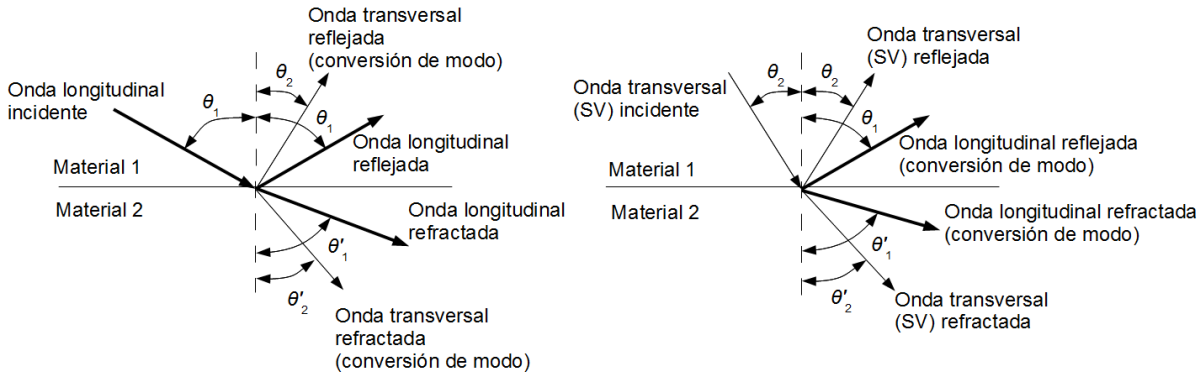



Figura 53. **Refracción de onda.**

La Figura 53 muestra la reflexión de onda para ondas incidentes longitudinales y transversales con polarización vertical. La ley de Snell se cumple nuevamente para este caso según la ecuación (39), donde la velocidad de propagación de ondas longitudinales en el material 1 es $c_{L_1}$ y la del material 2 es $c_{L_2}$, de igual forma, la velocidad de propagación de ondas transversales en el material 1 y en el material 2 es $c_{T_1}$ y $c_{T_2}$ respectivamente.

$$\frac{\sin\theta_1}{c_{L_1}} = \frac{\sin\theta_2}{c_{T_1}} = \frac{\sin\theta'_1}{c_{L_2}} = \frac{\sin\theta'_2}{c_{T_2}} \tag{39}$$

En cuanto a las relaciones de amplitud, estas dependen de las características de cada uno de los materiales y del ángulo de incidencia y refracción.

La refracción de ondas se utiliza en los ensayos no destructivos para introducir ondas transversales a partir de transductores que emiten sólo ondas longitudinales en los materiales a inspeccionar con el ángulo de incidencia deseado.

Para un dado valor de $\theta_1$ eventualmente $\theta'_1 = 90°$, a este valor de $\theta_1$ se le conoce con el nombre de *primer ángulo crítico*. Para valor de $\theta_1$ mayores a este ángulo crítico toda la onda longitudinal se refleja hacia el material 1. Por ejemplo, el primer ángulo crítico para la interfaz entre el agua y el acero es de 15° y para el plexiglass y el acero es de 28° aproximadamente (Hellier, 2003).

Si el ángulo de incidencia sigue incrementándose por encima del primer ángulo crítico eventualmente se alcanzará el *segundo ángulo crítico* (Hellier, 2003; Krautkrämer, et al., 1990), en el cual la onda transversal es refractada con un ángulo $\theta'_2 = 90°$. En este caso, ser produce otra conversión de modo, ya que las ondas transversales se transforman en ondas de Rayleigh o superficiales. Incrementando aún más el ángulo de incidencia por encima del segundo ángulo crítico no se producen ondas de ninguna clase en el material 2, se dice entonces que se ha producido una reflexión interna total en el material 1. El segundo ángulo crítico para el agua y el acero es de 27°, y para el plexiglass y el acero de 58° aproximadamente.

## 3.8. Características mecánicas de los materiales y la propagación de ondas

Como hemos visto, las ondas mecánicas viajan a diferentes velocidades en los distintos materiales, siendo esta velocidad una característica de estos materiales.

La densidad y la elasticidad de los materiales son las dos propiedades de los materiales que afectan a la velocidad. En términos cualitativos y volviendo al modelo de la Figura 42, podríamos considerar la densidad como relacionada con el peso de las esferas y la elasticidad como el coeficiente de elasticidad del resorte. Por ejemplo, en el plomo las esferas de material serían muy pesadas, en el acero menos pesada y en el aire las esferas serían muy livianas. En cuanto a los resortes, serían muy fuertes en el caso del acero, menos fuertes en el caso del plomo y muy débiles en el caso del aire.

La velocidad de propagación de la onda depende de que tan rápido una esfera sea capaz de transmitir la vibración a su vecina. Primeramente, tiene que la fuerza del resorte. Supongamos que tenemos dos pares de esferas del mismo peso, cada par unido por un resorte, uno de ellos es un resorte fuerte y el otro débil. Para que una de las esferas unidas por el resorte débil transmita a la otra el movimiento debe desplazarse mucho, mientras que aquellas unidas por el resorte fuerte requieren poco movimiento. Por esta razón, materiales con un módulo de elasticidad o de Young alto tienen una mayor velocidad de propagación de las ondas mecánicas.

Por otro lado, supongamos el caso de dos pares de esferas unidas por dos resortes iguales, pero un par de esferas con un mayor peso que las otras dos. Las esferas de mayor peso, debido a la inercia por vencer, transmitirán la vibración de manera más lenta. Por esto, la velocidad de propagación de ondas mecánicas en el plomo es menor que en el acero.

Aunque las propiedades de los materiales que más afectan la velocidad son la densidad y el coeficiente de elasticidad, también el coeficiente de Poisson influye. Si aplicamos una fuerza de tracción sobre un material, el coeficiente de Poisson se define como la razón entre el alargamiento longitudinal producido divido por el acortamiento producido en la perpendicular a la dirección de la carga aplicada.

La ecuación (40) relaciona los tres factores que afectan la velocidad longitudinal $c_L$, donde $E$ es el módulo de elasticidad o módulo de Young, $\rho$ corresponde a la densidad del material y $\tau$ es el coeficiente de Poisson.

$$c_L = \sqrt{\frac{E}{\rho}\frac{1-\tau}{(1+\tau)(1-2\tau)}} \tag{40}$$

En los sólidos existen además las ondas transversales cuya velocidad de propagación es inferior a la de las ondas longitudinales, esto se debe a que esta velocidad está determinada por el módulo de rigidez o cortante $G$ del material, que es inferior al módulo de Young. La velocidad transversal $c_T$ está dada por (41), donde $G$ es el módulo de rigidez, $E$ es el módulo de elasticidad o módulo de Young, $\rho$ corresponde a la densidad del material y $\tau$ es el coeficiente de Poisson.

$$c_T = \sqrt{\frac{E}{\rho}\frac{1}{2(1+\tau)}} = \sqrt{\frac{G}{\rho}} \tag{41}$$

Para los materiales sólidos el coeficiente de Poisson varía desde 0 hasta 0,5, por lo que la relación entre la velocidad transversal y la longitudinal varía entre 0 y 0,707. Por ejemplo, para el aluminio y el acero la velocidad transversal es aproximadamente la mitad de la velocidad longitudinal.

Las expresiones (40) y (41) muestran que las velocidades de propagación longitudinal y transversal son independientes de la frecuencia, y por lo tanto no sufren del fenómeno de dispersión. Esta situación es válida solamente para materiales homogéneos.

En cuanto a las ondas de Rayleigh, generalmente tienen una velocidad de aproximadamente 90% de la velocidad de las ondas transversales.

A medida que las partículas del material terminan un ciclo de vibración la onda se propaga dentro del material. La distancia que recorre dentro del material durante un ciclo de vibración se conoce como la longitud de onda $\lambda$ y está dada por (42). Donde $c$ es la velocidad de propagación de la onda y $f$ es frecuencia de la onda.

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{42}$$

La longitud de onda es un parámetro muy importante en los ensayos no destructivos con ondas mecánicas, ya que el reflector más pequeño que puede ser detectado debe ser mayor que la mitad de la longitud de onda de la onda mecánica.

## 3.9. La herramienta FIELD II

El FIELD II (disponible en http://server.electro.dtu.dk/personal/jaj/field/) es un programa de simulación de la propagación de ondas para aplicaciones en sistemas de imágenes basadas en ultrasonido para medicina desarrollado por el Dr. Jorgen Arendt Jensen en la Universidad Tecnológica de Dinamarca (Jensen, 1996).

Se basa en el desarrollo teórico presentado en la sección 3.3 y el proceso de simulación es rápido gracias a la utilización de la aproximación de campo lejano. Transductores de cualquier geometría y señales de excitación arbitrarias pueden ser simuladas, tanto en modo pulso – eco como en emisión continua. El FIELD II permite simular apodización dinámica y el enfoque de la señal ultrasónica.

El programa utiliza la interfaz del Matlab, por lo que es muy versátil. Todas las rutinas del FIELD II son llamadas directamente desde su entorno y todas las funciones de Matlab para el análisis y visualización pueden ser utilizadas.

Como se ha dicho, la aplicación está orientada a sistemas operando en modo pulso – eco, por lo que el transductor emisor está ubicado en el mismo punto que el transductor receptor. En este trabajo, ese no es el caso, ya que se utiliza un transductor emisor y otro transductor como receptor. Pero gracias a la flexibilidad de las funciones ofrecidas, entre las que se encuentran algunas que permiten calcular la presión en un punto en el espacio, considerando lo expuesto en 3.5 es posible calcular el campo incidente en un transductor ubicado en cualquier punto del espacio.

Esta herramienta es ampliamente utilizada para el modelado de sistemas ultrasónicos basados en la propagación de ondas longitudinales. En la revisión bibliográfica realizada no hemos encontrado que ningún autor proponga la utilización del FIELD para el modelado de la propagación de ondas transversales, constituyendo esta propuesta uno de los aportes de este trabajo.

### 3.9.1. Transductores de forma arbitraria

Para simular transductores de forma arbitraria el FIELD II considera el transductor como formado por un conjunto de rectángulos, de forma que cada rectángulo corresponde a un punto de emisión y recepción del transductor, según el principio de Huygens.

El tamaño de los rectángulos es un parámetro importante, ya que mientras más grandes son los rectángulos la simulación se ejecutará más rápidamente. Pero, por otro lado, es necesario tener en cuenta que la deducción en la sección 3.3 es válida para el campo lejano, por lo que las dimensiones del rectángulo no pueden ser arbitrariamente grandes, debiendo ser elegidas en función de la distancia a la que se encuentra el punto en el cual se desea calcular la presión o el desplazamiento producido por el transductor. La respuesta total resultante en ese punto para un dado transductor es calculada sumando las respuestas de cada rectángulo (Jensen, et al., 1992).

La ecuación (43) indica la condición que debe cumplirse para que la condición de campo lejano se cumpla. En esta expresión, $d$ es la distancia entre el punto a ser considerado y el transductor, $h$ es la dimensión más grande del rectángulo y $\lambda$ es la longitud de onda de la señal.

$$d \gg \frac{h^2}{4\lambda} \tag{43}$$

Despejando $h$ de la ecuación (43) se obtiene la expresión (44). Esta expresión nos da una idea de las dimensiones de los rectángulos de los que está compuesto el transductor de forma que la condición de campo lejano se cumpla (Jensen, et al., 1992).

$$h \ll \sqrt{4d\lambda} \tag{44}$$

La Tabla 2 muestra los valores calculados de $\sqrt{4d\lambda}$ para dos longitudes de onda diferentes, que corresponden a las ondas longitudinales ($c_L \cong 2600\ m/s$) con una frecuencia de 500 kHz y ondas transversales ($c_T \cong 800\ m/s$) de 100 kHz propagándose en el nylon.

Dividiendo el transductor en cuadrados de 1 mm de lado, considerando que las probetas de nylon utilizadas en este trabajo tienen una altura (que corresponde a la distancia entre el transductor emisor y el receptor) mínima de 39,5 mm, puede verse en la Tabla 2, se cumple que $1\ mm \ll 25\ mm$, razón por la cual la condición de campo lejano se cumple tanto para las ondas longitudinales como para las transversales en las probetas de nylon.

La Tabla 3 muestra los valores calculados de $\sqrt{4d\lambda}$ para ondas longitudinales ($c_L \cong 1500\ m/s$) con una frecuencia de 500 kHz y ondas transversales ($c_T \cong 700\ m/s$) de 100 kHz propagándose en el mortero.

| Para $\lambda = 8 \cdot 10^{-3} m$ | |
|---|---|
| $\boldsymbol{d} \cdot 10^{-3}\ (m)$ | $\sqrt{4d\lambda} \cdot 10^{-3}\ (m)$ |
| 10 | 18 |
| 20 | 25 |
| 30 | 31 |
| 40 | 36 |
| 50 | 40 |
| 60 | 44 |
| 70 | 47 |
| 80 | 51 |
| 90 | 54 |
| 100 | 57 |

| Para $\lambda = 5{,}2 \cdot 10^{-3} m$ | |
|---|---|
| $\boldsymbol{d} \cdot 10^{-3}\ (m)$ | $\sqrt{4d\lambda} \cdot 10^{-3}\ (m)$ |
| 10 | 14 |
| 20 | 20 |
| 30 | 25 |
| 40 | 29 |
| 50 | 32 |
| 60 | 35 |
| 70 | 38 |
| 80 | 41 |
| 90 | 43 |
| 100 | 46 |

**Tabla 2.** Valores de $\sqrt{4d\lambda}$ calculados para el nylon con $\lambda = 8 \cdot 10^{-3} m$ y $\lambda = 5{,}2 \cdot 10^{-3} m$.

| Para $\lambda = 7 \cdot 10^{-3} m$ | |
|---|---|
| $\boldsymbol{d} \cdot 10^{-3}\ (m)$ | $\sqrt{4d\lambda} \cdot 10^{-3}\ (m)$ |
| 50 | 37 |
| 100 | 53 |
| 150 | 65 |
| 200 | 75 |
| 250 | 84 |
| 300 | 92 |
| 350 | 99 |

| Para $\lambda = 3 \cdot 10^{-3} m$ | |
|---|---|
| $\boldsymbol{d} \cdot 10^{-3}\ (m)$ | $\sqrt{4d\lambda} \cdot 10^{-3}\ (m)$ |
| 50 | 24 |
| 100 | 35 |
| 150 | 42 |
| 200 | 49 |
| 250 | 55 |
| 300 | 60 |
| 350 | 65 |

**Tabla 3.** Valores de $\sqrt{4d\lambda}$ calculados para el mortero con $\lambda = 7 \cdot 10^{-3} m$ y $\lambda = 3 \cdot 10^{-3} m$.

Considerando el transductor dividido en cuadrados de 1 mm de lado, considerando que las probetas de mortero utilizadas en este trabajo tienen una altura mínima de 200 mm, puede verse en la Tabla 3, se cumple que $1\ mm \ll 75\ mm$, razón por la cual la condición de campo lejano se cumple tanto para las ondas longitudinales como para las transversales en las probetas de nylon.

## 3.10. Validación experimental del modelado de ondas

Con el fin de validar experimentalmente el modelado de ondas descrito en secciones anteriores se han construido probetas de nylon de forma cilíndrica, en el centro de sus caras planas se ubican los transductores emisor y receptor. Para validar el modelado se utiliza un material homogéneo, el nylon, para estas experiencias. Las dimensiones de las probetas cilíndricas son de 150 mm de altura y 76,5 mm. La utilización de probetas cilíndricas es debido a que en los ensayos destructivos de materiales no homogéneos, tales como el mortero o el hormigón, se utilizan como estándar esta geometría de probetas. Considerando, que los ensayos destructivos tradicionales serán utilizados como contrastación de los resultados a ser obtenidos en este trabajo, se requiere incluir las condiciones de frontera para este tipo de probetas.

Teniendo en cuenta que se pretende modelar la propagación de ondas longitudinales y transversales, en las simulaciones se han utilizado como transductor las dimensiones del PVDF SDT-028K.

### 3.10.1. Inclusión de las condiciones de frontera en el modelado de la propagación en probetas cilíndricas

Para simular la señal recibida en el transductor receptor, es necesario tener en cuenta que, al propagarse la señal, parte de la misma se refleja en los límites de la probeta cilíndrica y son también captados por el receptor. Para las ondas reflejadas, la distancia recorrida es mayor, por lo que esta onda llega retardada respecto a la onda que se propaga directamente.

Como se mencionó en el apartado 3.9, el FIELD II considera al transductor emisor y receptor ubicados en la misma posición en el espacio, por lo que tienen en cuenta solamente aquellos reflectores que producen señales que luego incidirán en el transductor receptor. En la mencionada sección se indica el procedimiento que permite disponer del transductor receptor en cualquier punto del espacio. Sin embargo, en nuestro caso, es necesario un procedimiento que permita tener en cuenta la forma cilíndrica de la probeta y la reflexión de ondas hacia el transductor receptor considerando las condiciones de frontera de la probeta.

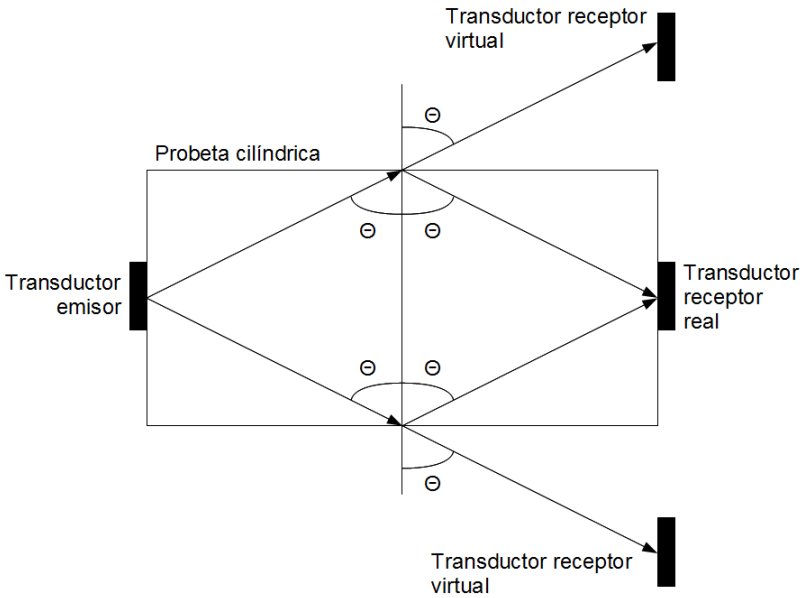



**Figura 54.** Transductor virtual que permite modelar la reflexión de onda en el borde de la probeta cilíndrica.

Para modelar esta situación y poder simularla luego utilizando el FIELD II se propone el concepto de transductor virtual basado en el principio de reciprocidad de la propagación de onda. Este concepto se esquematiza en la Figura 54, tomando en cuenta para su implementación la reflexión de ondas presentadas en la sección 3.6.

El procedimiento para la implementación del transductor virtual consiste en proyectar los puntos del transductor real, según se muestra en la Figura 55. Se traza una línea que pasa por el centro de la cara plana del cilindro, lugar en el que está ubicado el transductor real, formando un ángulo $\alpha$ con la horizontal. El ángulo $\alpha$ varía entre 0° y 360° tomando un paso de discretización fijo para construir completamente el transductor virtual. Los puntos del transductor real son discretizados tomando una separación fija entre ellos y se proyectan estos puntos considerando que se encuentran a la misma distancia del borde del cilindro, pero fuera

del cilindro. La Figura 56 muestra una sección del transductor real y una sección del transductor virtual para la geometría considerada.

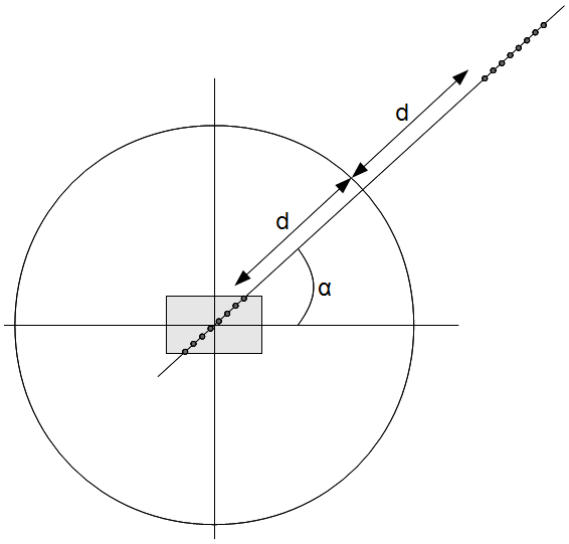



**Figura 55.** Algoritmo para la construcción del transductor virtual.

Para que sea posible sumar las señales obtenidas utilizando el FIELD II, tanto por el transductor real como por el transductor virtual, se necesita normalizar ambos resultados. La normalización debe tener en cuenta las áreas de ambos transductores y las discretización de esas áreas. En otras palabras, el factor de normalización está dado por el área de cada rectángulo utilizado por el FIELD II para calcular la señal recibida, que está dado por la expresión $area\ del\ transductor/número\ de\ puntos\ del\ transductor$.

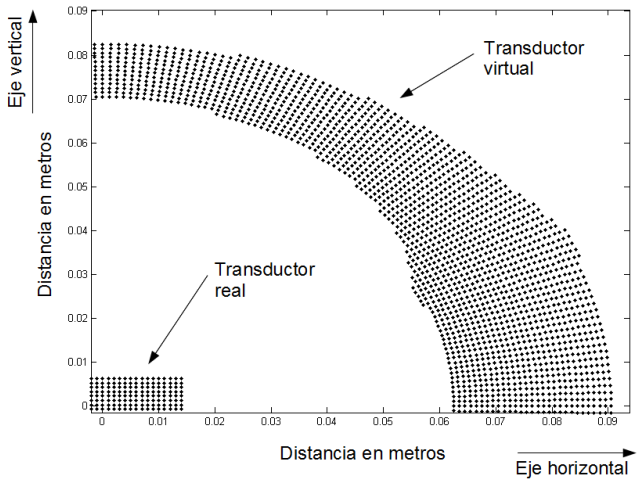



**Figura 56.** Parte de los puntos que forman el transductor virtual

En cuanto a la amplitud de la onda longitudinal reflejada en el borde del cilindro, tomando en cuenta la Figura 49, la mayor parte de la onda longitudinal es reflejada (relación de amplitudes mayor que 0,80 en el peor caso), mientras que la onda transversal generada por la conversión de modo es relativamente pequeña (relación de amplitudes menor que 0,25 en el peor caso). Para el caso de la amplitud de las ondas transversales reflejadas, tomando en cuenta la Figura 51, nuevamente la mayor parte de la onda transversal incidente es reflejada, mientras que para la onda longitudinal producto de la conversión de modo no se producirá ya que el ángulo de incidencia (aproximadamente 62°) es mayor al ángulo crítico. Cabe mencionar que lo expuesto en el apartado 3.6 corresponde a una onda plana incidente en el borde, esta no se corresponde exactamente con la situación presentada por lo que la relación

de amplitudes calculada por el FIELD II no se corresponde con la realidad. Se ha determinado experimentalmente un factor de 0,2 como factor de corrección de la onda reflejada.

En los resultados que se presentan en los apartados siguientes, se ha discretizado el transductor virtual utilizando un incremento de $\alpha = 1°$, tomando puntos del transductor real cada 1 mm. En cuanto a la discretización del transductor real, se ha formado una grilla de puntos con una separación de 1 mm entre cada punto. Para una probeta cilíndrica de nylon de 150 mm de altura y 76,5 mm de diámetro en las caras planas, y tomando en cuenta la discretización mencionada, los puntos más separados del transductor virtual son los más distantes del eje, tomando estos puntos la dimensión más grande del rectángulo de discretización es de 1,6 mm. Como puede verse en la Tabla 2, esta dimensión cumple con la condición necesaria del campo lejano para que el FIELD II modele adecuadamente esta situación.

### 3.10.2. Ondas longitudinales

La Figura 57 muestra los resultados obtenidos en la simulación superpuestos a las señales reales obtenidas de las probetas de nylon. Las frecuencias de las señales emitidas van de 500 kHz a 900 kHz en pasos de 100 kHz. En esta banda de frecuencias el transductor de PVDF emite principalmente ondas longitudinales. La señal emitida es un periodo de una onda sinusoidal a la frecuencia indicada. Las señales simuladas se muestran en líneas llenas, mientras que la señal real se muestra en línea de puntos.

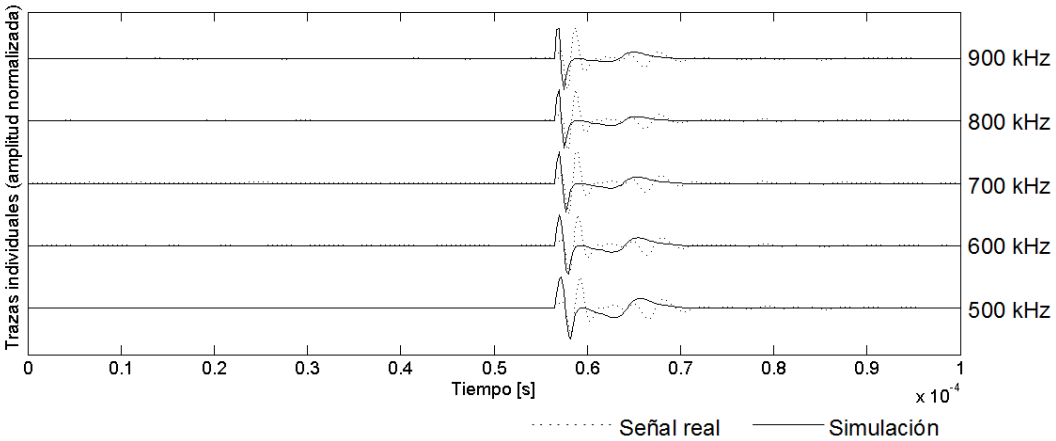



**Figura 57.** Ondas longitudinales emitidas por el transductor STD-028K en una probeta cilíndrica de nylon de 150 mm de altura y 76,5 mm de diámetro.

Puede notarse la similitud de los resultados obtenidos en la simulación con las señales obtenidas de la probeta real. Cabe mencionar que, para la respuesta al impulso electromecánica del transductor, tanto del receptor como del emisor, se ha considerado un impulso por la razón expuesta en el apartado 3.4. La ubicación de la señal producto de la reflexión de ondas por el borde del cilindro aparecen en una ubicación similar a la que se ubican en la señal real. Por otro lado, la frecuencia de la primera señal que llega al transductor, coincide con lo observado. Finalmente la frecuencia de la señal que llega más tarde, producto de la reflexión, tiene una frecuencia inferior y una amplitud inferior que coincide también con la señal real.

### 3.10.3. Ondas transversales

En la Figura 58 se muestra el resultado de la simulación con el FIELD II y la onda real obtenida con el sistema de adquisición diseñado. La señal emitida es un periodo de una onda sinusoidal en frecuencias que van desde los 10 kHz hasta los 90 kHz en pasos de 10 kHz. En esta banda de frecuencia el transductor PVDF emite principalmente ondas transversales,

aunque puede notarse en la figura la presencia de ondas longitudinales, sobre todo en las frecuencias más altas.

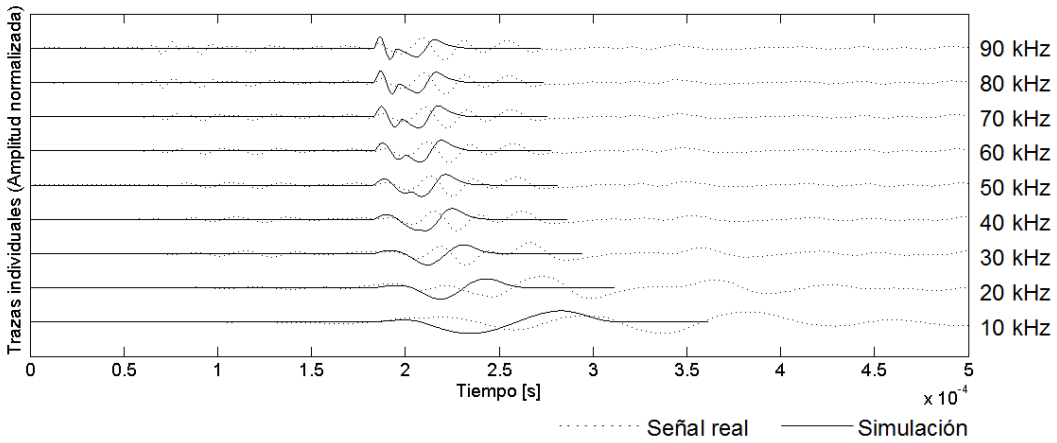



**Figura 58.** Ondas transversales emitidas por el transductor STD-028K en una probeta cilíndrica de nylon de 150 mm de altura y 76,5 mm de diámetro.

Nuevamente los resultados muestran una similitud importante, puede verse que la amplitud de la onda que llega directamente del transductor emisor va reduciéndose de amplitud. Como la frecuencia es relativamente baja la señal que se propaga directamente y aquella reflejada se superponen. Nuevamente hay que tener en cuenta que no se modela la respuesta electromecánica del transductor emisor ni del receptor.

## 3.11. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han establecido los fundamentos para el análisis del proceso de emisión, propagación y recepción de ultrasonidos en materiales sólidos. Para el efecto se ha utilizado el método de la integral de convolución propuesto por Stepanishen y codificado en la biblioteca para el Matlab™ FIELD II.

Como ha sido mencionado en el capítulo, una limitación de la herramienta FIELD II es que está diseñado para modelar únicamente sistemas ultrasónicos operando en modo pulso – eco, esto es, el elemento emisor y receptor están ubicados del mismo lado del material a inspeccionar. Para utilizarlo en el modo de operación *pitch – catch* se ha requerido incluir el elemento transductor receptor; por otro lado, para considerar los límites de las probetas ensayadas ha sido necesario proponer el concepto de transductor virtual basado en el principio de reciprocidad. Estas dos extensiones a la biblioteca FIELD II son reivindicadas como aportes de este trabajo.

Por otro lado, basado en la bibliografía especializada consultada, se ha efectuado un análisis teórico exhaustivo y se ha podido concluir que las ondas transversales y longitudinales son modeladas por ecuaciones matemáticas análogas y que, por lo tanto, la biblioteca FIELD II puede ser utilizada para realizar simulaciones numéricas de la propagación de ambos tipos de ondas. Esta propuesta ha sido contrastada experimentalmente obteniéndose una buena concordancia entre las señales sintetizadas y las experimentales, lo cual valida la propuesta. No nos consta que ningún otro autor haya propuesto el modelado de la propagación de las ondas transversales utilizando el método de la respuesta al impulso propuesto por Stepanishen, constituyendo otra aportación de este trabajo.

# Capítulo 4.
# Técnicas de procesamiento de señales ultrasónicas.

Como hemos visto en capítulos anteriores, la propagación de ondas en los materiales es un proceso complejo. Cualquier irregularidad dentro de la pieza inspeccionada, o los bordes de la misma, producen reflexiones que son también recibidas por el receptor. Esta característica permite detectar las irregularidades, pero, para esto se requiere realizar un procesamiento de señal adecuado.

Por otro lado, los transductores ultrasónicos tienen características limitadas, en particular el ancho de banda disponible es su principal limitación. Aprovechar al máximo estas capacidades para obtener la mayor información posible del material por el cual se propaga la señal es también un reto. Una característica de los transductores de PVDF utilizados en este trabajo es su capacidad de emitir ondas longitudinales y transversales a la vez, en frecuencias diferentes, aprovechar esta capacidad para caracterizar el material inspeccionado es uno de los aportes de este trabajo. Esta situación acentúa la necesidad del uso de técnicas de procesamiento de señal con el fin de maximizar la información obtenida a partir de este procesamiento.

Este capítulo presenta una revisión bibliográfica de las técnicas de modulación y procesamiento de señal con vistas a la separación de las ondas superpuestas y a la detección precisa del instante de llegada.

Como se ha visto en la sección 3.8, la velocidad de propagación es un parámetro que caracteriza a los materiales. La determinación de la velocidad de propagación de ultrasonidos requiere medir de manera suficientemente precisa el tiempo que tarda la señal ultrasónica en propagarse por el medio desde el transductor emisor al receptor, conocida como tiempo de vuelo ($TOF$ por sus siglas en inglés). La velocidad se puede calcular con la expresión (45), donde $e$ corresponde a la distancia recorrida por la señal, $TOF$ el tiempo de vuelo y $c$ es la velocidad calculada.

$$c = \frac{e}{TOF} \tag{45}$$

Este es un problema típico de detección y localización de una señal ante la presencia de ruido, un tema ampliamente desarrollado en muchos trabajos en las áreas de radar, en aplicaciones de ultrasonidos para el diagnóstico médico y los ensayos no destructivos. Aunque los avances de los últimos años han sido muy importantes, esta área sigue siendo un campo de investigación actual, ya que el problema sigue abierto.

## 4.1. Técnicas de detección de bajo costo computacional

Para el cálculo de la velocidad de propagación en el medio, en primer lugar se requiere medir el tiempo de vuelo, es decir, establecer el instante de llegada de la señal de eco. A continuación se exponen algunos métodos de detección de señal y posterior medida del TOF de bajo costo computacional.

### 4.1.1. Método de medida del TOF basado en umbral

Uno de los métodos más utilizados para la determinación del TOF, consiste en poner en marcha un contador al mismo tiempo en que se aplica la señal de excitación al transductor y detenerlo cuando la señal recibida alcanza un determinando umbral. Este método posee un alto grado de incertidumbre, debido a las variaciones que sufre la señal en función de las características del medio por el que se propaga. Aunque el error introducido en la medida del TOF puede ser tolerable en ciertas aplicaciones, en otras se requiere una mayor precisión en las medidas. Por otro lado, es un esquema muy sencillo de implementar con pocos recursos computacionales (Parrilla, et al., 1991).

En la **Figura 59**, puede observarse una señal ultrasónica a la que se le aplican dos umbrales diferentes, puede verse claramente que según el umbral los valores del TOF son diferente y mientras más alto el umbral más error se comete.

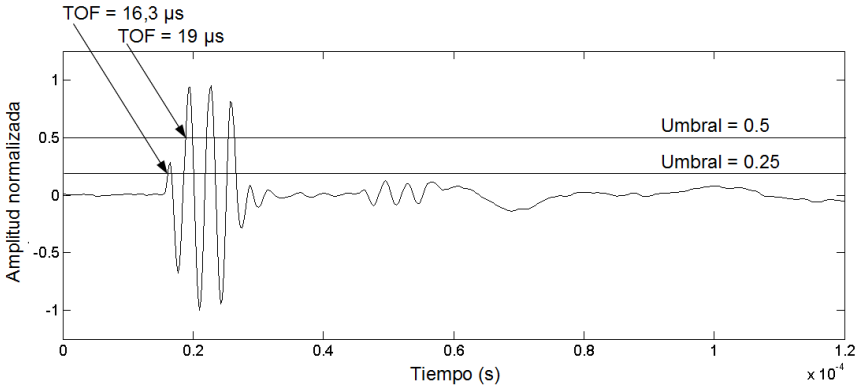



**Figura 59.** Tiempo de vuelo con umbral fijo.

Los valores de velocidad calculada varían en función de la tensión elegida como umbral de detección, por lo tanto, la elección adecuada del umbral es importante para mejorar la precisión del método. Una forma de fijar el umbral sería establecerlo inmediatamente por encima del nivel de ruido de los circuitos de acondicionamiento de señal.

Otra alternativa consiste en variar el umbral en función del tiempo, ya que la señal ultrasónica se atenúa en función inversa a la distancia que recorre. Sin embargo, existen otras causas de variación de la amplitud de la señal que no pueden ser fácilmente modelados y que hacen que el método no sea preciso, como por ejemplo el tamaño y la orientación de los obstáculos que la señal encuentre en su camino.
Con este método no es posible identificar señales ultrasónicas superpuestas.

### 4.1.2. Método de medida del TOF basado en la envolvente

La forma de la envolvente de una señal ultrasónica es muy característica de la misma y se produce por el comportamiento mecánico del emisor al ser excitado. Otra forma para determinar el TOF es la de aplicar el umbral a la envolvente de la señal recibida (Vargas, et al., 1997; Martin, et al., 1992). Si se cumple que se recibe una sola señal, sin superposición con otras señales de eco, por ejemplo, esta técnica resulta más precisa. Si la detección de la envolvente se implemente en hardware, este método tiene la ventaja de requerir una menor

tasa de muestreo de la señal, lo que permite utilizar convertidor analógico digital de menor costo y un filtro paso bajo de menor frecuencia de corte.

Otra forma de obtener la envolvente de la señal es utilizar la transformada de Hilbert (Audoin, et al., 1996). Este método se basa en la extracción de la envolvente analítica de la señal de eco recibida por un transductor receptor combinado con el método del umbral.

Esta técnica no puede ser aplicada en tiempo real, ya que requiere almacenar la señal completa y realizar después el procedimiento para obtener la envolvente.

La simulaciones de este método fueron implementado con la función *hilbert*(*X*) de MatLab™, donde *X* representa la señal a la cual se le extraerá la envolvente matemática.

Un esquema combinado de envolvente de la señal y el método del umbral para el cálculo del TOF se muestra en la **Figura 60**.

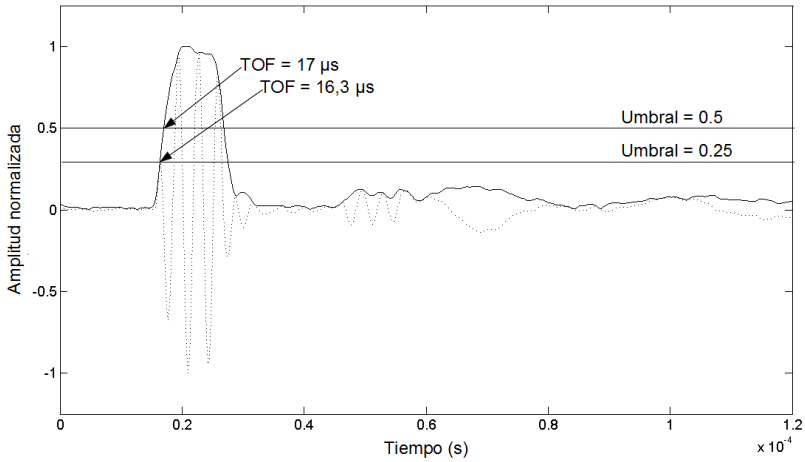



**Figura 60.** Método basado en la envolvente.

Como puede verse este método es menos sensible a las variaciones del umbral que el método descrito en el apartado 4.1.1.

De la misma forma que el método del umbral, las variaciones del eco debidas a la atenuación o a las interferencias destructivas producidas por las reflexiones de ondas afectan a la precisión del método.

Este método permite detectar la primera señal que llega al receptor, si existieran señales superpuestas este método no las puede detectar.

### *4.1.3. Método de medida del TOF basado en la pendiente*

Buscando mejorar la precisión del cálculo del TOF en este trabajo se ha desarrollado un método de bajo costo computacional basado en un método propuesto en (Vargas, et al., 1997). El método se basa en el de umbral con envolvente y consiste en utilizar un umbral inicial relativamente alto con el objetivo de detectar la llegada de la señal. En primer lugar se determina al envolvente de la señal recibida y se busca el primer máximo de la envolvente a partir de punto de detección. Considerando el punto medio entre el máximo de la señal y el cero se calcula la pendiente del flanco ascendente de la envolvente de la señal. Por el punto medio se traza una recta con la pendiente calculada, el punto donde esta recta cruza el eje del tiempo se considera como el TOF.

La Figura 61 muestra la aplicación del método, puede verse que el cálculo del tiempo de vuelo es independiente del umbral de detección utilizado, siendo esta la ventaja principal del método. Este método presenta las mismas desventajas de los métodos antes mencionados.

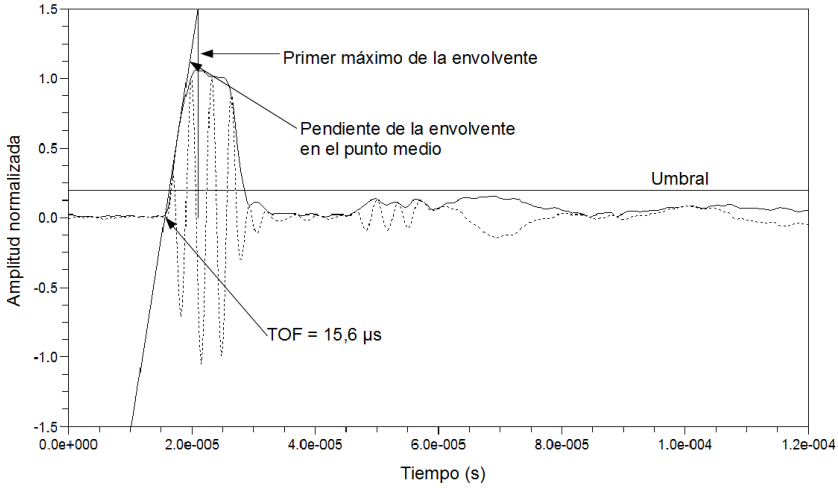



**Figura 61.** Método de la envolvente y la pendiente

## 4.2. Técnicas de compresión de pulso y excitación codificada

La compresión de pulso y la excitación codificada son dos técnicas complementarias utilizadas inicialmente en los sistemas de radar con el fin de maximizar su sensibilidad y resolución, o dicho de otra forma, maximizar la relación señal ruido. Actualmente estas técnicas se utilizan también en sistemas basados en ultrasonidos, como en la ecografía (Misaridis, et al., 2005) y en los ensayos no destructivos (Gana, et al., 2001; Chang, et al., 2004).

En los sistemas de radar la sensibilidad se define como la capacidad de detectar señales de amplitud pequeña en comparación con el ruido (baja relación señal ruido). Este parámetro depende de la energía de la señal transmitida, que puede ser expresada en términos de la potencia máxima de emisión multiplicada por el ciclo útil del emisor. Dado que la potencia máxima del emisor está limitada debido a los problemas asociados a las altas tensiones, transmitir una señal de mayor duración mejora la sensibilidad aumentando la potencia media de transmisión. Por otro lado, emitiendo señales de corta duración es posible mejorar la resolución en la detección. Definimos la resolución como la capacidad de un sistema de distinguir dos señales superpuestas que se encuentran próximas entre sí y ser capaz de identificarlas separadamente.

La compresión de pulso y la excitación codificada combinan la alta energía de un pulso de larga duración con la alta resolución de los pulsos de corta duración incrementando el ancho de banda de la señal emitida, esto se debe a que a resolución de un sistema no depende de la duración del pulso sino más bien del ancho de banda del pulso. La técnica consiste en emitir una señal de larga duración con una modulación adecuada, de allí el nombre de excitación codificada, y en la recepción se utiliza un filtro de detección adecuado cuya salida, cuando la señal modulada es recibida, consiste en un pulso estrecho en el tiempo con un valor pico elevado. Por esta razón a esta técnica se la conoce con el nombre de compresión de pulso.

### 4.2.1. Producto duración por ancho de banda.

El producto tiempo por ancho de banda describe, con una única medida, el concepto de modulación de una señal y el de compresión de pulso. Este concepto está relacionado, por otro lado, con el principio de incertidumbre, por el cual, una señal de corta duración produce un espectro en frecuencia amplio y una señal de larga duración produce un espectro en frecuencia estrecho y, tanto el tiempo como el espectro en frecuencia, no pueden ser arbitrariamente pequeños al mismo tiempo (Skolnik, 1980). Un ejemplo sencillo de este principio lo constituye una señal sinusoidal, con soporte infinito, que tiene una transformada de Fourier igual a un impulso en la frecuencia de la señal sinusoidal. De igual manera, un impulso en el tiempo produce una transformada de Fourier constante con soporte infinito.

Ya que buscamos cuantificar la eficacia de la compresión de pulso, utilizaremos el criterio de duración efectiva y ancho de banda efectivo según está definido en (Lin, et al., 1995). La duración efectiva $\Delta t$ está definida según la ecuación (46), el valor $t_0$ de la mencionada ecuación se calcula con la ecuación (47). Igualmente el ancho de banda efectivo $\Delta\omega$ está definido por la ecuación (48), donde $\omega_0$ está definido en la ecuación (49).

$$\Delta t = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty}(t-t_0)^2|x(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty}|x(t)|^2\,(t)dt}} \tag{46}$$

$$t_0 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t\,|x(t)|^2(t)dt}{\int_{-\infty}^{+\infty}|x(t)|^2\,(t)dt} \tag{47}$$

$$\Delta\omega = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty}(\omega-\omega_0)^2|X(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty}|X(\omega)|^2\,d\omega}} \tag{48}$$

$$\omega_0 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty}\omega\,|X(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty}|X(\omega)|^2\,d\omega} \tag{49}$$

Las señales con las que trabajamos tienen un ancho de banda efectivo finito y una duración efectiva finita. Con la implementación discreta de estas expresiones es posible determinar numéricamente el producto tiempo por ancho de banda para una dada señal discreta y por lo tanto cuantificar la compresión del pulso conseguida con una técnica determinada, mientras menor es el producto, mejor es la compresión.

### 4.2.2. Criterio de resolución.

El criterio del tiempo por el ancho de banda nos da una idea cuantitativa de la calidad de la compresión del pulso pero no brinda información sobre hasta qué punto podemos resolver o que resolución podríamos esperar por medio del procesamiento de las señales.

Para esto utilizaremos la solución planteada en (Vargas, 1999), que presenta un problema similar. El criterio desarrollado busca establecer la resolución interespacial teórica máxima que puede ser obtenida con un sistema operando en modo pulso – eco utilizando para ello el concepto de capacidad de un canal de información. La capacidad de un canal de información que puede contener dos estados en cada momento, en nuestro caso presencia o ausencia de

una señal, está dada por la ecuación (56). Donde $\beta_T$ es el ancho de banda del canal, considerándolo paso banda ideal, $S/R$ es la relación entre la potencia espectral de la señal y la potencia espectral del ruido y $log_2(\quad)$ es el logaritmo en base dos de un número.

$$C = \beta_T log_2\left(1 + \frac{S}{R}\right) \tag{50}$$

Si se tiene que decidir $C$ veces por segundo si una señal está presente o no, el tiempo mínimo entre decisiones es $t_b = 1/C$. En este tiempo la onda se habrá desplazado el producto de la velocidad de propagación por el $t_b$, la cual es la distancia mínima que puede ser medida entre dos ecos. Cabe mencionar que, en este caso estamos considerando la configuración en la que el transductor emisor y el receptor se encuentran enfrentados y separados por una distancia dada. Por lo tanto, la distancia mínima entre dos señales está dada por la ecuación

$$d_{min} = \frac{c}{\beta_T log_2\left(1 + \frac{S}{R}\right)} \tag{51}$$

Las condiciones que deben cumplirse para que este resultado sea adecuado son:

- El ruido en la señal debe ser aditivo, blanco y gausiano.
- Todas señales consideradas deben tener igual amplitud
- El sistema es lineal e invariante en el tiempo, de tal forma que la señal recibida puede ser considerada como la superposición lineal de varias señales.
- El sistema puede ser descrito como un filtro paso banda ideal, con un ancho de banda efectivo $\beta_T$.

Como en la práctica no se cumplen todas las condiciones el resultado obtenido será optimista, pero nos ofrece un límite teórico.

Analizando la expresión (57), si se dispone de un sistema con una relación señal ruido infinita la distancia mínima será infinita. Por otro lado, si la relación $S/R$ se mantiene constante y se reduce el ancho de banda, la distancia mínima aumenta. Finalmente si la velocidad aumenta, aumenta también la distancia mínima.

Cabe destacar que para este análisis no se ha tenido en cuenta el efecto de la difracción de ondas.

Para el caso de los transductores de PVDF la limitación del ancho de banda está dada por los circuitos de excitación y acondicionamiento de señal, y es de aproximadamente 400 kHz. La relación señal ruido depende del material por el que se propaga la señal y la distancia recorrida, por lo que es difícil indicar valores exactos. Suponiendo que la relación señal ruido sea de 50 dB, la velocidad de propagación de una onda transversal en el nylon (2.600 m/s) y un ancho de banda de 400 kHz, se obtiene una resolución de 1,2 mm o 0,4 µs.

### 4.2.3. Filtro de compresión basado en la correlación

Un problema típico en sistemas de radar consiste en la emisión de una señal $x(t)$ emitida por la antena y que retorna sin modificaciones en la forma de la señal, pero atenuada y con ruido aditivo $n(t)$. La señal recibida se indica en la ecuación (15), donde $D$ indica el retarno con relación a la emisión de la llegada de la onda.

$$s(t) = x(t - D) + n(t) \tag{52}$$

El problema de la detección de señales puede ser analizado como el de un proceso de correspondencia entre la señal captada por el receptor y otra conocida a priori y considerada como referencia. A este proceso se denomina correlación y puede ser entendida como un procedimiento en el cual se determina el grado de similitud entre dos señales (Papoulis, 1984).

Si se asume que la señal $x(t)$ es conocida y que el ruido es un proceso estacionario cuya potencia espectral es también conocida, la efectividad de la detección dependerá de la relación *r*, entre $x(t_0)$ (el valor de la función $x(t)$ para un dado instante de tiempo $t_0$) y de la desviación estándar del ruido. Esta relación puede ser pequeña, aún cuando el espectro de *x*(*t*) sea mucho mayor que el espectro del ruido.

Un método para incrementar dicha relación consiste en utilizar un filtro lineal como el que se muestra en la Figura 62.

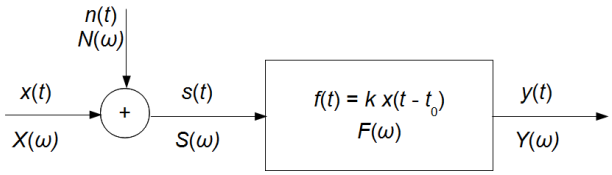



Figura 62. Diagrama en bloque del filtro de correlación.

Si se utiliza como entrada al filtro la señal *s*(*t*), la salida estaría representada por la expresión (53).

$$y(t) = y_x(t) + y_n(t) \tag{53}$$

Donde $y_x(t)$ es el producto de la convolución del filtro con la señal $x(t)$ y $y_n(t)$ corresponde a la aplicación del filtro al ruido.

El objetivo consiste por tanto en diseñar un filtro $F(\omega)$ para maximizar la relación señal – ruido, la cual puede ser expresada por (54).

$$r_0 = \frac{|y_x(t_0)|}{\sqrt{\langle y_n^2(t)\rangle}} \tag{54}$$

Donde el símbolo $\langle \quad \rangle$ representa el valor medio o la esperanza matemática de la señal. Si el espectro del ruido, $S_n(\omega)$, es una función arbitraria, puede demostrarse que la función de transferencia que maximiza la relación $r_0$ está dada por la expresión (55).

$$F(\omega) = k\frac{X^*(\omega)}{S_n(\omega)}e^{-j\omega t_0} \tag{55}$$

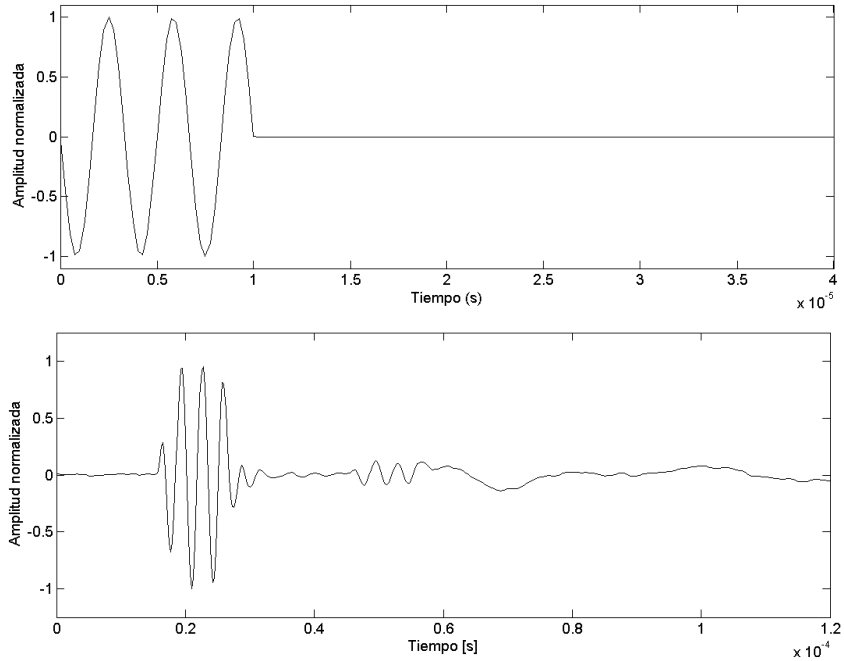
El símbolo $*$ denota el conjugado complejo de la señal. Además, si el ruido es blanco la expresión (55) puede simplificarse quedando como se muestra en (56). Este filtro es conocido como filtro adaptado o de correlación, cuya respuesta al impulso es $f(t) = kx(t - t_0)$.

$$F(\omega) = kX^*(\omega)e^{-j\omega t_0} \tag{56}$$

El filtro mejora la relación señal – ruido amplificando aquellas frecuencias que se encuentran en la señal de referencia. Desde el punto de vista de detección, la forma de la señal de salida

al ser simétrica con un máximo más definido y que coincide con el máximo de la envolvente, contribuye a la detección más precisa del TOF (Vargas, 1999).

Para demostrar el funcionamiento del filtro de correlación se emite tres periodos de una señal sinusoidal de 300 kHz, señal que se muestra en la Figura 63 (a), utilizando el transductor STD1-028K en una probeta cilíndrica de Nylon de 129 mm de diámetro y 39,5 mm de alto. Los transductores se ubican en el centro de la cara plana del cilindro. Como receptor se utiliza el STD1-028K, la señal recibida se presenta en la Figura 63 (b). Para el diseño del filtro de correlación se utiliza la señal de emitida.




(a)

(b)

Figura 63. (a) Señal emitida: tres periodos de una señal sinusoidal de 300 kHz y (b) señal recibida.

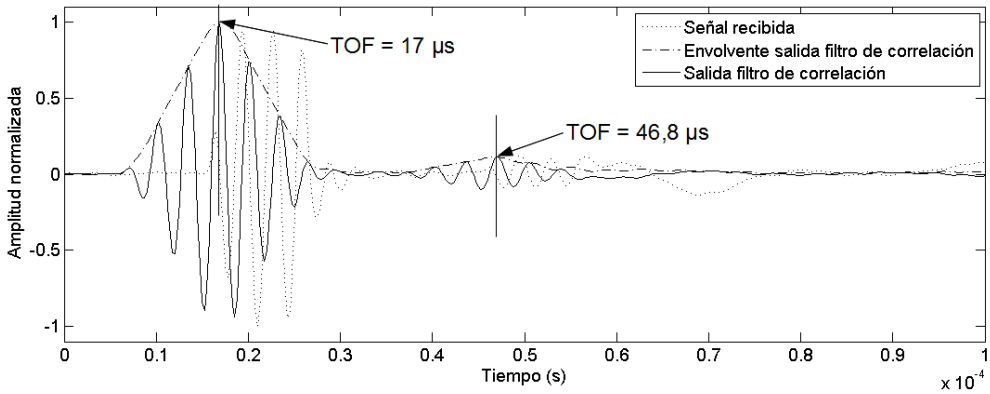



Figura 64. Señal resultado del filtro correlación aplicado a una salva de senos.

La Figura 64 muestra el resultado de la aplicación del filtro de correlación sobre la señal de la Figura 63 (b), puede verse en línea de puntos la señal recibida y en línea llena la envolvente de la salida del filtro de correlación. Dos máximos pueden observarse, el primero indicando el inicio de la señal de mayor amplitud y el segundo marcando el inicio de la llegada de la señal del tercer rebote. Puede notarse un error en el cálculo del TOF, esta situación se da porque el modelo utilizado para el diseño del filtro no coincide con la señal recibida ya que no se tuvo en cuenta dos fenómenos, por un lado, la respuesta al impulso electromecánico del transductor y, por el otro, el fenómeno de la difracción de ondas que se produce debido a que el transductor emisor y el receptor no son puntuales.

El ancho del pulso obtenido a la salida del filtro está relacionado directamente con el ancho de banda de la señal, de tal forma que la salida del mismo será una señal con una frecuencia fundamental aproximadamente igual al ancho de banda de la señal emitida. Para demostrar, en la práctica, esta característica se ha utilizado la misma probeta y el mismo transductor mencionados en párrafos anteriores pero se ha emitido un barrido en frecuencia, mejor conocido como chirp, con componentes en frecuencia desde 200 kHz hasta 400 kHz con una duración de 1 ms, como puede observase en la Figura 65 (a). La señal recibida en el transductor receptor se puede apreciar en la Figura 65 (b).

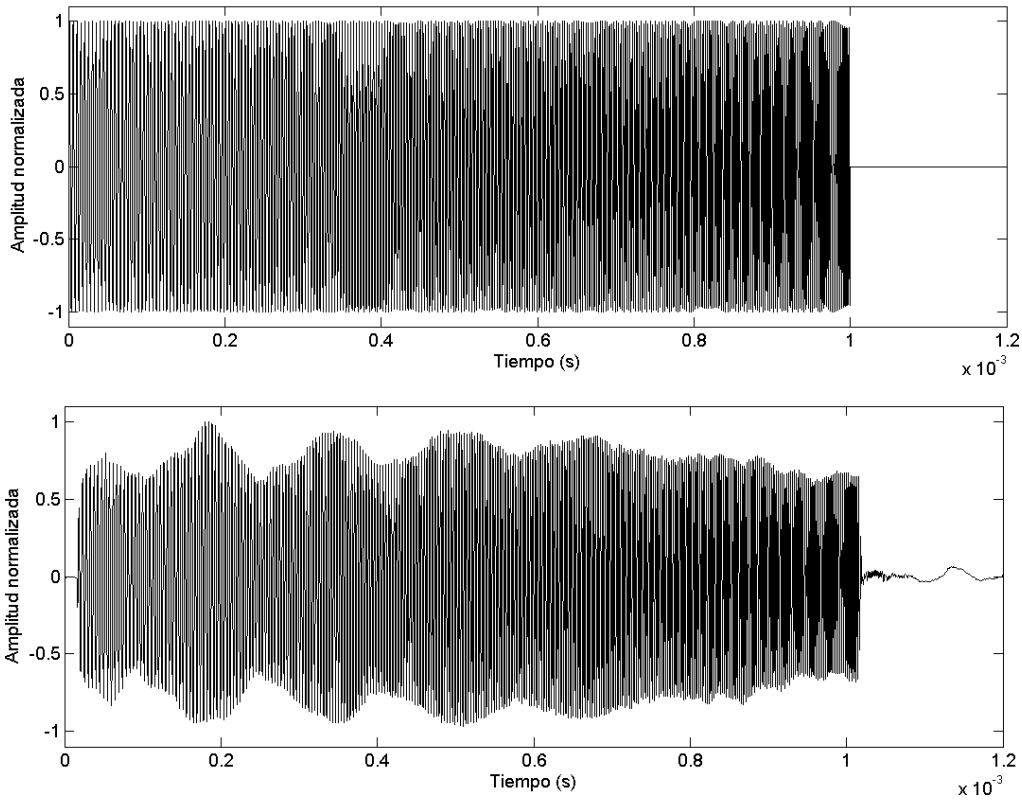



**Figura 65.** (a) Señal emitida: chirp con duración de 1 ms y componentes en frecuencia desde 200 kHz hasta 400 kHz; (b) señal recibida.

En la Figura 66 se puede observar la salida del filtro de correlación diseñado utilizando la señal emitida como modelo. Dado que el chirp tiene un ancho de banda de 200 kHz la señal de salida tiene aproximadamente esa frecuencia. El pulso de salida es comprimido, como puede verse en el ancho de la envolvente, que se reduce a la mitad con relación al ejemplo mostrado en la Figura 64. Las oscilaciones laterales que aparecen se reducen en comparación con el resultado de la Figura 64, como otra consecuencia del aumento del ancho de banda de la señal de excitación.

### *4.2.4. Filtro de compresión basado en la deconvolución*

La señal de interés en un sistema de medida se encuentra degradada por una función de distorsión, la que se corresponde con la respuesta al impulso de toda la cadena de medida. Si la operación de distorsión es lineal la señal de salida del sistema puede ser representada por una operación de convolución ($*$), dada por la ecuación (57)

$$y(t) = h(t) * x(t) \tag{57}$$

Donde $y(t)$ representa la señal que se mide, $h(t)$ es la función de distorsión o respuesta al impulso de todo el sistema de medida y $x(t)$ la señal de entrada al sistema de medida. El problema de despejar $x(t)$ a partir de la ecuación (57) dados $h(t)$ e $y(t)$, es conocido como operación de deconvolución.

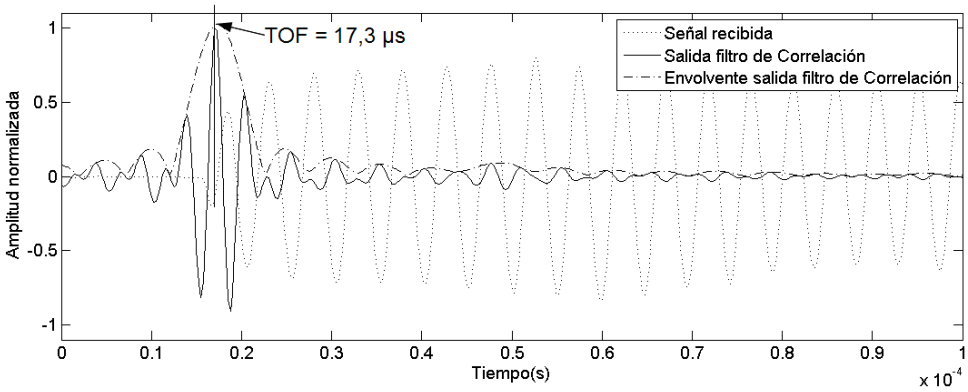



**Figura 66.** Filtro de correlación aplicado a un chirp de 200 kHz de ancho de banda.

Idealmente, en el dominio de la frecuencia la deconvolución puede expresarse según la ecuación (58).

$$X(\omega) = \frac{1}{H(\omega)} Y(\omega) \tag{58}$$

A partir de esta expresión es necesario obtener un filtro lineal $f(t)$ realizable tal que podamos obtener una estimación de $x(t)$, que denominaremos $x_e(t) = f(t) * y(t)$. Si se observa la expresión (58) y si se trabaja con señales de banda limitada, con valores pequeños, o incluso cero, en algunas regiones del espectro, pequeñas variaciones en las señales $H(\omega)$ o $Y(\omega)$ producen grandes errores en la determinación de $X(\omega)$.

Un proceso de deconvolución ideal es aquel que comprime el pulso de entrada en una función delta de Dirac. En el dominio temporal tendríamos $x(t) * f(t) = \delta(t)$. Donde $f(t)$ es el filtro de deconvolución. En la frecuencia se obtendría la ecuación (59).

$$X(\omega)F(\omega) = 1 \tag{59}$$

Despejando $F(\omega)$ en (59) tenemos la expresión de la ecuación (60). Esta expresión corresponde a la función de transferencia del filtro inverso, que, en la práctica, no es realizable ya que tiene una respuesta infinita fuera de la banda de la señal de entrada.

$$F(\omega) = \frac{1}{X(\omega)} \tag{60}$$

### *4.2.4.1. Filtro de Wiener*

Uno de los métodos prácticos para realizar la deconvolución de una señal es el filtro de Wiener. Ya que la deconvolución exacta no es realizable, la mejor aproximación es utilizar un filtro de Wiener, el cual proporciona una salida que es óptima desde el punto de vista de los mínimos cuadrados. El filtro de Wiener minimiza el error cuadrático medio entre la señal de salida del filtro $y(t)$ y una señal deseada $d(t)$. La señal deseada ideal sería el $\delta(t)$, pero esta señal impone requisitos estrictos al filtro y para el caso práctico de la detección de la llegada de una señal ultrasónica podría utilizarse otra señal, como por ejemplo, un periodo de la señal ultrasónica, una señal gaussiana, entre otras (Vargas, 1999).

El objetivo del filtro de Wiener, como el de todos los filtros inversos, consiste en eliminar los efectos de la respuesta al impulso del sistema de medida, que en el caso de un sistema ultrasónico puede englobar o no la distorsión debido a la difracción y la respuesta al impulso de los transductores emisor y receptor.

Debido a la presencia de ruido en la señal el modelo de deconvolución en el dominio de la frecuencia está dado por (61).

$$Y_N(\omega) = H(\omega)X(\omega) + N(\omega) \tag{61}$$

Donde $X(\omega)$ corresponde al espectro en frecuencia de la señal de entrada, $H(\omega)$ es la influencia del sistema de medida, $Y_N(\omega)$ el espectro en frecuencia de la señal obtenida y $N(\omega)$ representa la densidad espectral del ruido en la señal.

La señal $y_n(t)$ es la entrada al filtro de Wiener, el error $e(t)$, entre la salida ideal y la señal filtrada, a cada punto en el tiempo es expresado por (62).

$$e(t) = d(t) - y_f(t) \tag{62}$$

En el dominio de la frecuencia (62) se puede expresar como (63).

$$E(\omega) = D(\omega) - Y_f(\omega) \tag{63}$$

Se puede demostrar que la expresión que define el filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia está dada por (64) (Oppenheim, et al., 1998). En esta expresión las señales con asterisco como superíndice indica el complejo conjugado de la señal.

$$F(\omega) = \frac{D(\omega)Y^*(\omega)}{Y(\omega)Y^*(\omega) + N(\omega)N^*(\omega)} \tag{64}$$

Uno de los inconvenientes de este filtro es la necesidad de conocer la relación señal – ruido en todas las frecuencias para el diseño del filtro óptimo. Si consideramos que el ruido es blanco y gaussiano y que la relación señal – ruido de entrada y de salida son muy semejantes, el valor $N(\omega)N^*(\omega)$ puede ser reemplazado por una constante (Oppenheim, et al., 1998). Si la señal deseada es un impulso, la ecuación (64) se reduce a la más conocida expresión del filtro de Wiener $F(\omega) = Y^*(\omega)/(Y(\omega)Y^*(\omega) + N(\omega)N^*(\omega))$.

Una característica importante del filtro de Wiener es que tiene en cuenta la relación señal – ruido para el diseño de los coeficientes, parámetro que no se tiene en cuenta para el diseño del filtro de correlación. Este parámetro permite ajustar mejor el filtro de Wiener para adaptarse a la realidad. Ciertamente, la introducción de este parámetro tiene una contrapartida negativa, ya que es necesario conocer la relación señal – ruido en todas las frecuencias, lo cual es imposible en la práctica. Pero una buena aproximación es considerar el ruido blanco, gaussiano y que la relación señal – ruido de entrada y de salida son muy semejantes.

Otro elemento de optimización del diseño de este filtro lo constituye el uso de una señal deseada diferente del impulso. El uso de una señal deseada permite conformar la salida del filtro ("shaping filter"). La señal de salida es diseñada de forma tal que el espectro de la misma comprenda adecuadamente el espectro del pulso de entrada. Uno de los criterios a considerar en la selección de esta salida deseada es la relación de compromiso entre el lóbulo principal y los laterales. Como contrapartida negativa, la utilización de una señal deseada en el diseño del filtro de Wiener implica la necesidad de ubicarla en el tiempo con relación al

modelo o señal buscada, de forma que el filtro diseñado sea causal. Esto implica también la necesidad de realizar una corrección en el tiempo a la salida del filtro aplicado sobre la señal real de modo que el cálculo del tiempo de vuelo sea correcto.

Aunque en esta sección se ha presentado la implementación en el dominio de la frecuencia del filtro de Wiener, también existen algoritmos para el diseño del filtro directamente en el dominio del tiempo (Therrien, 1992). En este trabajo se han diseñado filtros utilizando ambos métodos obteniéndose resultados similares, como se ha demostrado también en otros trabajos (Vargas, 1999), optándose por el diseño en frecuencia dado que la complejidad computacional del cálculo en frecuencia es $O(N \log N)$, mientras que el algoritmo de diseño en el tiempo tiene una complejidad de orden $O((N+P)^2)$, donde $N$ es el número de puntos de la señal y $P$ la longitud del filtro. Cabe mencionar que en el diseño en frecuencia la longitud del filtro es igual al número de puntos de la señal.

La implementación del filtro se realiza en dos etapas, en primer lugar se obtienen los coeficientes del filtro utilizando la expresión (64), en segundo lugar se aplica el filtro obtenido a la señal que se desea analizar.

Con el fin de mostrar el resultado obtenido con la aplicación del filtro de Wiener a una señal real, se ha repetido la misma experiencia utilizada con el filtro de correlación. Un chirp de 1 ms de duración y con componentes en frecuencia de 200 kHz a 400 kHz ha sido emitido utilizando el transductor piezoeléctrico STD-028K, esta señal se propaga por la probeta de nylon de forma cilíndrica de 129 mm de diámetro y 39,5 mm de alto. Los dos transductores se encuentran ubicados en las caras planas del cilindro. La Figura 65 (a) y (b) muestra la señal emitida y la recibida respectivamente.

Para el diseño del filtro se ha utilizado como modelo la señal emitida, como señal deseada se ha utilizado un impulso y como nivel de ruido se ha estimado una desviación estándar del mismo de 0,01. El filtro resultante del diseño ha sido aplicado a la señal recibida, la Figura 67.

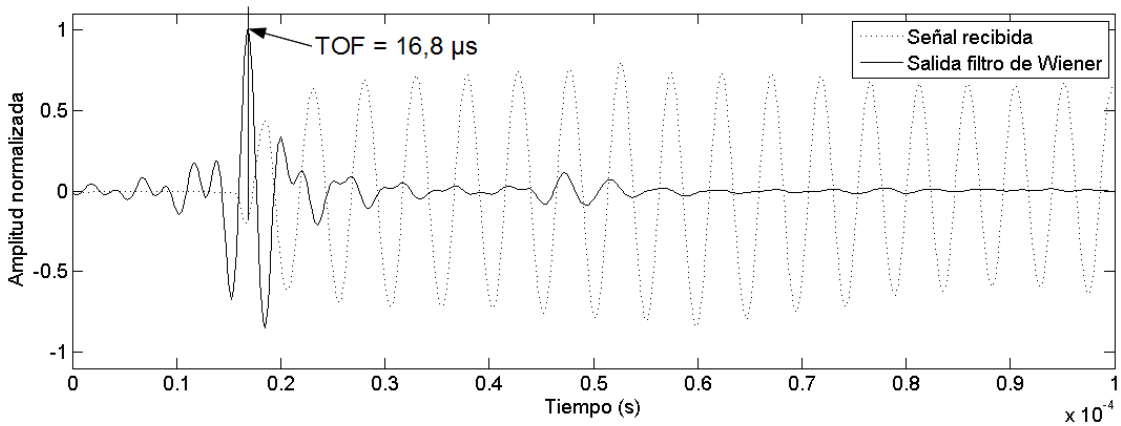


Figura 67. Señal de salida del filtro de Wiener.

Puede observarse que el filtro de Wiener realiza la compresión del pulso, la señal resultante del filtrado tiene una frecuencia de aproximadamente 200 kHz, que corresponde al ancho de banda del chirp emitido.

### 4.2.5. Señales de excitación

Un aspecto importante de la técnica de compresión de pulso lo constituye la señal utilizada para la emisión. Las señales más comúnmente utilizadas para la excitación de transductores

ultrasónicos son el impulso y una determinada cantidad de periodos de una señal sinusoidal a la frecuencia central del transductor ultrasónico.

Las señales más comúnmente utilizadas para la excitación de los transductores ultrasónicos son el impulso y uno o más periodos de una señal sinusoidal a la frecuencia de resonancia del transductor. Con la construcción de transductores ultrasónicos que operan a más alta frecuencia, se consigue una mejor precisión en la determinación del TOF.

La desventaja más importante del aumento de la frecuencia de operación es que la atenuación aumenta a medida que aumenta la frecuencia. Para alcanzar distancias razonables es necesario aumentar la amplitud de la excitación, lo cual requiere el aumento de la potencia de los circuitos de emisión.

Como se mencionó en apartados anteriores la compresión de pulso es una técnica alternativa, para que esta sea utilizable la señal de excitación debe tener un producto $BT$ elevado. Dado que el ancho de banda del transductor es limitado, aumentar el producto ancho de banda por tiempo se consigue aumentando la duración de la señal. Es evidente que no es posible aumentar indefinidamente la duración de la señal ya que se requeriría aumentar los recursos necesarios para la emisión, la recepción y el procesamiento de la señal. Por otro lado, en (Werner, et al., 1998) se demuestra que el aumento de la duración del pulso puede producir reverberaciones que afecten la detección.

En este trabajo se propone utilizar dos tipos de señales, el barrido en frecuencia (chirp) y el multiseno. El chirp es ampliamente conocido por lo que no se tratará más.

El multiseno es una señal conocida y utilizada en el área de identificación de sistemas, que se define según la expresión (65). Como puede verse en la mencionada expresión, el multiseno es una suma de sinusoides relacionadas armónicamente, para minimizar el factor de cresta de la señal se busca un conjunto de fases que $\varphi_i$ minimice este factor.

$$f(t) = \sum_{j=1}^{N} A_i \cos\left(\frac{\pi j t}{N} + \varphi_i\right) \tag{65}$$

El factor de cresta del multiseno está definido por (66).

$$FC = \frac{M^+ - M^-}{2E_e}$$
$$E_e = \sqrt{\sum_{j=1}^{N} \frac{A_i^2}{2}} \tag{66}$$

Para obtener los valores de $\varphi_i$ que minimice el factor de cresta existen varios algoritmos, en este trabajo utilizaremos el propuesto en (Van der Ouderaa, et al., 1988). Para utilizar el algoritmo es necesario partir de unos valores iniciales de las fases, estos valores pueden obtenerse de forma aleatoria o utilizando un algoritmo propuesto en (Schroeder, 1970). Una característica del multiseno con las fases obtenidas siguiendo el algoritmo de Schroeder es que produce un multiseno que se asemeja a un chirp. A partir del multiseno inicial se implementa un algoritmo cíclico de optimización de las fases que consiste en recortar un dado porcentaje de la amplitud de la señal resultante, realizar un FFT de esta señal y tomar los ángulos de fase obtenidos como los nuevos valores de los ángulos de fase del multiseno para la siguiente iteración. Este proceso se repite hasta alcanzar un determinado factor de cresta (Van der Ouderaa, et al., 1988).

La **Figura 68** muestra la densidad espectral de un multiseno periódico de soporte infinito diseñado usando el algoritmo descrito, teniendo como fase inicial valores aleatorios. Para el cálculo de la densidad espectral se utiliza el FFT, el cual tiene una cierta resolución en el dominio de la frecuencia. Para esa resolución el resultado es el que se observa en la figura mencionada. La potencia espectral real de la señal es un tren de impulsos con valores en las frecuencias de las sinusoides componentes del multiseno.

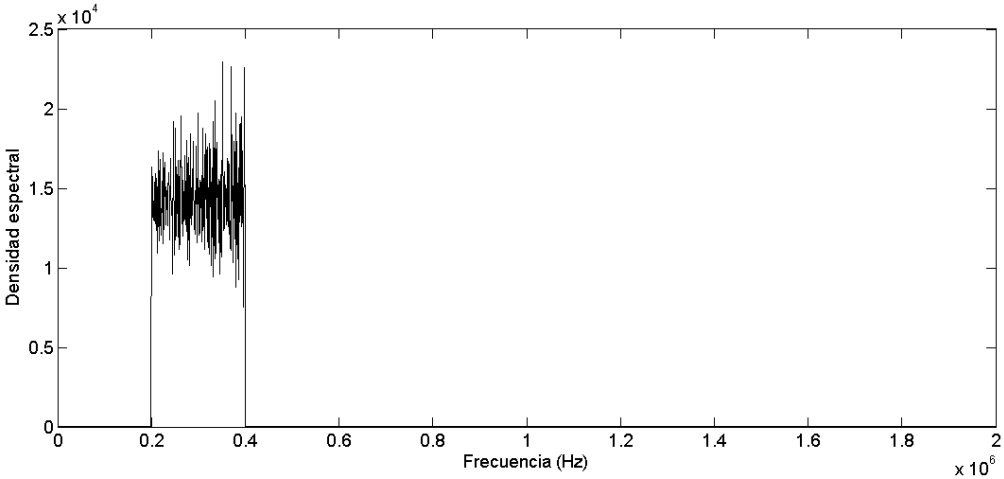



**Figura 68.** Potencia espectral de un multiseno de duración infinita.

La Figura 69 muestra la potencia espectral de un periodo de un multiseno, obtenido aplicando una ventana rectangular que coincide con el periodo del multiseno. El efecto de esta ventana, sumado al hecho de que la relación entre la fase y la frecuencia de cada componente de la señal es incoherente, produce interferencias constructivas y destructivas que pueden verse en la mencionada figura.

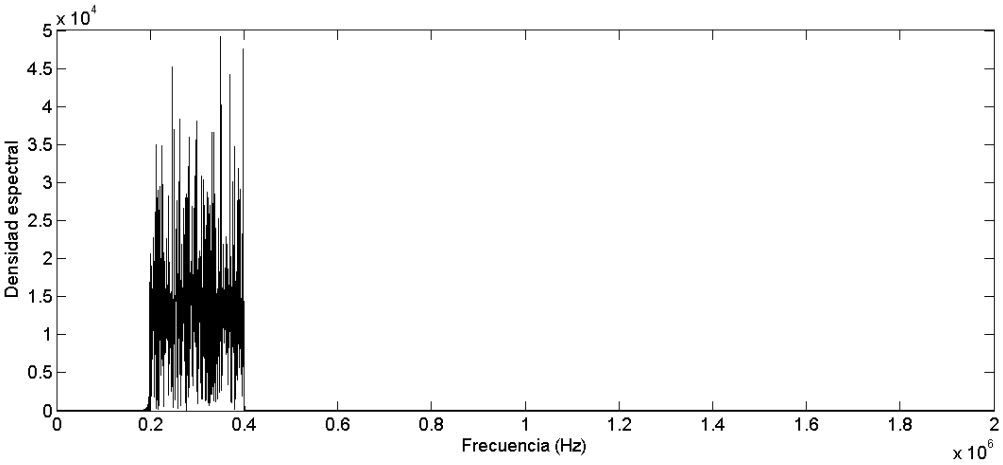



**Figura 69.** Potencia espectral de un multiseno de duración finita.

Tomando en cuenta que se utiliza el algoritmo FFT para el diseño del filtro de Wiener y considerando la expresión (64), los errores que se cometen en el diseño cuando el numerador es numéricamente pequeño son grandes. Esto ocasiona que los coeficientes espectrales del filtro diseñado posean grandes fluctuaciones. Una forma de suavizar este efecto es incrementando el parámetro del ruido, limitando de esta forma el ancho de banda efectivo de la señal y, por ende, se consigue un menor desempeño del filtro. Este mismo efecto también ocurre para el caso de la excitación con un chirp, aunque la coherencia de la fase de este tipo de señal hace que el efecto sea menor.

### 4.2.6. Comparación de los filtros de correlación y de Wiener

En este apartado se realiza una comparación del funcionamiento tanto del filtro de correlación como de Wiener. Para estas pruebas se utilizan la probeta de nylon de forma cilíndrica de 129 mm de diámetro y 39,5 mm de alto. La señal de excitación del transductor emisor es un chirp con componentes en frecuencia desde 200 kHz hasta 400 kHz, la Figura 65 (a) y (b) muestra la señal emitida y la señal recibida respectivamente. Para calcular la duración efectiva y el ancho de banda efectivo se ha tomado una ventana rectangular que permita considerar solamente la primera llegada de la señal, eliminando el efecto de la detección del tercer rebote de la señal. Para implementar la ventana se ha determinado el número de puntos de la señal hasta el máximo valor de la misma, $i$, y se ha diseñado una ventana rectangular de longitud $2 \times i$ muestras a partir de la primera muestra.

En la Figura 70 se muestra la salida del filtro de correlación diseñado utilizando dos señales como referencia, por un lado la señal emitida y por el otro la señal emitida previo modelado de la propagación utilizando el programa FIELD II. Para calcular la longitud efectiva y el ancho de banda efectivo de ambas señales se ha aplicado una ventana rectangular desde el tiempo 0 hasta 38 µs de forma a eliminar el efecto del tercer rebote de la señal en la probeta, la Tabla 4 muestra los resultados obtenidos.

| | **Duración efectiva (s)** | **Ancho de banda efectivo (1/s)** | **Producto ($\Delta t \times \Delta\omega$)** |
|---|---|---|---|
| Filtro diseñado utilizando como modelo la señal emitida | $2{,}77 \times 10^{-6}$ | $5{,}31 \times 10^{4}$ | $1{,}47 \times 10^{-1}$ |
| Filtro diseñado utilizando como modelo la señal emitida y el modelado de propagación con el FIELD II | $2{,}84 \times 10^{-6}$ | $5{,}38 \times 10^{4}$ | $1{,}53 \times 10^{-1}$ |

**Tabla 4.** Comparativa del producto ancho de banda efectivo por longitud efectiva para la salida del filtro de correlación diseñados usando dos modelos diferentes.

Observando la Tabla 4 puede verse que el filtro de correlación diseñado utilizando como modelo solamente la señal emitida tiene una menor duración efectiva y un menor ancho de banda ganancia. También el producto ancho de banda efectivo por duración efectiva del filtro diseñado utilizando únicamente la señal emitida es menor que aquel diseñado utilizando el modelo de propagación de onda.

Por otro lado, la Figura 70 muestra una mejor precisión en la determinación del tiempo de llegada para el filtro diseñado tomando en cuenta la propagación de onda, esto se debe a que el filtro que considera el modelo de propagación de onda se aproxima mejor a la situación real. Una señal ideal a la salida del filtro de correlación tendría una simetría con relación a una línea vertical que pasa por el máximo de esta salida. Puede verse una mayor asimetría para el filtro que considera el modelo de propagación, lo cual explica la mayor duración efectiva y producto ancho de banda efectiva por duración efectiva según se observa en la Tabla 4.

En cuanto al filtro de Wiener, se han utilizado dos señales para el diseño, en primer lugar la señal emitida y en segundo lugar la señal emitida previo modelo de propagación teórica utilizando el FIELD II. La señal deseada utilizada para el diseño es un impulso y la estimación de la desviación estándar del ruido de 0,01.

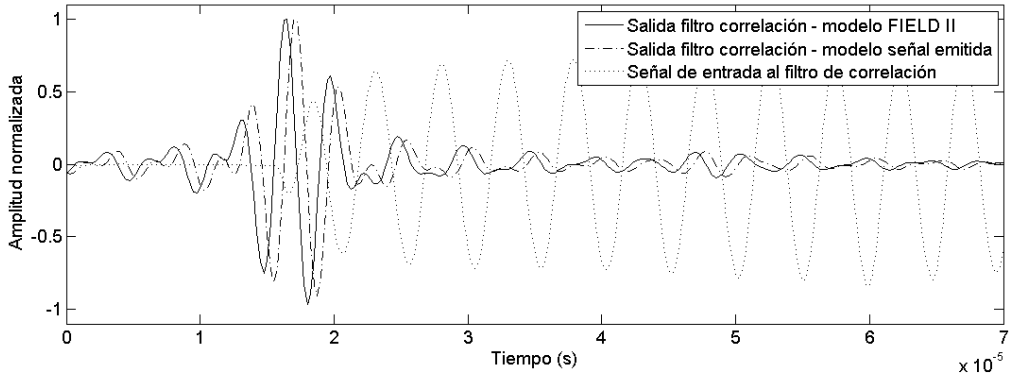



**Figura 70.** Comparación de la salida del filtro de correlación diseñado utilizando como modelo la señal emitida y la salida del FIELD II.

La Figura 71 muestra las salidas del filtro, puede verse que ambas señales son similares, pero la salida del filtro diseñado considerando el modelo de propagación de onda muestra una mejor precisión en el tiempo de propagación. La Tabla 5 muestra que la longitud efectiva se reduce en el caso del filtro diseñado tomando en cuenta solamente la onda emitida, pero el producto ancho de banda efectivo por la duración efectiva también se reduce.

| | **Duración efectiva ($s$)** | **Ancho de banda efectivo (1/s)** | **Producto ($\Delta t \times \Delta\omega$)** |
|---|---|---|---|
| Filtro diseñado utilizando como modelo la señal emitida | $2{,}40 \times 10^{-6}$ | $6{,}70 \times 10^{4}$ | $1{,}61 \times 10^{-1}$ |
| Filtro diseñado utilizando como modelo la señal emitida y el modelado de propagación con el FIELD II | $2{,}52 \times 10^{-6}$ | $6{,}31 \times 10^{4}$ | $1{,}59 \times 10^{-1}$ |

**Tabla 5.** Comparativa del producto ancho de banda efectivo por longitud efectiva para la salida del filtro de Wiener diseñados usando dos modelos diferentes.

La Figura 72 muestra la salida sin normalizar del filtro de Wiener diseñado utilizando como modelo la señal emitida y la señal considerando el modelo de propagación, todos los demás parámetros de diseño del filtro se mantienen constantes, puede verse que la salida del filtro diseñado considerando el modelo de propagación tiene una mayor amplitud. Esto indica que el modelo se ajusta mejor a la señal recibida. Cabe mencionar que la señal obtenida del transductor receptor ha sido normalizada antes de aplicarle el filtro diseñado.

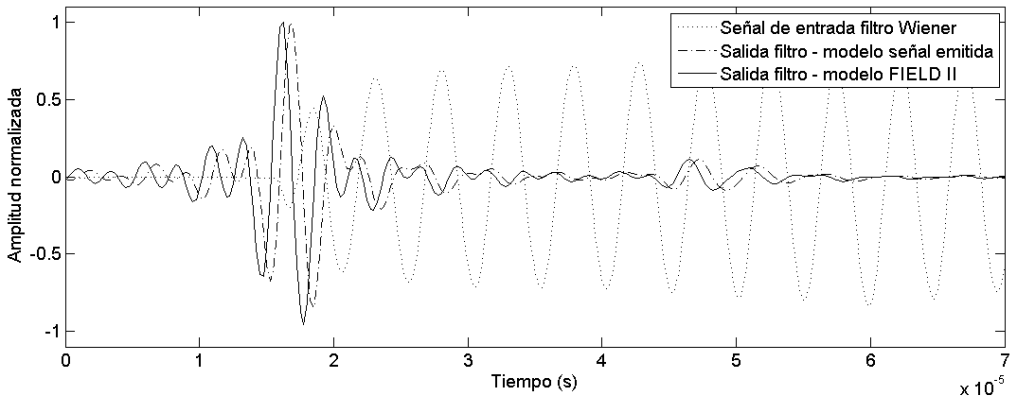



**Figura 71.** Comparación de la salida del filtro de Wiener diseñado utilizando como modelo la señal emitida y el modelo de propagación con FIELD II.

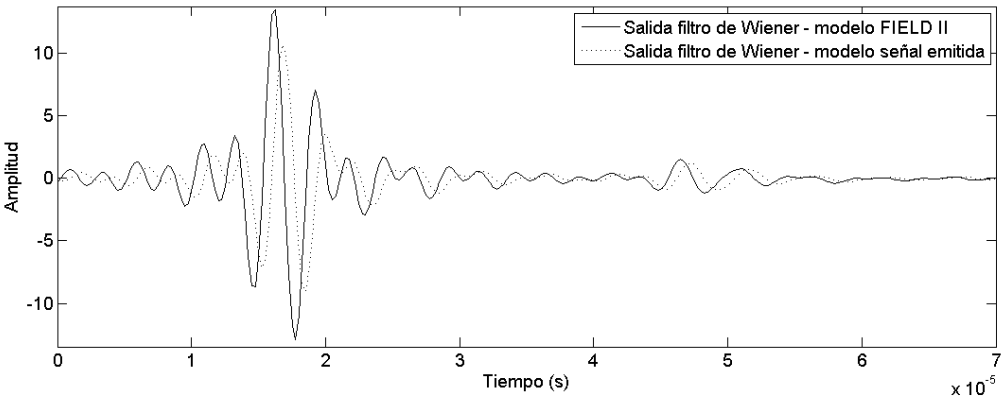



**Figura 72.** Comparación de la salida del filtro de Wiener sin normalizar diseñado utilizando como modelo la señal emitida y el modelo de propagación con FIELD II.

Como se mencionó en apartados anteriores, una ventaja del uso del filtro de Wiener es la posibilidad de ajustarlo para reflejar mejor la realidad. Un parámetro de ajuste es el ruido, otro parámetro es la posibilidad de utilizar una señal deseada distinta a un impulso. La Figura 73 muestra en la gráfica de la derecha (b) la señal deseada construida tomando un periodo y medio de una sinusoidal con una fase de 180° y con una frecuencia de 200 kHz, a la cual se le aplica una ventana de Hann. La Figura 73(a) muestra la salida del filtro de Wiener y la Tabla 6 la duración efectiva, el ancho de banda efectivo y el producto de ambos. Puede verse que tanto la duración efectiva como el producto ancho de banda efectivo por duración efectiva es menor que los valores obtenidos en la Tabla 5.

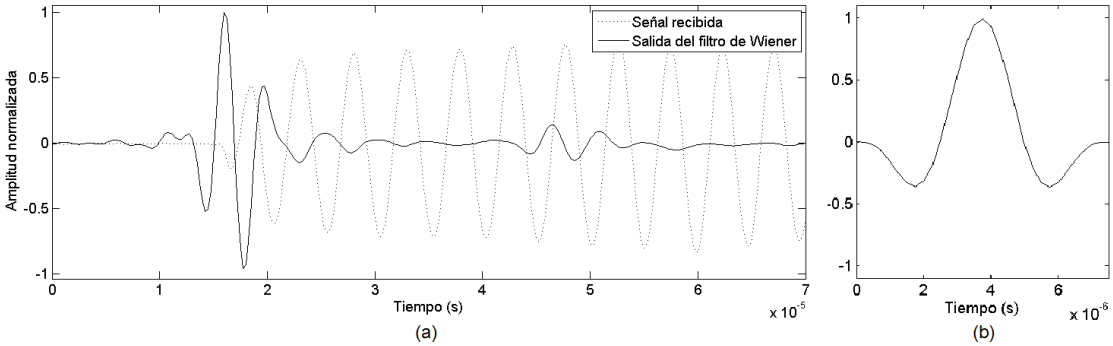



**Figura 73.** (a) Salida del filtro de Wiener diseñado considerando el modelo de propagación y (b) señal deseada utilizada para el diseño del filtro

Comparando cualitativamente la Figura 71 y la Figura 73(a) puede verse en esta última una reducción importante de las oscilaciones laterales. En cuanto al cálculo del tiempo de vuelo, en el primer caso el máximo de la señal se encuentra en 1,625 μs y en el segundo caso 1,6 μs. La diferencia entre ambos es pequeña en términos del tiempo de vuelo, pero el valor calculado de la Figura 73(a) se aproxima más al valor real.

| Duración efectiva ($s$) | Ancho de banda efectivo (1/s) | Producto ($\Delta t \times \Delta\omega$) |
|---|---|---|
| $1{,}86 \times 10^{-6}$ | $5{,}57 \times 10^{4}$ | $1{,}03 \times 10^{-1}$ |

**Tabla 6.** Duración efectiva, ancho de banda efectivo y producto ancho de banda efectivo por duración efectiva para la salida del filtro de Wiener diseñado con la señal deseada de la Figura 73(b).

De los datos presentados en este apartado puede concluirse, tanto cualitativamente como cuantitativamente, el filtro de Wiener tiene un mejor rendimiento que el filtro de correlación. Cabe mencionar que las pruebas realizadas con la probeta de nylon de forma cilíndrica de 129

mm de diámetro y 39,5 mm de alto constituyen una situación muy buena desde el punto de vista de la relación señal – ruido, ya que la distancia recorrida por la señal en la probeta es pequeña. Además, el nylon es un material homogéneo. En el caso de distancias mayores y probetas de otros materiales la relación señal – ruido irá empeorando.

## 4.3. Análisis tiempo – frecuencia

La transformada de Fourier tiene una buena resolución en frecuencia lo que la hace una herramienta muy útil para el análisis de señales estacionarias. Sin embargo, no puede ser aplicada con el objeto de obtener información precisa del tiempo en el que aparecen las diferentes componentes en frecuencia como es el caso de señales cuyo contenido espectral varía con el tiempo.

En el problema que se plantea en este trabajo, tenemos una superposición de o más señales debido a rebote de ondas en los bordes, el tercer rebote de las caras paralelas y las ondas longitudinales y las transversales que son emitidas simultáneamente por los transductores. El problema consiste en separar estas señales para poder identificarlas independientemente unas de otras. Una posibilidad es separar las frecuencias, ya que el transductor PVDF emite ondas longitudinales y transversales de manera simultánea, pero en frecuencias diferentes. Para esto puede ser útil las técnicas que permiten analizar señales en el dominio tiempo – frecuencia.

La transformada de Fourier la podríamos considerar como una transformación integral dada por la expresión (67), donde $^*$ indica compleja conjugada. Donde $K_\omega(t) = e^{i\omega t}$. A esta expresión en general la denominaremos la semilla (kernel) de la transformación.

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) K_\omega^*(t) dt \tag{67}$$

En el caso de la transformada de Fourier, la señal $x(t)$ se proyecta sobre un eje ortogonal al eje de tiempo: el eje de las frecuencias. Generalizando la idea de la semilla se pueden realizar proyecciones que tomen en cuenta, no solamente la frecuencia, sino también el tiempo en el que se producen estas frecuencias. Algunos ejemplos de estas técnicas son la transformada de Fourier de corta duración (STFT, siglas en inglés de Short Time Fourier Transform) y las ondículas (wavelets), que se describen a continuación.

En la transformada de Fourier de corta duración (STFT), la función que se transforma, en el caso de tiempo continuo, se multiplica por una función de ventana, que es distinta de cero sólo durante un corto período de tiempo. Se toma la transformada de Fourier de la señal resultante desplazando la ventana a lo largo del eje del tiempo, dando lugar a una representación bidimensional de la señal. La expresión (67) representa matemáticamente el procedimiento (Oppenheim, et al., 1998) (Cohen, 1995).

$$STFT(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) K_{\tau,\omega}^*(t) dt \tag{68}$$

En el caso de la STFT la semilla de la transformación es $K_{\tau,\omega}(t) = w(t-\tau)e^{i\omega t}$, por lo tanto, la función $x(t)$ se compara con un conjunto de semillas que son compactas en el tiempo y en la frecuencia (Qian, et al., 1996). Para obtener una buena resolución temporal la ventana $w(t-\tau)$ debe ser lo más estrecha posible, pero en ese caso se pierde resolución espectral. Por otro lado, si la ventana es ancha la resolución espectral mejora, pero la temporal empeora. Esta situación refleja el principio de incertidumbre de Heisenberg (Oppenheim, et al., 1998).

La Figura 74 muestra el resultado de aplicar la transformada de Fourier de corta duración a la señal recibida por el transductor STD-028K en la probeta cilíndrica de 129 mm de diámetro y 39,5 mm de alto. La señal de excitación del transductor emisor, un STD-018K, es un chirp con componentes en frecuencia desde 200 kHz hasta 400 kHz, la Figura 65 (a) y (b) muestra la señal emitida y la señal recibida respectivamente. La STFT se aplica utilizando la función "spectrogram" de MatLab™, con una ventana de Hamming de 256 puntos, solapados 250 puntos, con 256 puntos en la transformada discreta de Fourier y una frecuencia de muestreo de señal de 4 MHz.

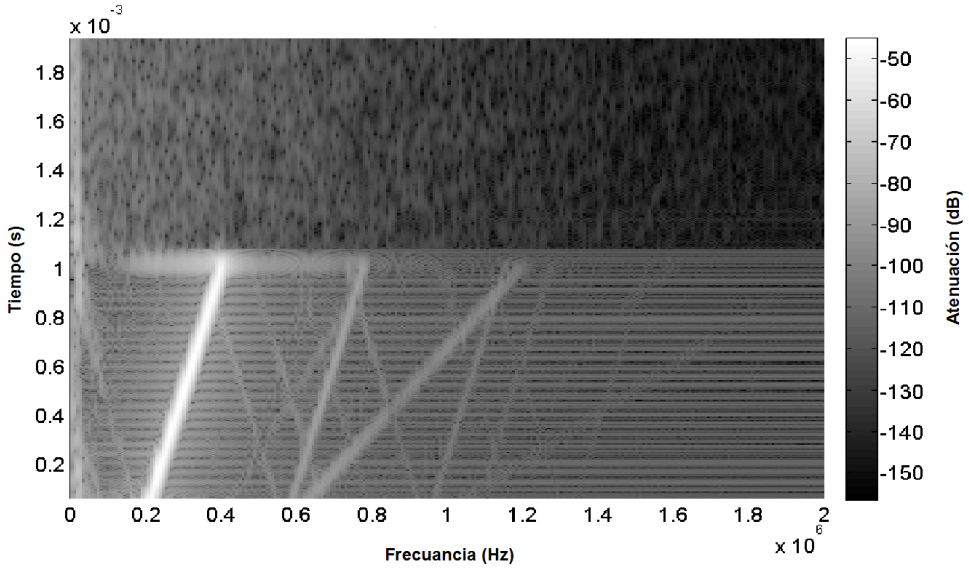



**Figura 74.** STFT de la señal que se muestra en Figura 65b.

A modo de comparación la Figura 75 muestra la densidad espectral de la señal de la Figura 65b, que muestra los componentes en frecuencia de la señal. En la Figura 74 puede observase las mismas componentes principales en frecuencia y también otras que son menos aparentes. La principal limitación de este análisis es que la resolución en todos los puntos del plano tiempo – frecuencia es la misma debido al hecho de que es la misma ventana la que utiliza en todo el rango de frecuencias, por lo tanto, la elección de la ventana determina la resolución del análisis tanto en el tiempo como en frecuencia (Abbate, et al., 1997). En cuanto al cálculo de momento de llegada de la señal, este gráfico presenta poca información debido a poca resolución temporal.

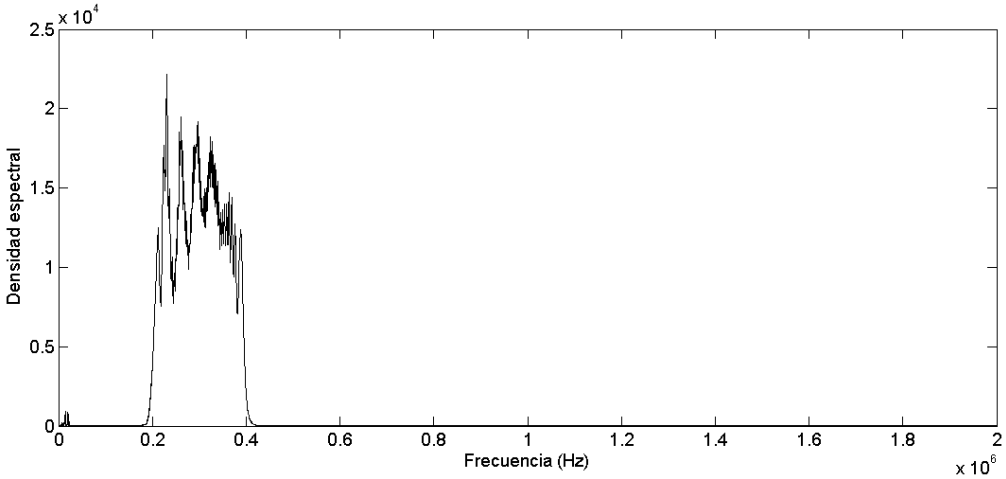



**Figura 75.** Densidad espectral de la señal que se muestra en la Figura 65b.

En cuanto a la transformada Wavelet (Wavelet transform), por definición es la correlación entra la señal analizada y un conjunto de semillas, denominadas ondículas. En la literatura existen muchas ondículas con sus propiedades que la caracterizan, una vez elegida la ondícula para un análisis específico, se obtienen el conjunto de semillas $K_{a,b}(t)$ a partir de esta ondícula base por las operaciones de dilación, $a$, y corrimiento, $b$, según se muestra en la ecuación (69). El factor $1/\sqrt{a}$ en (69) se utiliza para que todas las semillas tengan la misma energía.

$$K_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot h\left(\frac{t-b}{a}\right) \tag{69}$$

Entonces, la transformada wavelet queda definida como se muestra en la ecuación (70).

$$WT(a,b) = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) K_{a,b}^{*}(t) dt \tag{70}$$

El parámetro $b$ desplaza la semilla en el tiempo, mientras, el parámetro $a$ está relacionado con la frecuencia de la señal, ya que es comprime o extiende la duración de la semilla, sin modificar su forma. A este parámetro se le conoce con el nombre de escala (scale). No es posible asociar una frecuencia determinada a una escala, solamente se puede calcular una pseudo-frecuencia asociada a una escala utilizando la expresión (71).

$$F_a = \frac{F_c}{a\frac{1}{F_m}} \tag{71}$$

En la ecuación (71), $F_c$ corresponde la frecuencia que maximiza la FFT del módulo de la semilla u ondícula en Hz, $1/F_m$ es el periodo de muestreo de la señal en segundos y $F_a$ corresponde a la pseudo-frecuencia para la escala $a$ en Hz (Misiti, et al., 2010).

Escalar la ondícula es una forma más apropiada de descomponer los componentes espectrales de una señal transitoria. Contrariamente a lo que ocurre en el STFT, en donde la duración de la ventana es fija, en la transformada wavelet la escala hace variar tanto la duración de la misma como sus componentes espectrales. Esto resulta en ventanas con una duración mayor para las bajas frecuencias y ventanas más cortas para las altas frecuencias, un procedimiento más natural de descomposición de una señal transitoria ya que se requiere de un tiempo de observación mayor para el análisis de los componentes más lentos de la señal y viceversa para los componentes más rápidos (Abbate, et al., 1997).

En la bibliografía consultada, tanto la STFT como la transformada wavelet se utilizan para el procesamiento de señales ultrasónicas, aunque las principales aplicaciones se limitan a mejorar la relación señal – ruido de la señal adquirida (Matz, et al., 2009; Shou-peng, et al., 2005; Abbate, et al., 1997; Dari, et al., 2002; Übeyli, et al., 2004).

Ambas técnicas de análisis en tiempo – frecuencia fueron puestos a prueba buscando mejorar la detección del tiempo de vuelo o posibilitar la separación de las distintas señales superpuestas sin éxito.

### 4.3.1. Transformada de Fourier fraccional

Una técnica de análisis tiempo – frecuencia ha despertado mucho interés últimamente, la transformada de Fourier fraccional, FrFT por las siglas en inglés de Fractional Fourier Transform (Cowell, et al., 2010; Arif, et al., 2010; Catherall, et al., 2010; Jacob, et al., 2009).

En 1980, Namias presenta la FrFT como una generalización de la transformada de Fourier (Namias, 1980; McBride, et al., 1987). Como su nombre lo indica, la FrFT transforma la señal a un dominio que no es ni tiempo ni frecuencia, sino un dominio intermedio. La FrFT podría interpretarse como una rotación, en un ángulo $\phi$, del plano tiempo – frecuencia de la transformada de Wigner-Ville, formado un nuevo eje de coordenadas *x* e *y*, como se muestra en la Figura 76 (Cowell, et al., 2010).

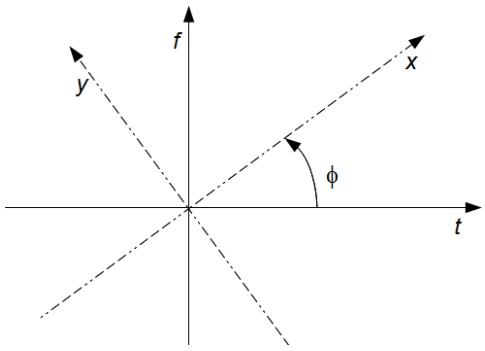



**Figura 76.** Resultado de la FrFT: rotación del plano (t-f) para en un ángulo $\phi$.

La transformada de Fourier fraccional se define como se muestra en la ecuación (72), donde la semilla se define según las expresiones en (73).

$$\mathcal{F}_a = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) K_a(x,y) dt \tag{72}$$

$$K_a(x,y) = A_\phi e^{\left(j\pi\left(x^2 \cot(\phi) - 2xy \csc(\phi) + y^2 \cot(\phi)\right)\right)}, \text{ donde}$$

$$A_\phi = \frac{e^{\left(\frac{-j\pi \operatorname{sgn}(\sin(\phi))}{4} + j\frac{\phi}{2}\right)}}{\sqrt{\sin(\phi)}} \tag{73}$$

Los valores *x* e *y* definen los ejes del dominio fraccional, el ángulo $\phi$ se define en función del valor *a*, de tal forma que $\phi = a\pi/2$. Este valor *a* define la semilla y es válido en el intervalo $[-2, 2]$. Algunos valores de *a* muestran la coherencia con relación a la interpretación de la FrFT según se muestra en la Figura 76, por ejemplo, para $a = 0$ ($\phi = 0$) el resultado de la transformación es la identidad, es decir, se obtiene la misma señal $x(t)$; para un valor de $a = 1$ ($\phi = \pi/2$) el resultado es la transformada de Fourier; el valor $a = -1$ ($\phi = -\pi/2$) se obtiene la transformada inversa de Fourier.

El valor de *a* está relacionado con la tasa de cambio de la frecuencia, cuando el valor de *a* es el adecuado por un dado chirp el resultado de la FrFT es un impulso. A este valor de *a* se le denomina óptimo ($a_{opt}$), cuyo valor puede calcularse con la expresión (74), donde $\alpha = B/T$, donde *B* es el ancho de banda en Hertz y *T* es la duración de la señal en segundos.

$$a_{opt} = -\frac{2}{\pi} \tan^{-1}\left(\frac{1}{2\alpha}\right) \tag{74}$$

Considerando la implementación discreta, el $a_{opt(discreto)}$ está dado por la expresión (75), en la cual $f_m$ es la frecuencia de muestreo, *N* es el número de puntos del chirp y $\alpha$ como está definido anteriormente.

$$a_{opt(discreto)} = -\frac{2}{\pi}\tan^{-1}\left(\frac{f_m^2/N}{2\alpha}\right) \tag{75}$$

Desde otro punto de vista, la FrFT transforma una señal utilizando como semillas un conjunto de barridos en frecuencia (chirp) complejos, razón por la cual se adapta al tratamiento de este tipo de señales (White, et al., 2010).

Una técnica para separar múltiples chirps solapados está descrita en (Cowell, et al., 2010). Para implementar la técnica es necesario conocer el valor de $\alpha = B/T$, de forma a poder determinar el $a_{opt(discreto)}$ para los chirps solapados. Una vez determinado el $a$ óptimo se realizar una transformación FrFT para ese valor de $a$. El resultado será un conjunto de valores máximos, uno por cada chirp solapado, para separarlos se aplica una ventana rectangular y cada transformada recuperada se le aplica la operación inversa para obtener la señal en el tiempo.

En cuanto a la implementación de los algoritmos de la transformada de Fourier fraccional, la más conocida implementación discreta fue desarrollada por Osaktas en (Osaktas, et al., 1996), aunque con limitaciones. Una publicación más reciente (Bultheel, et al., 2004) compara varias implementaciones que se encuentran disponibles en Internet y propone una implementación, que es la utilizada en este trabajo. La función, desarrollada para MatLab™ y denominada "frft", se encuentra disponible en (Bultheel, et al., 2004).

Para mostrar el funcionamiento de esta transformada de Fourier fraccional utilizaremos nuevamente la señal recibida por el transductor STD-028K de PVDF cuando un transductor idéntico emite un chirp con componentes en frecuencia desde 200 kHz hasta 400 kHz en la probeta de nylon cilíndrica de 129 mm de diámetro y 39,5 mm de alto.

La Figura 77 muestra parte del resultado de la aplicación de la transformada de Fourier fraccional a la señal recibida, puede verse claramente dos picos máximos de tamaños diferentes. El pico de la izquierda corresponde a la señal que llega al receptor directamente del transmisor, mientras que el pico más pequeño muestra la señal que llega luego de recorrer tres veces el alto de la probeta.

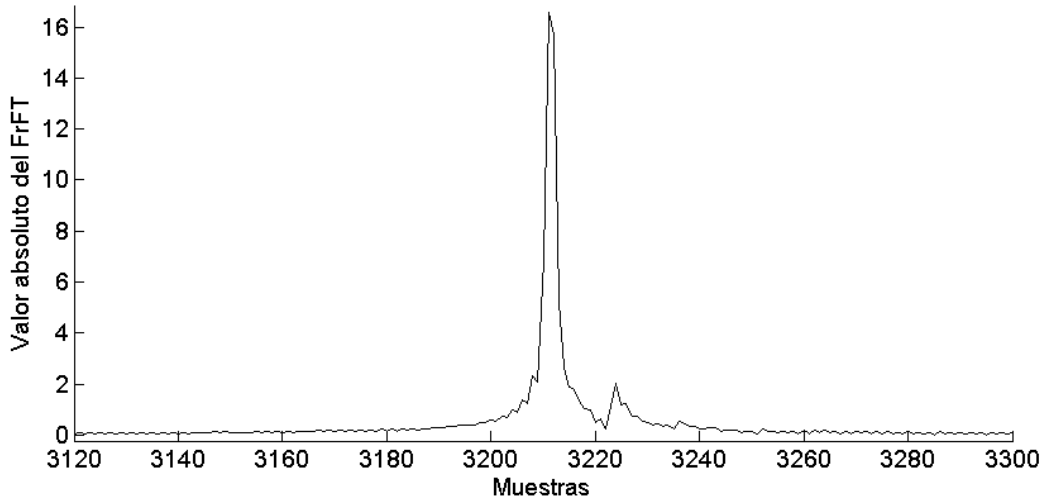



Figura 77. Parte de la FrFT para la señal de la Figura 65b.

En la Figura 77 puede notarse el efecto de la duración finita de la señal chirp recibida, por otro lado, este fenómeno y la proximidad de ambos picos, hace que el espectro fraccional este superpuesto.

## 4.4. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han analizado técnicas de procesamiento de señales que posibilitan la detección de los diferentes grupos de señales generados simultáneamente por el transductor PVDF a fin de determinar el instante de llegada de la señal y calcular la velocidad de propagación de la onda transversal y longitudinal.

Se han definido los límites teóricos máximos de resolución alcanzable según los parámetros del sistema de medida y se han establecido criterios que permiten determinar, cualitativa y cuantitativamente, el desempeño de las técnicas propuestas.

Se ha corroborado que el filtro de Wiener es el que presenta mejores resultados en cuanto a la compresión del pulso, obteniéndose mejores índices de producto ancho de banda por tiempo. Esta mejora se logra gracias a los dos grados de libertad que ofrece para la optimización de la compresión del pulso, que son el parámetro de estabilización del filtro y la posibilidad de utilizar una señal deseada diferente a un impulso. Por lo cual, este algoritmo de procesamiento es el seleccionado para la detección de los TOF.

Además, se han analizado diferentes señales de excitación y se logra emitir pulsos con mayor ancho de banda y con mayor energía que los obtenidos con impulso, salvas de senos o pulsos rectangulares, consiguiendo además una mejor relación señal ruido. Se ha verificado que la señal multiseno presenta inconvenientes para el diseño del filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia, lo cual es debido a la ventana rectangular aplicada en el tiempo, lo que produce interferencias constructivas y destructivas en el espectro de la señal. Estas interferencias ocasionan que los coeficientes espectrales del filtro tengan grandes fluctuaciones. Este mismo efecto se presenta con las señales tipo chirp, aunque para este caso, la coherencia de la fase de la señal reduce el mencionado efecto. Por lo expuesto, para la compresión de impulso se selecciona el chirp como señal de excitación.

Utilizando el filtro de Wiener y el chirp como señal de excitación se ha elaborado un procedimiento, utilizando métodos complementarios, para mejorar la capacidad de detección del instante de llegada de señales de ultrasonidos.

# Capítulo 5. Obtención de características mecánicas de materiales

A fin de validar los conceptos teóricos presentados en capítulos previos para la obtención de características mecánicas de cuerpos sólidos con técnicas ultrasónicas y evaluar el desempeño de la plataforma implementada, en esta última parte del trabajo se presentan los resultados obtenidos a partir de la realización de experiencias sistemáticas sobre un grupo de probetas de nylon y de mortero. Se utiliza el nylon por ser un material homogéneo e isotrópico con el cual se pueden poner a prueba las técnicas y ajustarlas para aplicarlas luego a un material más complejo como es el mortero.

Las pruebas realizadas con las probetas de nylon son la medición de la velocidad de propagación tanto longitudinal como transversal, para lo cual es necesario calcular el tiempo de vuelo. Para esto se utiliza el filtro de Wiener y se realiza un modelado utilizando el FIELD II para mejorar la detección del TOF. Utilizando estas técnicas se calcula el coeficiente de Poisson de las probetas de nylon y se realiza una comparación de los valores obtenidos en el ensayo a compresión ASTM C 469 en el laboratorio del Centro de Tecnología Apropiada (CTA) de la Facultad de Ciencias y Tecnología de la Universidad Católica "Nuestra Señora de la Asunción" en Asunción.

En cuanto a las probetas de mortero, en primer lugar se efectúa la detección de defectos internos en las probetas, para lo cual se han simulando defectos disponiendo esferas de poliestireno en determinadas posiciones conocidas en el interior de cinco probetas de mortero. A continuación, se realiza la correlación entre la velocidad de propagación y la resistencia a través de la velocidad de propagación de ondas mecánicas longitudinales, para lo cual se han utilizado el transductor de PVDF. En la medida del tiempo de vuelo (TOF) se utiliza el método del filtro de Wiener con el modelado de propagación de onda para mejorar el cálculo del TOF. Cabe mencionar que no se ha utilizado el transductor GMP para estas pruebas debido a su limitado ancho de banda al utilizar la línea de retardo, como se discute en el apartado 2.4 de este trabajo. Una alternativa sería utilizar el GMP sin la línea de retardo, pero la fragilidad de la membrana que lo recubre es una limitación importante sobre todo en las probetas de mortero.

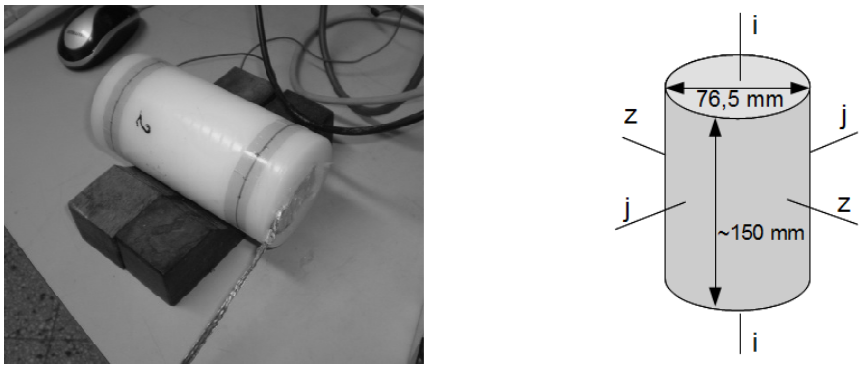
Por último, se propone una técnica novedosa para la obtención del cociente de Poisson de la probeta, utilizando el transductor piezo film. Esta técnica constituye, desde nuestro punto de vista, un aporte novedoso de este trabajo. A fin de contrastar la metodología propuesta se obtuvieron las curvas tensión – deformación de las diferentes probetas, tanto de mortero como de Nylon. Para la correspondiente contrastación, las probetas de mortero han sido sometidas a un ensayo destructivo para obtener la curva tensión – deformación siguiendo la norma de

ensayo a compresión ASTM C 469, utilizado también para los ensayos de las probetas de nylon.

## 5.1. Probetas de nylon

Con el fin de validar la técnica de medida del coeficiente de Poisson por medio de los ultrasonidos se diseñó otro experimento utilizando probetas de Nylon. Este material, a diferencia del mortero, es homogéneo y presenta un comportamiento elástico.

Se elaboraron cinco probetas de forma cilíndrica de 76,5 mm de diámetro de base y aproximadamente 150 mm de altura, la Tabla 7 presenta los tamaños exactos de cada probeta. En la Figura 78a puede apreciarse la probeta utilizada con los transductores piezo film ubicados en ambas caras planas de la probeta. En la Figura 78b se muestra un diagrama de la probeta y la denominación de los ejes de la misma.




(a) (b)

Figura 78. (a) Fotografía de la probeta de Nylon con los transductores piezo film. (b) Ejes de la probeta de Nylon.

Cabe mencionar que las probetas de nylon han sido cortadas de piezas fabricadas de forma cilíndricas con el mencionado diámetro, razón por la cual esta dimensión se mantienen constante. Todas las probetas han sido obtenidas de distintas piezas provenientes del mismo fabricante.

| Probeta de Nylon Número | Diámetro (mm) | Alto (mm) |
|---|---|---|
| 1 | 76,5 | 148,5 |
| 2 | 76,5 | 148,5 |
| 3 | 76,5 | 150,0 |
| 4 | 76,5 | 149,5 |
| 5 | 76,5 | 150,0 |

**Tabla 7.** Dimensiones de las probetas de nylon

### 5.1.1. Medición de la velocidad de propagación longitudinal

Para la medición de la velocidad de propagación de las ondas longitudinales en las probetas de nylon se diseñaron varios tipos de señales de excitación con componentes espectrales idénticos:

a. Un chirp con frecuencias desde 200 kHz hasta 400 kHz.
b. Un multiseno con frecuencias desde 200 kHz hasta 400 kHz diseñado con fases iniciales aleatorias
c. Un multiseno con frecuencias desde 200 kHz hasta 400 kHz diseñado con fases iniciales utilizando el algoritmo de Schroeder, el cual produce un multiseno con

características similares a las de un chirp. Esta señal será denominada, en adelante, como multiseno – chirp.

Los transductores utilizados para estas pruebas han sido los STD-028K de PVDF y fueron ubicados en el centro de la cara plana del cilindro. Se han realizado 10 medidas con cada una de las señales para medir la desviación estándar de las medidas. Como acoplante se ha utilizado vaselina.

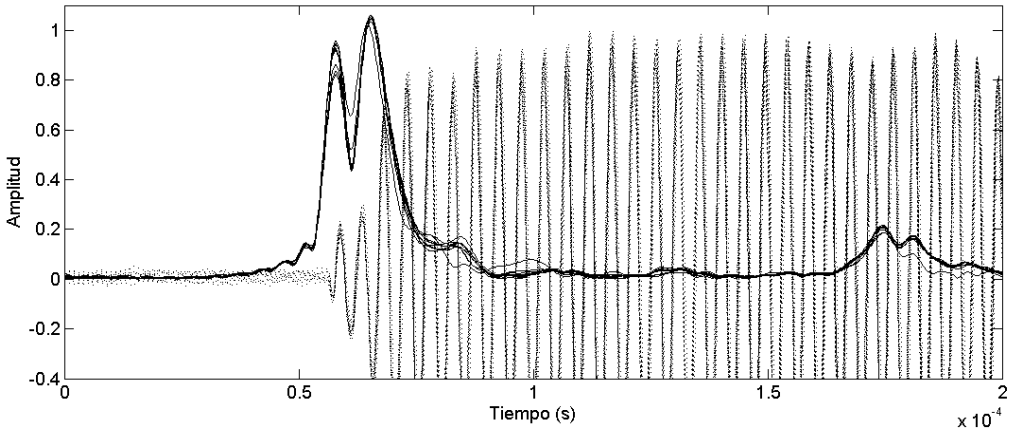



**Figura 79.** Señales recibidas y la envolvente de la salida del filtro de Wiener para un chirp de 200 kHz a 400 kHz usando como modelo la señal emitida.

Para el procesamiento de la señal se ha diseñado un filtro de Wiener utilizando como modelo la señal emitida, considerado una potencia espectral del ruido de 0,01. Para todas las señales de excitación utilizadas, los resultados han sido similares. La Figura 79 muestran los resultados del filtro de Wiener, en particular el diseñado con el chirp de 200 kHz a 400 kHz. Se representan las salidas del filtro para las 10 señales adquiridas de la probeta de nylon enumerada como "1". En las gráficas, las señales recibidas se dibujan en línea de puntos y las envolventes de la salida del filtro de Wiener se muestran en líneas llenas. Las envolventes han sido calculadas utilizando el valor absoluto de la transformada de Hilbert (Oppenheim, et al., 1998).

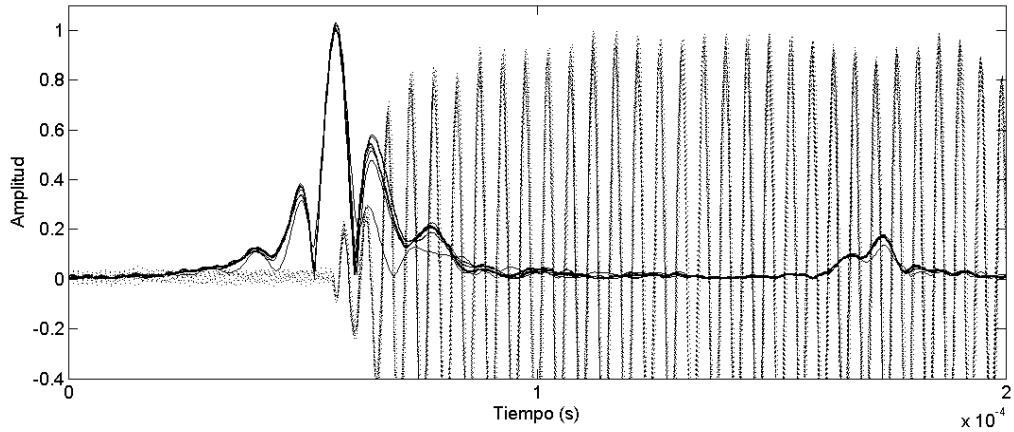



**Figura 80.** Señales recibidas y envolvente de la salida del filtro de Wiener para un chirp de 200 kHz a 400 kHz con el modelo obtenido con el FIELD II.

Como puede observarse en la Figura 79, en la primera parte de la salida del filtro de Wiener se detectan dos señales, la primera es la que se propaga directamente del transductor emisor y la segunda detección se corresponde con la señal reflejada por los límites del cilindro. El segundo grupo detectado corresponde a la señal de la tercera reflexión por las caras planas de la probeta. Un algoritmo relativamente sencillo de detección podría buscar el primer máximo

de la señal y este sería el TOF para las ondas longitudinales. Como hemos visto en capítulos anteriores, la salida del filtro de Wiener produce oscilaciones laterales alrededor de la señal de mayor amplitud que define el punto de llegada. Cuando se tienen señales muy próximas entre sí, estas oscilaciones laterales interfieren en la correcta determinación del TOF.

A fin de minimizar esta limitación de la resolución del sistema, se ha diseñado una señal patrón utilizando el concepto del transductor virtual descrito en el apartado 3.10.1. El procedimiento para el diseño de esta señal es el siguiente:

a. Se emite un periodo de una señal sinusoidal de 200 kHz a fin de obtener una primera estimación de la velocidad de propagación.
b. Utilizando la velocidad estimada en el paso anterior, la forma de onda de la señal emitida y el procedimiento descrito en el apartado 3.10.1, se diseña la señal patrón utilizada en el diseño de los coeficientes del filtro de Wiener.

En la Figura 80 se presenta en línea de puntos, las señales recibidas, y en líneas llenas las envolventes de la salida del filtro de Wiener diseñado como descrito en el párrafo anterior. En las envolventes, puede apreciarse que solo aparece un máximo el cual se corresponde con el momento de llegada de la señal compuesta recibida. Las señales de las gráficas corresponden a las obtenidas de la probeta de nylon 1, todas las demás probetas muestran resultados similares.

| | $TOF_l$ (μs) Probeta Nylon 1 | $TOF_l$ (μs) Probeta Nylon 2 | $TOF_l$ (μs) Probeta Nylon 3 | $TOF_l$ (μs) Probeta Nylon 4 | $TOF_l$ (μs) Probeta Nylon 5 |
|---|---|---|---|---|---|
| **Promedio** | **57,05** | **57,33** | **58,38** | **58,05** | **58,43** |
| **Desviación estándar** | **0,1054** | **0,1208** | **0,1318** | **0,1581** | **0,2058** |

**Tabla 8.** Valor medio y desviación estándar de las medidas del TOF para las ondas longitudinales de las probetas de nylon.

Para analizar la repetitividad de la medida, en la Tabla 8 se presentan el promedio y la desviación estándar de las medidas del TOF, para cada una de las 10 mediciones realizadas y para todas las probetas ensayadas utilizando el procedimiento descrito previamente. De los resultados puede concluirse que el modelo utilizado se aproxima bastante bien a la realidad.

### *5.1.2. Medición de la velocidad de propagación transversal*

Para la medición de la velocidad de propagación de las ondas transversales en las probetas de nylon se diseñaron otro conjunto de señales de excitación:

a. Un chirp con frecuencias desde 30 kHz hasta 90 kHz.
b. Un chirp con frecuencias desde 40 kHz hasta 150 kHz.
c. Un multiseno con frecuencias desde 40 kHz hasta 150 kHz diseñado con fases iniciales aleatorias
d. Un multiseno – chirp con frecuencias desde 40 kHz hasta 150 kHz.

Como se ha indicado en el apartado 2.1.1, el transductor PVDF emite principalmente ondas transversales para frecuencias inferiores a los 100 kHz, por esta razón se han diseñado las señales mencionadas en el párrafo anterior con frecuencias relativamente bajas. La Figura 81 muestra una señal obtenida de la propagación de un chirp de 40 kHz a 150 kHz a través de la probeta de nylon denominada “1”. La señal es filtrada utilizando el filtro de Wiener en cuyo diseño se ha utiliza un patrón considerando la señal transversal propagada directamente y la reflejada en los límites de la probeta, sintetizada utilizando el concepto del transductor virtual. Puede verse que el algoritmo del filtro de Wiener comprime la señal en dos grupos claramente

diferenciados, el primer grupo corresponde a las ondas longitudinales y el segundo a las transversales. Los resultados son similares para todas las señales de excitación.

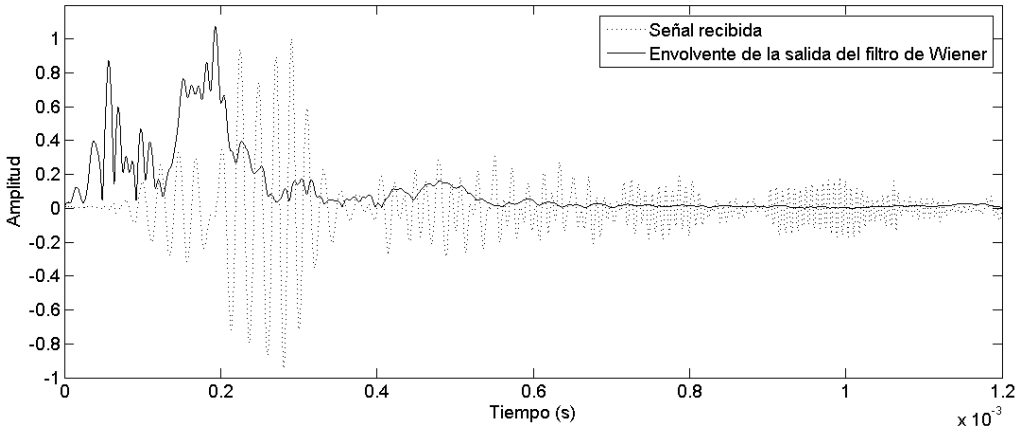



**Figura 81.** Señal emitida y envolvente de la salida del filtro de Wiener en la probeta de nylon denominada "1".

Del resultado presentado en la Figura 81, puede apreciarse que la detección no posee la misma resolución que la obtenida con las ondas longitudinales, esto debido al ancho de banda de la señal. Para el cálculo del TOF, se debe considerar el segundo grupo de máximos, correspondiente a las ondas transversales. En la implementación del algoritmo de búsqueda del máximo se utiliza una ventana temporal calculada a partir de la medida del tiempo de vuelo de la onda longitudinal.

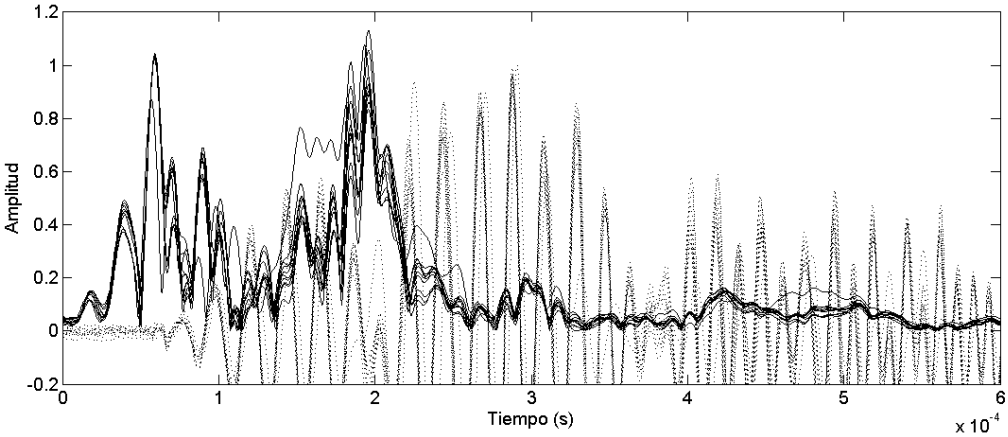



**Figura 82.** Señal emitida y envolvente de la salida del filtro de Wiener de 10 medidas en la probeta de nylon denominada "1".

Para analizar la repetitividad de la medida, en la Tabla 9 se presentan los valores promedio y la desviación estándar de las 10 medidas realizadas utilizando la técnica de detección del TOF de la onda transversal en las probetas de nylon. Dos probetas, la denominada "3" y "5" resaltan debido al valor relativamente elevado de su desviación estándar.

### *5.1.3. Determinación del coeficiente de Poisson*

Aprovechando la característica del transductor piezo film de emitir tanto ondas longitudinales como transversales en rangos diferentes de frecuencias, en este trabajo se propone un método basado en técnicas ultrasónicas para la medición del cociente de Poisson.

El cociente de Poisson como la relación entre las deformaciones transversales y longitudinales unitarias, según la ecuación (76), donde $\varepsilon_{jj}$ es la deformación unitaria transversal y $\varepsilon_{ii}$ la deformación unitaria longitudinal.

$$\tau = \frac{\varepsilon_{jj}}{\varepsilon_{ii}} \tag{76}$$

| | $TOF_t$ (µs) Probeta Nylon 1 | $TOF_t$ (µs) Probeta Nylon 2 | $TOF_t$ (µs) Probeta Nylon 3 | $TOF_t$ (µs) Probeta Nylon 4 | $TOF_t$ (µs) Probeta Nylon 5 |
|---|---|---|---|---|---|
| **Promedio** | **195,80** | **186,07** | **173,80** | **175,80** | **187,58** |
| **Desviación estándar** | **0,8317** | **4,906** | **23,56** | **0,4685** | **14,08** |

**Tabla 9.** Valor medio y desviación estándar de las medidas del TOF para las ondas transversales de las probetas de nylon.

A partir de las constantes elásticas del material, las velocidades de propagación de las ondas longitudinales y transversales pueden expresarse por las ecuaciones (77) y (78) (Krautkrämer, et al., 1990). En estas expresiones $c_l$ y $c_t$ corresponden a la velocidad longitudinal y transversal respectivamente, $E$ es el módulo de Young, $\rho$ es la densidad del material y $\tau$ es el coeficiente de Poisson.

$$c_l = \sqrt{\frac{E(1-\tau)}{\rho(1-\tau)(1-2\tau)}} \tag{77}$$

$$\frac{c_l}{c_t} = \sqrt{\frac{(1-2\tau)}{2(1-\tau)}} \tag{78}$$

De las ecuaciones anteriores, puede obtenerse la expresión para el cociente de Poisson en función de las velocidades longitudinales y transversales (79).

$$\tau = \frac{2\left(\frac{c_t}{c_l}\right)^2 - 1}{2\left(\left(\frac{c_t}{c_l}\right)^2 - 1\right)} \tag{79}$$

La Tabla 10 nuestra los valores del coeficiente de Poisson calculado utilizando la ecuación (79) a partir de las velocidades obtenidas en los apartados anteriores para las cinco probetas de nylon. En la tercera columna se presenta el valor de la desviación estándar de los coeficientes calculados. De los valores se observa que desviación estándar de las probetas "3" y "5" son relativamente elevadas.

| Probeta | Valor medio del Coeficiente de Poisson | Desviación estándar |
|---|---|---|
| Nylon 1 | 0,4536 | 0,00059 |
| Nylon 2 | 0,4475 | 0,0028 |
| Nylon 3 | 0,4317 | 0,0224 |
| Nylon 4 | 0,4388 | 0,00075 |
| Nylon 5 | 0,4451 | 0,0100 |

**Tabla 10.** Valores del coeficiente de Poisson obtenidos con la técnica propuesta

Para contrastar los resultados las probetas fueron sometidas a ensayos de compresión mecánica, midiendo tanto la deformación en la dirección de la aplicación de la carga como en la dirección transversal a esta. En base a los datos obtenidos se ha calculado el coeficiente de Poisson. La Figura 83 muestra la máquina de compresión utilizada para el ensayo mecánico, la cual que aplica a la probeta una carga en su eje *ii*, esta carga es medida por un sensor electrónico de carga. Un dispositivo electrónico de medición de deformación mide la que se produce en la dirección de la aplicación de la carga (dirección *ii*). Otro micrómetro electrónico mide la deformación lateral en el eje *jj*.

**Figura 83.** Máquina del ensayo de compresión y la probeta de Nylon sometida a compresión.

Las Figura 84 muestra las curvas de tensión – deformación para la probeta de nylon denominada "1" obtenidas con el ensayo mecánico, el ensayo ha sido realizado 10 veces para calcular la desviación estándar de las medidas obtenidas. La recta con mayor pendiente es la deformación en el eje *jj*, mientras que la curva de menor pendiente es la de deformación en el eje *ii* de la probeta.

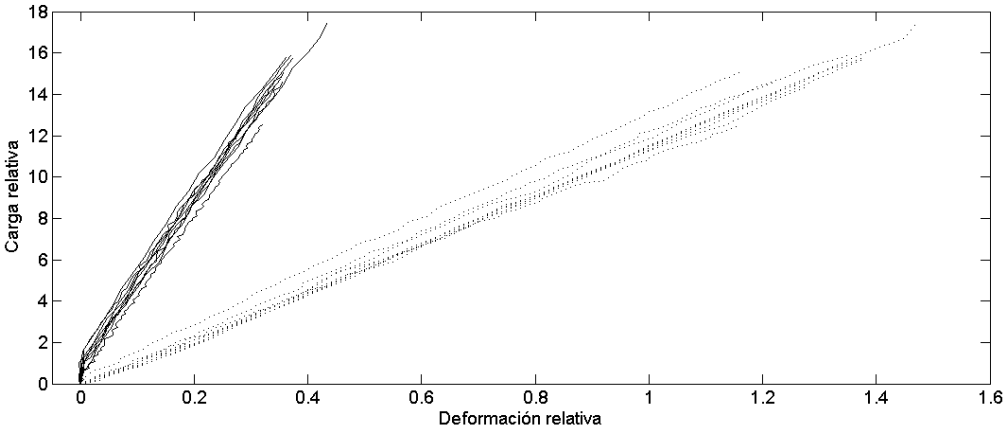



**Figura 84.** Curvas de tensión – deformación longitudinal (líneas llenas) y lateral (líneas de puntos) para las probetas de nylon.

La Tabla 11 nuestra el valor del coeficiente de Poisson obtenido con el ensayo mecánico y su correspondiente desviación estándar.

A fin de una mejor comparación de los resultados obtenidos por ambos métodos, en la Tabla 12 se presentan las medidas obtenidas y sus correspondientes desviaciones estándar. Como puede observarse, existe una buena concordancia entre los valores del coeficiente de Poisson obtenido por el método tradicional y el método basado en ultrasonidos.

| Probeta | Valor medio del Coeficiente de Poisson | Desviación estándar |
|---|---|---|
| Nylon 1 | 0,41 | 0,021 |
| Nylon 2 | 0,40 | 0,027 |
| Nylon 3 | 0,40 | 0,012 |
| Nylon 4 | 0,41 | 0,028 |
| Nylon 5 | 0,40 | 0,022 |

**Tabla 11.** Valores del coeficiente de Poisson obtenidos con ensayo mecánico.

| Probeta | Coeficiente de Poisson y desviación estándar con ultrasonidos | Coeficiente de Poisson y desviación estándar con el método mecánico |
|---|---|---|
| Nylon 1 | 0,4536 (0,00059) | 0,41 (0,021) |
| Nylon 2 | 0,4475 (0,0028) | 0,40 (0,027) |
| Nylon 3 | 0,4317 (0,0224) | 0,40 (0,012) |
| Nylon 4 | 0,4388 (0,00075) | 0,41 (0,028) |
| Nylon 5 | 0,4451 (0,0100) | 0,40 (0,022) |

**Tabla 12.** Coeficiente de Poisson obtenido por el método tradicional y el obtenido utilizando la técnica propuesta.

La diferencia entre los valores de los coeficientes de Poisson puede explicarse tomando en cuenta que el método ultrasónico determina el coeficiente de Poisson dinámico, mientras que el sistema mecánico obtiene el coeficiente de Poisson estático. La relación entre los valores obtenidos coincide con medidas obtenidas por otros autores en la literatura (Shkolnik, 2006). Cabe destacar además, que la repetitividad en la determinación del coeficiente de Poisson utilizando ultrasonidos es superior.

En este apartado se propone una simplificación para la determinación del coeficiente de Poisson con ultrasonidos, sin la necesidad de utilizar dos transductores distintos. Esto es posible aprovechando la característica del transductor PVDF, el cual es capaz de emitir ondas transversales a bajas frecuencias y ondas longitudinales a altas frecuencias relativas.

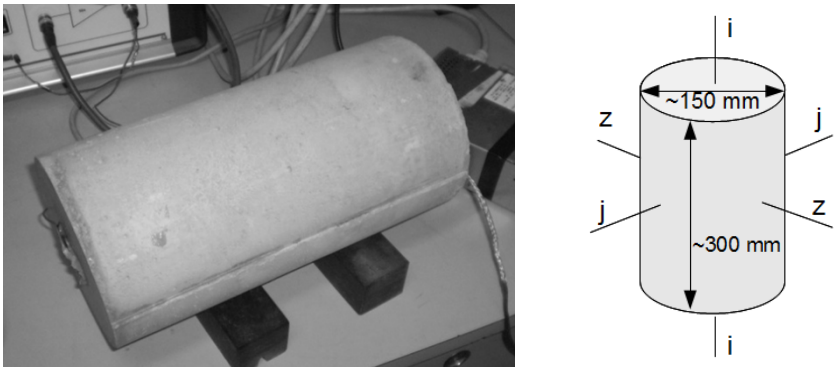
## 5.2. Probetas de mortero

Para las experiencias de validación de los conceptos teóricos acerca de la obtención del modulo de Young por medio de la determinación de la velocidad de propagación de ondas mecánicas longitudinales en medio sólidos no homogéneos, se han fabricado 15 probetas cilíndricas de mortero de aproximadamente 150 mm de diámetro y aproximadamente 300 mm de alto, con diferentes resistencias según la relación arena-cemento; cuando mayor es la proporción de cemento en la mezcla, mayor es la resistencia.

Las proporciones de arena-cemento utilizadas y las dimensiones de las diferentes probetas se detallan en la Tabla 13. Como puede apreciarse en la tabla, se han fabricado tres probetas con la misma proporción, con lo cual, se tiene cinco rangos de resistencia a compresión. Una vez realizadas las mediciones con el sistema ultrasónico, las probetas fueron sometidas a ensayos destructivos para la obtención de la curva tensión – deformación en el eje ii (los ejes se muestran en la Figura 85b) y tensión en el eje ii – deformación en eje zz para la determinación del modulo de Young y el coeficiente de Poisson mediante el procedimiento estándar ASTM C 469. Esto ha sido realizado para tener una fuente de contrastación de las medidas obtenidas por el método de las ondas mecánicas longitudinales. En la fotografía de la Figura 85a, se pueden observar una probeta elaborada para este conjunto de experiencias.

| Probeta | Proporción arena – cemento en volumen | Diámetro (mm) | Alto (mm) |
|---|---|---|---|
| Probeta 1_1-1 | uno de arena y uno de cemento | 150 | 295 |
| Probeta 1_1-2 | uno de arena y uno de cemento | 154 | 298 |
| Probeta 1_1-3 | uno de arena y uno de cemento | 150 | 298 |
| Probeta 1_2-1 | uno de arena y dos de cemento | 154 | 298 |
| Probeta 1_2-2 | uno de arena y dos de cemento | 149 | 295 |
| Probeta 1_2-3 | uno de arena y dos de cemento | 153 | 299 |
| Probeta 1_3-1 | uno de arena y tres de cemento | 150 | 294 |
| Probeta 1_3-2 | uno de arena y tres de cemento | 149 | 294 |
| Probeta 1_3-3 | uno de arena y tres de cemento | 155 | 293 |
| Probeta 1_4-1 | uno de arena y cuatro de cemento | 154 | 289 |
| Probeta 1_4-2 | uno de arena y cuatro de cemento | 153 | 290 |
| Probeta 1_4-3 | uno de arena y cuatro de cemento | 150 | 297 |
| Probeta 1_5-1 | uno de arena y cinco de cemento | 155 | 292 |
| Probeta 1_5-2 | uno de arena y cinco de cemento | 150 | 295 |
| Probeta 1_5-3 | uno de arena y cinco de cemento | 145 | 295 |

**Tabla 13.** Denominación, proporción de arena y cemento y dimensiones de las probetas de mortero.




(a) (b)

**Figura 85.** Fotografía de las probetas de mortero elaboradas.

### 5.2.1. Detección de defectos internos en las probetas de mortero

Una primera experiencia, relativamente sencilla, consiste en la detección de la presencia de una discontinuidad en una pieza de mortero. Para realizar esta experiencia se han construido otras cinco probetas de mortero de forma cilíndrica, de 100 mm de diámetro y 200 mm de altura, con una proporción de una parte de cemento y dos de arena en volumen. Para reproducir defectos internos en las probetas, se han colocado, en diferentes posiciones conocidas, esferas de poliestireno expandido de 10 y 25 mm de diámetro. En la Figura 86, puede observarse una de las probetas elaboradas, conteniendo en su interior una esfera de 25 mm aproximadamente en el centro de la pieza.

Con el propósito de determinar la posición de las esferas de poliestireno dentro de las probetas, se ha utilizado el transductor piezo film. Los transductores han sido excitados con salvas sinusoidales de 500 kHz con el objetivo de alcanzar la mejor resolución axial.

La configuración de los transductores utilizada para la detección de defectos, se muestra en la fotografía de la Figura 87. La detección del defecto se efectúa gracias a la reflexión de la onda sobre el defecto producida por el cambio de impedancia acústica. A partir de la medida del

TOF y la velocidad de propagación en la muestra es posible determinar la posición relativa del defecto dentro de la probeta.

Figura 86. Esfera de poliestireno dentro de la probeta de mortero.

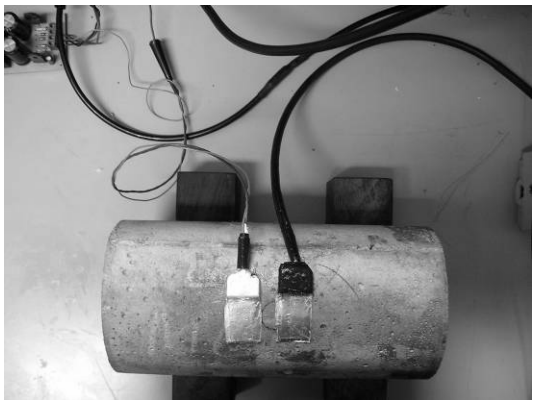
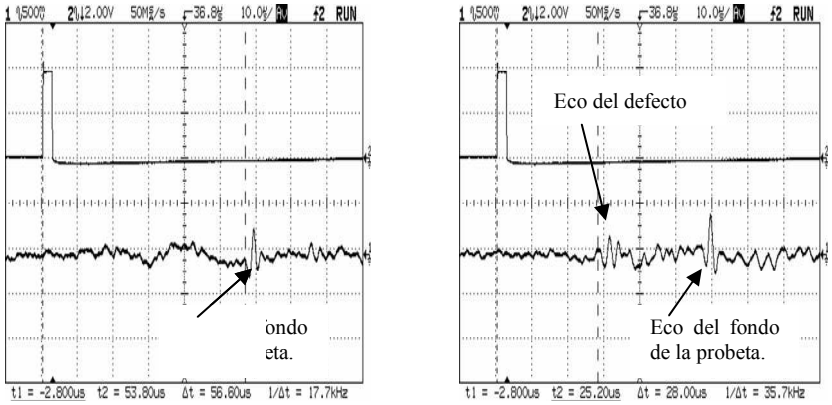


Figura 87. Ubicación de los transductores piezo film para
la ubicación de los defectos en probetas de mortero.

Con el fin de ilustrar el método, en la Figura 88a se muestra la señal obtenida de una zona de la probeta que no presenta defecto interno. La señal de la parte superior de la Figura 88a corresponde a la señal de sincronismo que indica el momento de la emisión. La señal inferior es el eco proveniente de la cara inferior de la probeta, el TOF medido fue de 56,6 µs. La onda recorre dos veces el diámetro de la probeta y considerando que la misma posee un diámetro de 100 mm. Con esta información es posible obtener la velocidad de propagación de la onda, que para esta probeta es de 3.533,6 m/s.




(a) (b)

Figura 88. Señales en el osciloscopio que muestran: (a) eco reflejado en el fondo de la probeta, (b) eco reflejado por el defecto y el fondo de la probeta.

En la Figura 88b puede observarse las señales correspondientes a una probeta que posee una esfera de poliestireno de 10 mm de diámetro en su interior. En la señal inferior pueden observarse dos ecos bien definidos provenientes del defecto interno y de la cara inferior respectivamente, a partir del TOF del primer eco y de la velocidad de propagación, puede obtenerse la posición relativa del defecto en la probeta. Para este caso, el defecto se encuentra aproximadamente a 49,4 mm de los transductores.

Resultados similares a los presentados han sido obtenidos con las esferas dispuestas en otras posiciones dentro de las otras cuatro probetas. Con esta experiencia se demuestra la capacidad de detección de defectos internos de la plataforma desarrollada.

### 5.2.2. Medición de la velocidad de propagación longitudinal

Para la medición de la velocidad de propagación de las ondas longitudinales en las probetas de mortero se utilizaron los mismos tipos de señales de excitación utilizados en las probetas de nylon:

a. Un chirp con frecuencias desde 200 kHz hasta 400 kHz.
b. Un multiseno con frecuencias desde 200 kHz hasta 400 kHz diseñado con fases iniciales aleatorias
c. Un multiseno con frecuencias desde 200 kHz hasta 400 kHz diseñado con fases iniciales utilizando el algoritmo de Schroeder, el cual produce un multiseno con características similares a las de un chirp. Esta señal será denominada, en adelante, como multiseno – chirp.

Los transductores utilizados para estas pruebas han sido los STD-028K de PVDF y fueron ubicados en el centro de la cara plana del cilindro. Se han realizado 10 medidas con cada una de las señales para medir la desviación estándar de las medidas. Como acoplante se ha utilizado vaselina.

Para el procesamiento, se ha diseñado un filtro de Wiener utilizando como modelo la señal emitida, siendo la potencia espectral del ruido de 0,1. Para todas las señales de excitación utilizadas, resultados similares han sido obtenidos para las probetas con proporción uno de cemento y uno de arena. La Figura 89 muestra los resultados del filtro de Wiener diseñado para el chirp de 200 kHz a 400 kHz. Se representan las salidas del filtro para las 10 señales adquiridas de la probeta de mortero denominada “1_1-1”. En las gráficas, las señales recibidas se dibujan en línea de puntos de color gris y las envolventes de la salida del filtro de Wiener se muestran en líneas llenas.

En la Figura 89 puede distinguirse el momento de llegada de la onda longitudinal, inmediatamente después de esta detección puede notarse la llegada de las ondas ocasionadas por la reflexión en los límites de la probeta. El otro grupo de detecciones corresponde a las ondas transversales. La diferencia del TOF de la onda que se propaga directamente del emisor al receptor y el TOF de la onda que se refleja en los límites permite distinguirlas claramente en esta banda de frecuencia y con el filtro diseñado.

En el caso de las probetas de mortero con mezcla de cemento y arena en proporción uno a dos en volumen, los resultados son distintos. En la probeta “1_2-3” el resultado de la aplicación del filtro de Wiener, con la misma configuración aplicada a la probeta “1_1-1”, produce un resultado similar. En cambio, las probetas denominadas “1_2-1” y “1_2-2” produce el resultado mostrado en la Figura 90.

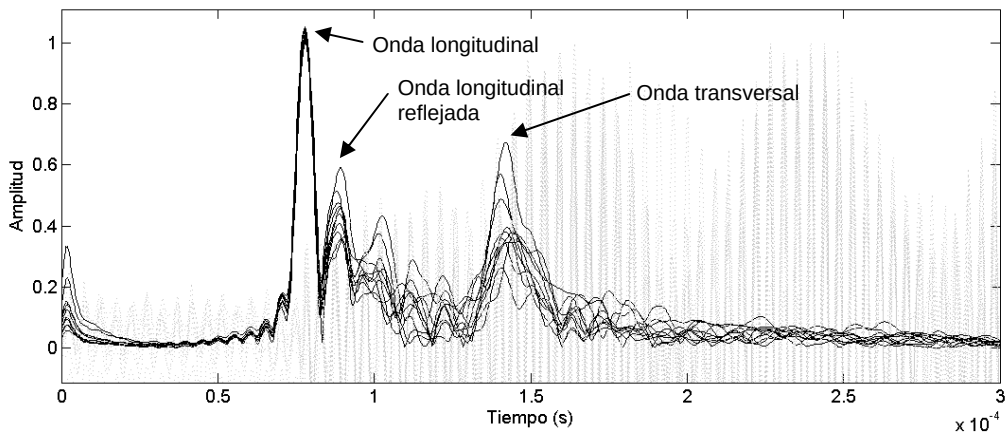



**Figura 89.** Señales recibidas y la envolvente de la salida del filtro de Wiener para un chirp de 200 kHz a 400 kHz usando como modelo la señal emitida en probeta de mortero 1_1-1.

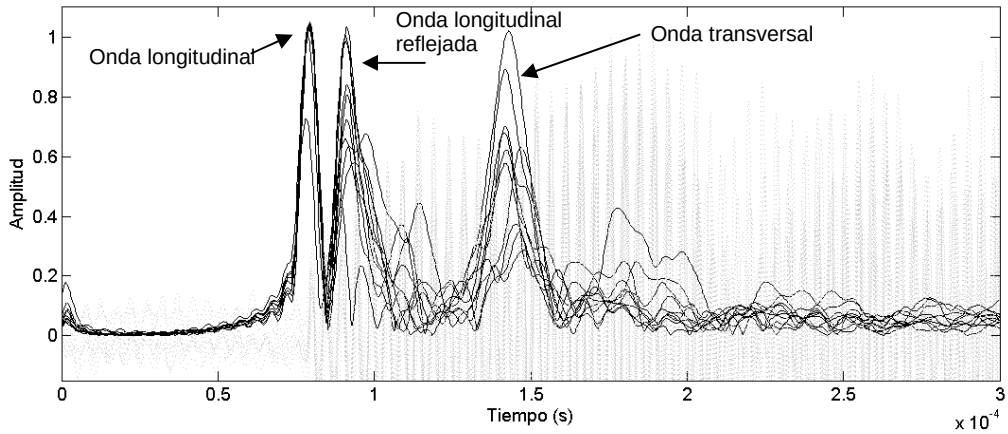



**Figura 90.** Señales recibidas y la envolvente de la salida del filtro de Wiener para un chirp de 200 kHz a 400 kHz usando como modelo la señal emitida en probeta de mortero 1_2-2.

En la Figura 90 puede notarse que las amplitudes de las envolventes de las señales que se producen por la reflexión en los límites y las ondas transversales son de amplitud similar y, algunos casos, mayor que la detección de la onda longitudinal. En la Figura 89 y en la Figura 90 se observa la buena resolución del sistema de medida, por lo cual no es necesario ningún procesamiento posterior. El procedimiento de medida consiste en considerar el TOF como el tiempo del primer máximo de la señal. La presencia de ondas transversales en las figuras mencionadas contradice lo expuesto en el apartado 2.1.1, para intentar explicar esta discrepancia cabe recordar que el comportamiento del transductor no solo depende de sus características intrínsecas sino también del material al cual se acopla (Brown, et al., 1996). Puede notarse también que no todas las frecuencias presentes en la señal emitida están presentes en la onda transversal recibida, lo que explica el mayor ancho relativo de la envolvente de la señal de salida del filtro de Wiener.

La Figura 91 ilustra lo que ocurre con las probetas de menor contenido de cemento en relación con la arena. La mencionada figura muestra las envolventes de las salidas del filtro de Wiener para las probetas de mortero 1_1-1, 1_2-2, 1_3-2, 1_4-3 y 1_5-3. Puede verse un mayor tiempo de vuelo en probetas con menor contenido de cemento, lo cual es coherente con la literatura consultada. Por otro lado, se observa que el ancho de los pulsos de detección crece haciendo difícil distinguir la detección de la llegada de la onda que se propaga directamente del emisor al receptor de aquella producida por los límites de la probeta de mortero. Esta situación se produce debido al comportamiento “paso bajos” del material,

atenuando las frecuencias más altas, lo que se acentúa a medida que la cantidad de cemento se reduce en relación a la cantidad de árido fino.

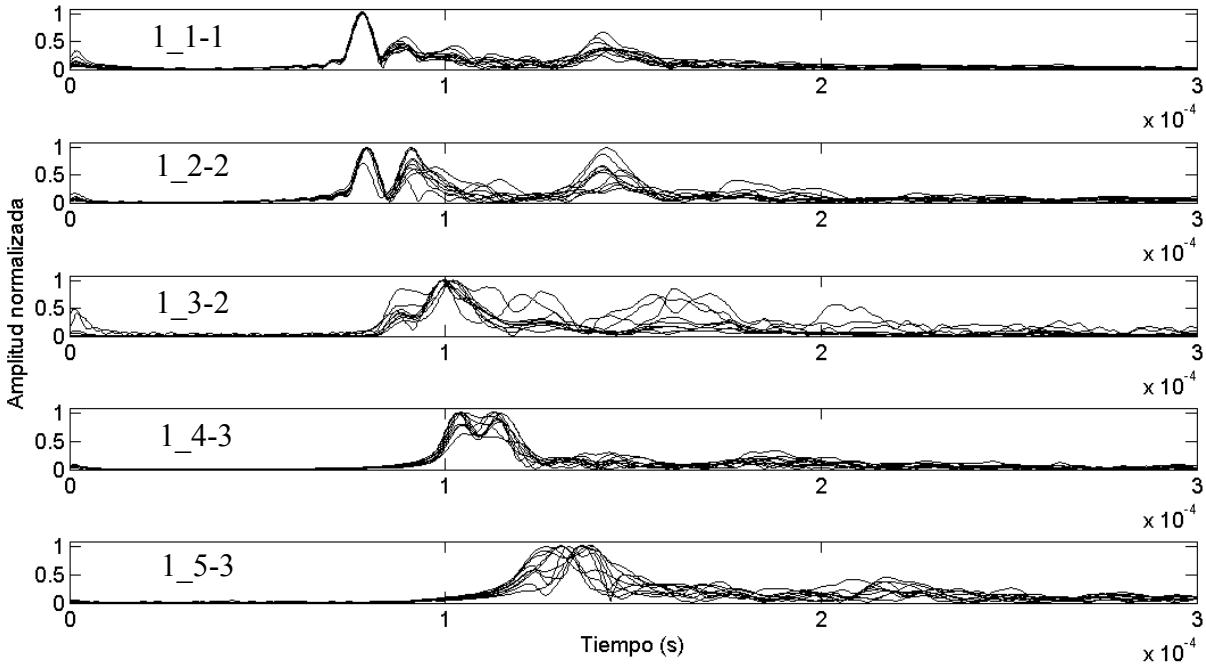



**Figura 91.** Envolvente de la salida del filtro se Wiener con un chirp de 200 kHz a 400 kHz como señal de excitación, para las diez medidas en las probetas de mortero 1_1-1, 1_2-2, 1_3-2, 1_4-3 y 1_5-3.

| Probeta de mortero | $TOF_l$ (µs) | Desviación estándar (µs) |
|---|---|---|
| 1_1-1 | 77,90 | 0,1291 |
| 1_1-2 | 77,93 | 0,2372 |
| 1_1-3 | 78,28 | 0,2486 |
| 1_2-1 | 77,80 | 0,7149 |
| 1_2-2 | 79,15 | 0,3944 |
| 1_2-3 | 80,53 | 0,2486 |
| 1_3-1 | 86,50 | 0,4859 |
| 1_3-2 | 80,90 | 0,4595 |
| 1_3-3 | 89,65 | 0,4123 |
| 1_4-1 | 123,08 | 22,2826 |
| 1_4-2 | 103,50 | 0,500 |
| 1_4-3 | 104,21 | 0,6802 |
| 1_5-1 | 133,17 | 6,1374 |
| 1_5-2 | 129,05 | 5,6110 |
| 1_5-3 | 133,88 | 3,9533 |

**Tabla 14.** Velocidad de propagación y desviación estándar de la onda longitudinal para las probetas de mortero.

La Tabla 14 muestra los valores del tiempo de vuelo de la señal calculados tomando el primer máximo de la envolvente de la salida del filtro de Wiener. Además, en la columna de la izquierda se muestra la desviación estándar de los valores obtenidos.

A fin de minimizar esta limitación de la resolución del sistema, se ha utilizando el concepto del transductor virtual descrito en el apartado 3.10.1. La Figura 92 muestra el resultado de la aplicación de la técnica a la probeta de mortero 1_4-1. Puede observarse que el máximo se adelanta y coincide con el primer máximo de la salida del filtro de Wiener que utiliza solamente la señal emitida como modelo. En este caso, se produce un solo máximo el cual puede ser utilizado para la medición del TOF longitudinal. Las demás señales analizadas tienen un comportamiento similar.

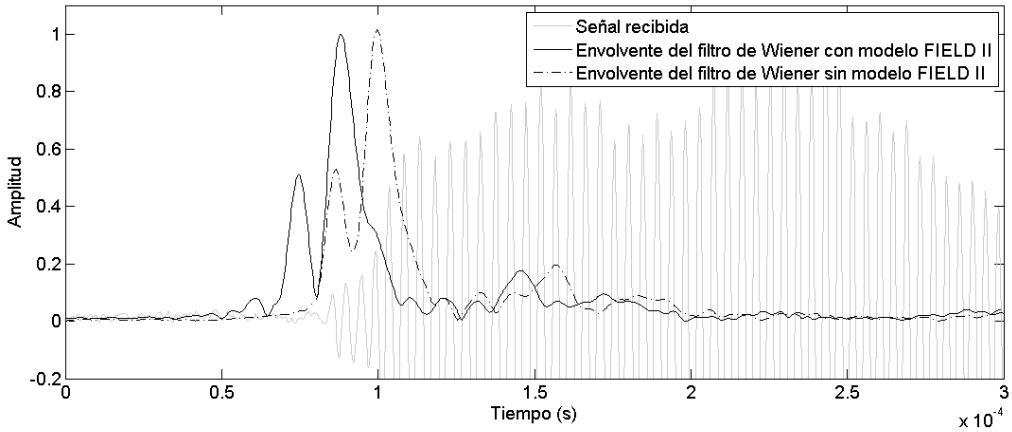



**Figura 92.** Señales recibidas y la envolvente de la salida del filtro de Wiener para un chirp de 200 kHz a 400 kHz usando como modelo la señal obtenido del FIELD II en probeta de mortero 1_4-1.

La Tabla 15 muestra los valores del TOF obtenidos aplicando la técnica descrita, solamente se presentan las medidas realizadas con las probetas 1_3, 1_4 y 1_5. Las probetas 1_1 y 1_2 no requieren este procesamiento adicional ya que la resolución del sistema es suficiente para realizar la medida adecuadamente.

| Probeta de mortero | $TOF_l$ (μs) | Desviación estándar (μs) |
|---|---|---|
| 1_3-1 | 84,43 | 6,3815 |
| 1_3-2 | 84,30 | 5,6273 |
| 1_3-3 | 88,65 | 1,1316 |
| 1_4-1 | 107,10 | 23,5605 |
| 1_4-2 | 90,85 | 0,3574 |
| 1_4-3 | 91,80 | 4,2374 |
| 1_5-1 | 119,48 | 3,8142 |
| 1_5-2 | 113,02 | 4,7411 |
| 1_5-3 | 119,15 | 5,0720 |

**Tabla 15.** Velocidad de propagación y desviación estándar de la onda longitudinal para las probetas de mortero considerando la onda reflejada en los límites de las probetas 1_3, 1_4 y 1_5.

En la Tabla 15 puede verse que los TOF han disminuido con relación a los valores de la Tabla 14, esta situación es similar a la que se observa con las probetas de nylon (ver apartado 4.2.6).

### *5.2.3. Medición de la velocidad de propagación transversal*

Para la medición de la velocidad de propagación de las ondas transversales, se han utilizado las mismas señales de excitación utilizadas con las probetas de nylon, según se describe en el

apartado 5.1.2. Los resultados obtenidos para una señal la probeta 1_1-1 se presentan en la Figura 93.

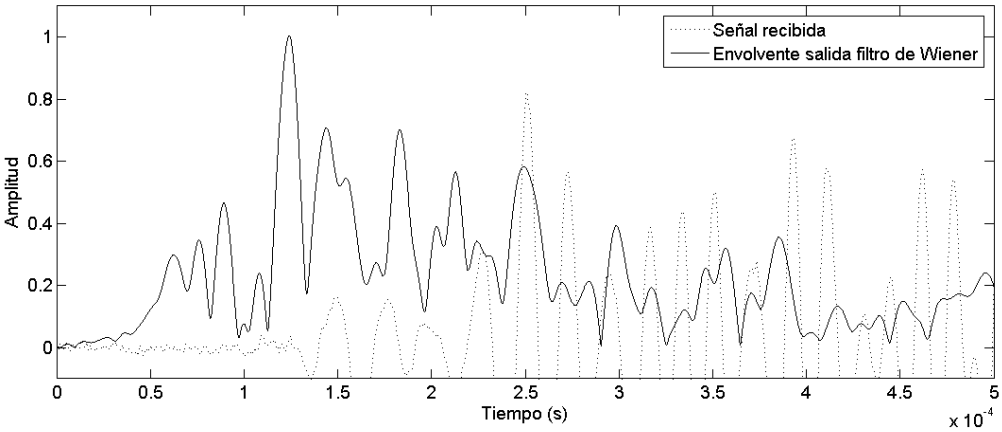



Figura 93. Señal recibida y envolvente de la salida del filtro de Wiener diseñado con un chirp de 40 kHz a 150 kHz.

La figura muestra la salida del filtro de Wiener diseñado utilizando el modelo de propagación de onda y teniendo en cuenta la onda producida por la reflexión de los límites en la probeta 1_1-1, presentada a modo de ejemplo, todas las demás señales muestran resultados similares. Como puede observarse, no se identifican claramente picos que establezcan una detección segura. Por lo tanto, la determinación del TOF de las ondas transversales en el mortero resulta mucho más compleja y el método utilizado no es suficiente para lograr el objetivo. Situaciones similares se producen para todas las demás probetas ensayadas.

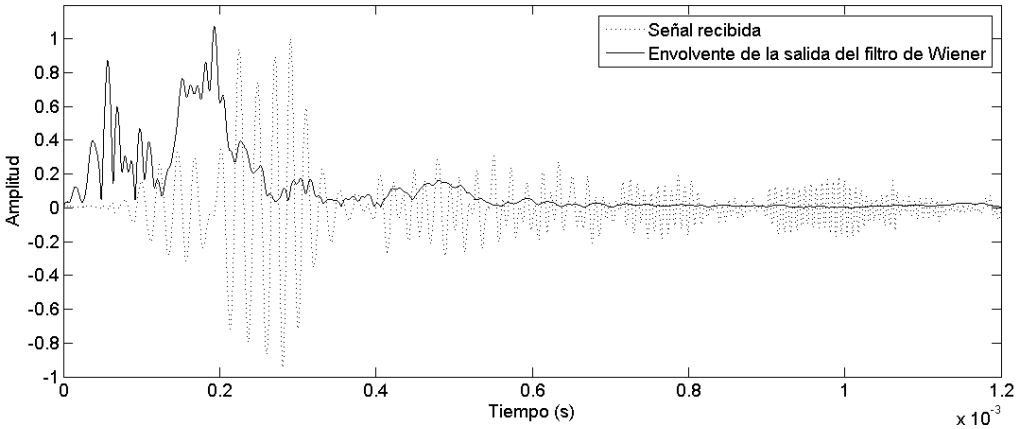



**Figura 94.** Señal emitida y envolvente de la salida del filtro de Wiener en la probeta de nylon denominada "1".

En las pruebas realizadas con las probetas de nylon se observan varios picos de detección, los cuales aparecen entre los paquetes de ondas longitudinales y transversales, como puede verse en la Figura 81, que por razones de legibilidad se repite en la Figura 94. Lo expuesto se produce debido a las siguientes limitaciones:

1. Para el diseño de las señales modelo del filtro de Wiener, se ha considerado el efecto de la propagación de la onda en la probeta, pero no se ha tenido en cuenta la respuesta al impulso electromecánica del transductor. A partir de los resultados obtenidos se colige que considerar la respuesta al impulso electromecánica del transductor como un impulso es una buena aproximación para las ondas longitudinales, no siendo así para las transversales.
2. No se ha tenido en cuenta la interfaz entre el transductor y la probeta. En (Brown, et al., 1996) se muestran señales recibidas del transductor SDT-028K, utilizando un impulso

como excitación, el cual es acoplado a materiales de diferentes impedancias acústicas, produciéndose en los mismos, formas de ondas diferentes. Es decir, la respuesta electromecánica al impulso del transductor depende también de la interfaz transductor – material. No considerar esta interfaz es una buena aproximación para las ondas longitudinales, pero no para las transversales.

Como se ha mencionado en el apartado 5.2.2, en las probetas 1_1 y 1_2 puede notarse la presencia de ondas transversales. Utilizando estas señales puede determinarse el TOF para este tipo de ondas. En la implementación del algoritmo de búsqueda del máximo para las ondas transversales, se utiliza una ventana temporal calculada a partir de la medida del tiempo de vuelo de la onda longitudinal. Los valores medios del tiempo de vuelo y la desviación estándar de cada una de las probetas 1_1 y 1_2, en cada una de las cuales se han realizado 10 medidas, se muestran en la Tabla 16.

| Probeta de mortero | Valor medio del $TOF_t$ (μs) | Desviación estándar (μs) |
|---|---|---|
| 1_1-1 | 141,60 | 1,600 |
| 1_1-2 | 144,45 | 2,828 |
| 1_1-3 | 145,40 | 1,107 |
| 1_2-1 | 146,00 | 12,029 |
| 1_2-2 | 147,30 | 11,029 |
| 1_2-3 | 143,12 | 20,709 |

**Tabla 16.** Velocidad de propagación de la onda transversal en las probetas de mortero medidas en la envolvente del filtro de Wiener del chirp de 200 kHz a 400 kHz.

En la mencionada tabla puede notarse que la desviación estándar de las medidas en las probetas de mortero 1_2 son mayores que las obtenidas en la probeta 1_1. Esto se debe a que la señal detectada está fuertemente distorsionada y el algoritmo del filtro de Wiener presenta una menor resolución en la detección.

### *5.2.4. Determinación del coeficiente de Poisson*

A fin de contrastar los resultados obtenidos en la medición del coeficiente de Poisson utilizando ultrasonidos, las probetas de mortero han sido sometidas a un ensayo destructivo, cuyos resultados se presentan a continuación. En la Figura 95 se muestra una fotografía de la bancada de ensayo destructivo utilizada para la contrastación experimental.

La Tabla 17 muestra la máxima carga alcanzada durante el ensayo y en la última columna de la derecha se presentan las velocidades de propagación longitudinal para cada probeta. Puede verse la correspondencia entre la velocidad de propagación y la resistencia a la compresión, de manera que, a mayor velocidad de propagación mayor es la resistencia mecánica de la probeta. Los resultados del coeficiente de Poisson para estas probetas se muestran en la Tabla 18.

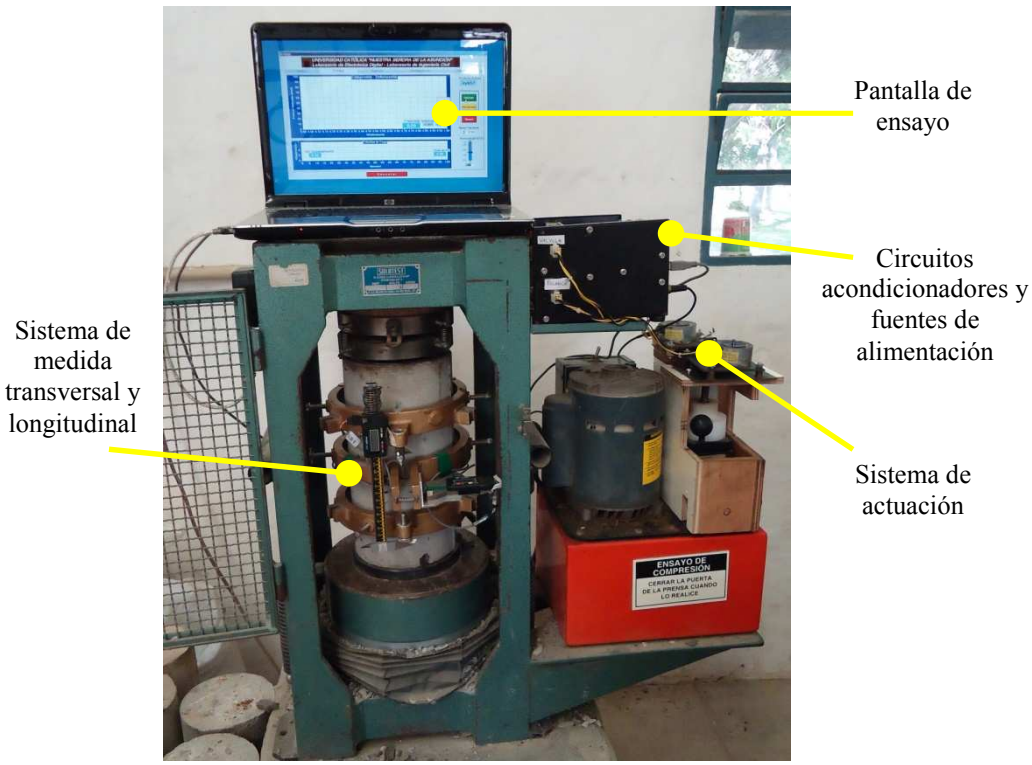



**Figura 95.** Fotografía del sistema de ensayo destructivo a compresión utilizado.

| Probeta | Carga máxima (Kilogramos fuerza) | Velocidad de la onda longitudinal (m/s) |
|---|---|---|
| 1_1-1 | 55.782 | 3.786,91 |
| 1_1-2 | 49.184 | 3.823,94 |
| 1_1-3 | 63.808 | 3.806,85 |
| 1_2-1 | 56.356 | 3.830,33 |
| 1_2-2 | 60.543 | 3.727,10 |
| 1_2-3 | 55.113 | 3.712,90 |
| 1_3-1 | 43.937 | 3.341,04 |
| 1_3-2 | 56.136 | 3.584,67 |
| 1_3-3 | 46.511 | 3.312,88 |
| 1_4-1 | 26.050 | 2.388,69 |
| 1_4-2 | 26.432 | 2.840,58 |
| 1_4-3 | 27.955 | 2.811,63 |
| 1_5-1 | 15.316 | 2.192,69 |
| 1_5-2 | 13.589 | 2.285,94 |
| 1_5-3 | 12.878 | 2.203,47 |

**Tabla 17.** Carga máxima alcanzada y velocidad de propagación longitudinal por cada una de las probetas de mortero en el ensayo destructivo.

En la Tabla 18 se observa que los valores del coeficiente de Poisson son similares para las probetas 1_1, mientras que en el caso de las probetas 1_2-1 y 1_2-2 se observan diferencias. Cabe destacar que los valores obtenidos del coeficiente de Poisson utilizando la técnica de ensayos destructivos de estas dos probetas son bajos respecto a los valores esperados y que los obtenidos por el método propuesto en este trabajo se acercan más a lo esperado.

| Probeta | Coeficiente de Poisson obtenido en el ensayo destructivo | Coeficiente de Poisson obtenido con ultrasonidos | Desviación estándar medida con ultrasonidos |
|---|---|---|---|
| 1_1-1 | 0,27 | 0,2828 | 0,0071 |
| 1_1-2 | 0,32 | 0,2942 | 0,0128 |
| 1_1-3 | 0,30 | 0,2959 | 0,0040 |
| 1_2-1 | 0,17 | 0,2936 | 0,0492 |
| 1_2-2 | 0,12 | 0,2921 | 0,0312 |
| 1_2-3 | 0,23 | 0,2390 | 0,0996 |

**Tabla 18.** Coeficiente de Poisson obtenido en el ensayo destructivo y los ensayos con ultrasonido, incluyendo desviación estándar, para las tres probetas 1_1.

## *5.3. Conclusiones del capítulo*

En este capítulo se presentan diferentes experiencias realizadas con el propósito de utilizar las bases teóricas analizadas para la determinación de características mecánicas de materiales, principal objetivo de este trabajo de tesis.

Se ensayaron probetas de nylon, de las cuales se obtuvieron las velocidades de propagación de ondas tanto longitudinal como transversal. A partir de estas medidas, se calcularon los coeficientes de Poisson de las diferentes probetas. Los valores del coeficiente de Poisson han sido contrastados utilizando el ensayo destructivo tradicional. De las medidas obtenidas para ambos métodos puede concluirse que la metodología propuesta en este trabajo para la determinación del coeficiente de Poisson, a través de técnicas ultrasónicas utilizando un único elemento emisor de ondas transversales y longitudinales, es viable. Esta metodología posee la ventaja adicional de que el parámetro mecánico puede ser obtenido a través de un procedimiento que no requiere el cambio de los elementos transductores, lo que de hecho, redundará en una mejor repetitividad y robustez del método. Este método de medida se reivindica como un aporte de este trabajo.

Así mismo, se ensayaron quince probetas de mortero clasificados en cinco grupos según la relación de volumen de cemento y arena utilizados para su fabricación. En estas experiencias se midieron las velocidades longitudinales obteniéndose valores aceptables y repetitivos para las probetas con relación cemento arena 1_1, 1_2 y 1_3. En las probetas de menor resistencia la dispersión en las medidas ha sido mayor, aunque se observa una correlación directa entre la velocidad de propagación y la resistencia del material, hecho conocido en la literatura. Sin embargo, no ha podido determinarse de manera coherente el TOF de las ondas transversales. Consideramos que la incertidumbre observada es debida a que no se tuvo en cuenta la interacción entre el transductor y la probeta. Aparentemente, esta interacción modifica la respuesta al impulso electromecánica del transductor, en particular para el modo transversal, ocasionando una mayor sintonización en frecuencia del transductor emisor. No obstante, se han podido obtener valores coherentes del coeficiente de Poisson para algunas de las probetas ensayadas.

# Capítulo 6.
# Conclusiones y trabajos futuros

En este último capítulo, se presenta un resumen de los principales aportes del trabajo y se proponen trabajos futuros de investigación. Como se ha mencionado en el resumen, el objetivo principal de la tesis, es el estudio y el modelado de la propagación de ondas de ultrasonidos en medios sólidos con vistas a la determinación de características mecánicas de materiales sólidos.

Las conclusiones y aportes de esta tesis ya han sido destacadas en la sección de conclusiones de cada capítulo. No obstante, son presentadas a continuación manteniendo el orden en que han sido expuestas.

Se ha realizado una revisión bibliográfica de los ensayos no destructivos y los procedimientos técnicos de realización práctica. Siendo actualmente las técnicas basadas en ultrasonidos una de las utilizadas por sus características. Se presentan los componentes de un sistema de inspección basado en ultrasonidos, describiendo sus funciones y realizando una revisión de las tecnologías de transducción para la emisión y recepción de ultrasonidos, enfatizando en las tecnologías basadas en el efecto piezoeléctrico y que podrían resultar relevantes para la inspección con contacto de materiales sólidos.

De la revisión efectuada se concluye la necesidad de buscar técnicas de procesamiento de señal que permitan la utilización de transductores relativamente pequeños, de amplia disponibilidad y de bajo costo relativo. Por otro lado, es importante la portabilidad de los instrumentos para inspeccionar lugares difíciles de alcanzar o con formas no estandarizadas.

Se ha diseñado e implementado una plataforma experimental para la realización de ensayos no destructivos en materiales con técnicas ultrasónicas. Además, se ha seleccionado la tecnología de transducción a ser utilizada, tomando en cuenta la sensibilidad, tanto en la emisión como en la recepción; la capacidad de emitir ondas longitudinales y transversales, así como la flexibilidad del transductor para acoplarlo a superficies alabeadas. Se ha seleccionado un transductor piezo film construido con PVDF, en principio diseñado para ser utilizado como micrófono de contacto y que en este trabajo se ha verificado la posibilidad de utilizarlo como emisor y receptor de ondas mecánicas longitudinales y transversales, constituyendo, esta selección, un aporte de este trabajo de tesis.

Se ha diseñado y construido un amplificador de potencia capaz de excitar adecuadamente al transductor PVDF el cual se comporta como una carga capacitiva. El diseño de un amplificador de potencia para cumplir con estos requisitos de excitación ha sido uno de los desafíos enfrentados y logros alcanzados en este trabajo.

Además, se ha implementado un amplificador de carga diferencial y esquemas de apantallamiento adecuados para el transductor receptor de ondas. Lográndose de esta forma señales de una relación señal – ruido de aproximadamente 50 dB.

Se integró la plataforma utilizando una IBM PC compatible con una tarjeta de adquisición de datos con canales de adquisición analógico digital y digital analógico. Para la gestión del proceso de emisión y recepción de señales ultrasónicas, se diseñó e implementó una aplicación que permite el despliegue de las formas de onda de las señales recibidas y su almacenamiento en una unidad de disco para su posterior procesamiento.

Se han estudiado los fundamentos para el análisis del proceso de emisión, propagación y recepción de ultrasonidos en materiales sólidos, utilizando el método de la integral de convolución propuesto por Stepanishen y codificado en la biblioteca para el Matlab™ FIELD II. Una limitación de la mencionada herramienta es que fue diseñada para modelar únicamente sistemas ultrasónicos operando en modo pulso – eco. Para utilizarla en el modo de operación *pitch – catch* se ha requerido incluir el elemento transductor receptor; por otro lado, para considerar los límites de las probetas ensayadas se propone el concepto de transductor virtual basado en el principio de reciprocidad. Estas dos extensiones a la biblioteca FIELD II son reivindicadas como aportes de este trabajo.

Por otro lado, basado en la bibliografía especializada consultada, se ha efectuado un análisis teórico exhaustivo y se ha podido concluir que las ondas transversales y longitudinales son modeladas por ecuaciones matemáticas análogas y que, por lo tanto, la biblioteca FIELD II puede ser utilizada para realizar simulaciones numéricas de la propagación de ambos tipos de ondas. Esta propuesta ha sido contrastada experimentalmente obteniéndose una buena concordancia entre las señales sintetizadas y las experimentales, lo cual valida la propuesta. No nos consta que ningún otro autor haya propuesto el modelado de la propagación de las ondas transversales utilizando el método de la respuesta al impulso propuesto por Stepanishen, constituyendo otra aportación de este trabajo.

Se han analizado técnicas de procesamiento de señales para la detección de los diferentes grupos de señales generados simultáneamente por el transductor PVDF a fin de determinar el instante de llegada de la señal y calcular la velocidad de propagación de la onda transversal y longitudinal.

Se han definido los límites teóricos máximos de resolución alcanzable según los parámetros del sistema de medida y se han establecido criterios que permiten determinar, cualitativa y cuantitativamente, el desempeño de las técnicas propuestas.

Se ha corroborado que el filtro de Wiener es el que presenta mejores resultados en cuanto a la compresión del pulso, obteniéndose mejores índices de producto ancho de banda por tiempo. Esta mejora se logra gracias a los dos grados de libertad que ofrece para la optimización de la compresión del pulso, que son el parámetro de estabilización del filtro y la posibilidad de utilizar una señal deseada diferente a un impulso.

Además, se han analizado diferentes señales de excitación y se ha logrado emitir pulsos con mayor ancho de banda y con mayor energía que los obtenidos con impulso, salvas de senos o pulsos rectangulares, consiguiendo además una mejor relación señal ruido. Se ha verificado que la señal multiseno presenta inconvenientes para el diseño del filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia. Aunque el chirp presenta inconvenientes similares, se ha constatado que la coherencia de la fase de la señal reduce el efecto. Por lo expuesto, para la compresión de impulso se selecciona el chirp como señal de excitación.

Utilizando el filtro de Wiener y el chirp como señal de excitación se ha elaborado un procedimiento, utilizando métodos complementarios, para mejorar la capacidad de detección del instante de llegada de señales de ultrasonidos.

Se han realizado experiencias a fin de utilizar las bases teóricas analizadas para la determinación de características mecánicas de materiales, principal objetivo de este trabajo de tesis.

Se ensayaron probetas de nylon, de las cuales se obtuvieron las velocidades de propagación de ondas tanto longitudinal como transversal. A partir de estas medidas, se calcularon los coeficientes de Poisson de las diferentes probetas. Los valores del coeficiente de Poisson han sido contrastados utilizando el ensayo destructivo tradicional. De las medidas obtenidas para ambos métodos puede concluirse que la metodología propuesta en este trabajo para la determinación del coeficiente de Poisson, a través de técnicas ultrasónicas utilizando un único elemento emisor de ondas transversales y longitudinales, es viable. Esta metodología posee la ventaja adicional de que el parámetro mecánico puede ser obtenido a través de un procedimiento que no requiere el cambio de los elementos transductores, lo que de hecho, redundará en una mejor repetitividad y robustez del método. Este método de medida se reivindica como una de las principales aportaciones de este trabajo.

Así mismo, se ensayaron probetas de mortero con distintas relaciones de volumen de cemento y arena utilizados para su fabricación. En estas experiencias se midieron las velocidades longitudinales obteniéndose valores aceptables y repetitivos para las probetas más resistentes. En las probetas de menor resistencia la dispersión en las medidas ha sido mayor, aunque se observa una correlación directa entre la velocidad de propagación y la resistencia del material, hecho conocido en la literatura. Sin embargo, no ha podido determinarse de manera coherente el TOF de las ondas transversales. Consideramos que la incertidumbre observada es debida a que no se tuvo en cuenta la interacción entre el transductor y la probeta. Aparentemente, esta interacción modifica la respuesta al impulso electromecánica del transductor, en particular para el modo transversal, ocasionando una mayor sintonización en frecuencia del transductor emisor. No obstante, se han podido obtener valores coherentes del coeficiente de Poisson para algunas de las probetas ensayadas.

## *Líneas futuras de investigación*

- Modelado del transductor a fin de comprender los modos de vibración del transductor en función de los parámetros del PVDF.

- Análisis de la interacción del transductor con el medio al cual se acopla.

- Obtención de señales signatura que puedan caracterizar estadísticamente el medio, para determinar características globales como la distribución de áridos o imperfecciones en el material.

- Aplicación de técnicas de procesamiento de señal basadas en transformadas tiempo – frecuencia con el objetivo de lograr una mejor detección de las diferentes señales superpuestas.

# Apéndice A.
# Manual del usuario – ICONUS 2.0

El sistema de adquisición y tratamiento de datos ha sido implementado utilizando una PC compatible corriendo el sistema operativo Windows XP. Para el sistema de adquisición de datos de datos analógicos se utilizó la tarjeta de adquisición de National Instrument PCI-6111E.

Se ha optado por esta tarjeta ya que posee ocho entradas analógicas de 12 bits de resolución con una frecuencia máxima de muestreo de 5 millones de muestras por segundo (Ms/s) y dos salidas analógicas 16 bits con una frecuencia máxima de muestreo de 4 Ms/s, posee un "slew rate" de 300 V/µs y bajo ruido, capaz de generar una señal de excitación en el rango deseada. Finalmente, el fabricante provee de un adaptador que se conecta directamente a los dispositivos diseñados.

El control de todo el proceso de emisión y adquisición lo realiza un programa que corre sobre Windows™ desarrollado utilizando la plataforma LabWindows CVI de National Instruments, que posee librerías y funciones especificas para la configuración y utilización de la tarjeta de adquisición de datos PCI-6111E. Una fotografía de todo el sistema de medida puede observarse en la **Figura 96**.

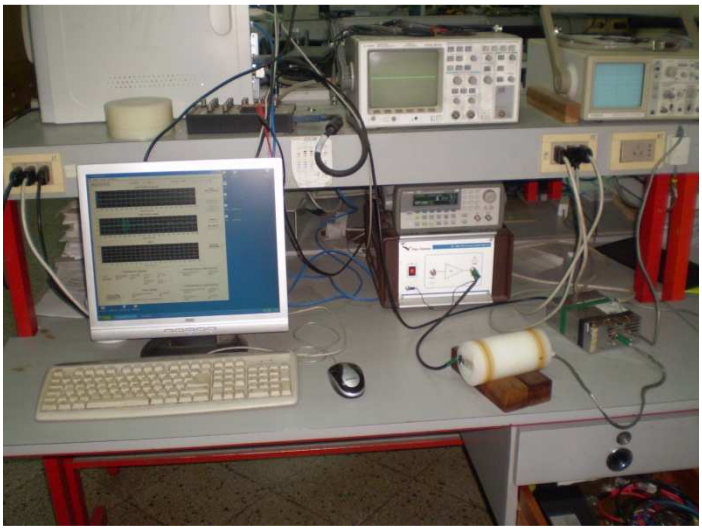


**Figura 96.** Sistema de medida.

## *7.1. Emisión y adquisición de señales*

Una de las tareas que el software realiza es coordinar el proceso de emisión y recepción de la señal ultrasónica luego de propagarse por el medio.

Para la emisión de una señal el programa genera una señal arbitraria utilizando el convertidor digital analógico que dispone la tarjeta de adquisición. El software configura la tarjeta para

que esta emita automáticamente un pulso de sincronismo utilizando un puerto de entrada – salida digital en el momento en que se inicia la emisión de la señal de excitación del transductor emisor. Esta señal de sincronismo es utilizada por la misma tarjeta para iniciar el proceso de adquisición de datos por medio del convertidor analógico digital al que se encuentra conectado al amplificador de recepción. De esta forma se consigue la mejor precisión en la adquisición de la señal recibida.

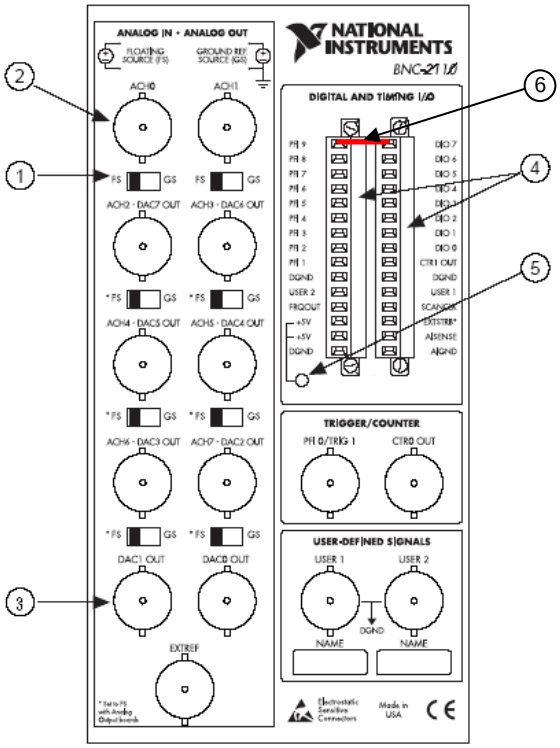



**Figura 97.** Figura que muestra el tablero de conexión de la tarjeta de adquisición PCI 6111E.

Referencia de la Figura 97:

1. Llave de dos posiciones que permite seleccionar, para la entrada analógica, una entrada flotante, sin conexión a tierra, (FS) o entrada referenciada a tierra (GS). Para esta aplicación la llave debe estar en la posición (FS).
2. Entrada analógica ACH0 a la cual se conectada al amplificador receptor.
3. Salida analógica DAC1, conectado al amplificador emisor.
4. Bloques de terminales digitales y de temporizadores programables.
5. Indicador de encendido de la tarjeta.
6. Conexión entre una salida digital y la entrada de gatillado que marca el proceso de captura de la señal recibida.

Una vez generado el pulso de sincronismo la tarjeta de adquisición de datos empieza el proceso de adquisición a una tasa de muestreo constante, y los datos son almacenados en una memoria tipo FIFO (First In First Out) de la tarjeta. Una vez terminado el proceso de adquisición de la señal este vector de tamaño fijo, el mismo es transferido a la PC, utilizando el esquema de transferencia de datos DMA.

## *7.2. Panel principal*

Este panel se despliega al iniciarse el programa, y su función es mostrar los datos de medición y el cálculo de la velocidad de propagación de la onda. Permite además al usuario configurar la tarjeta de adquisición de datos. En la Figura 98, se observa el panel principal del software de gestión.

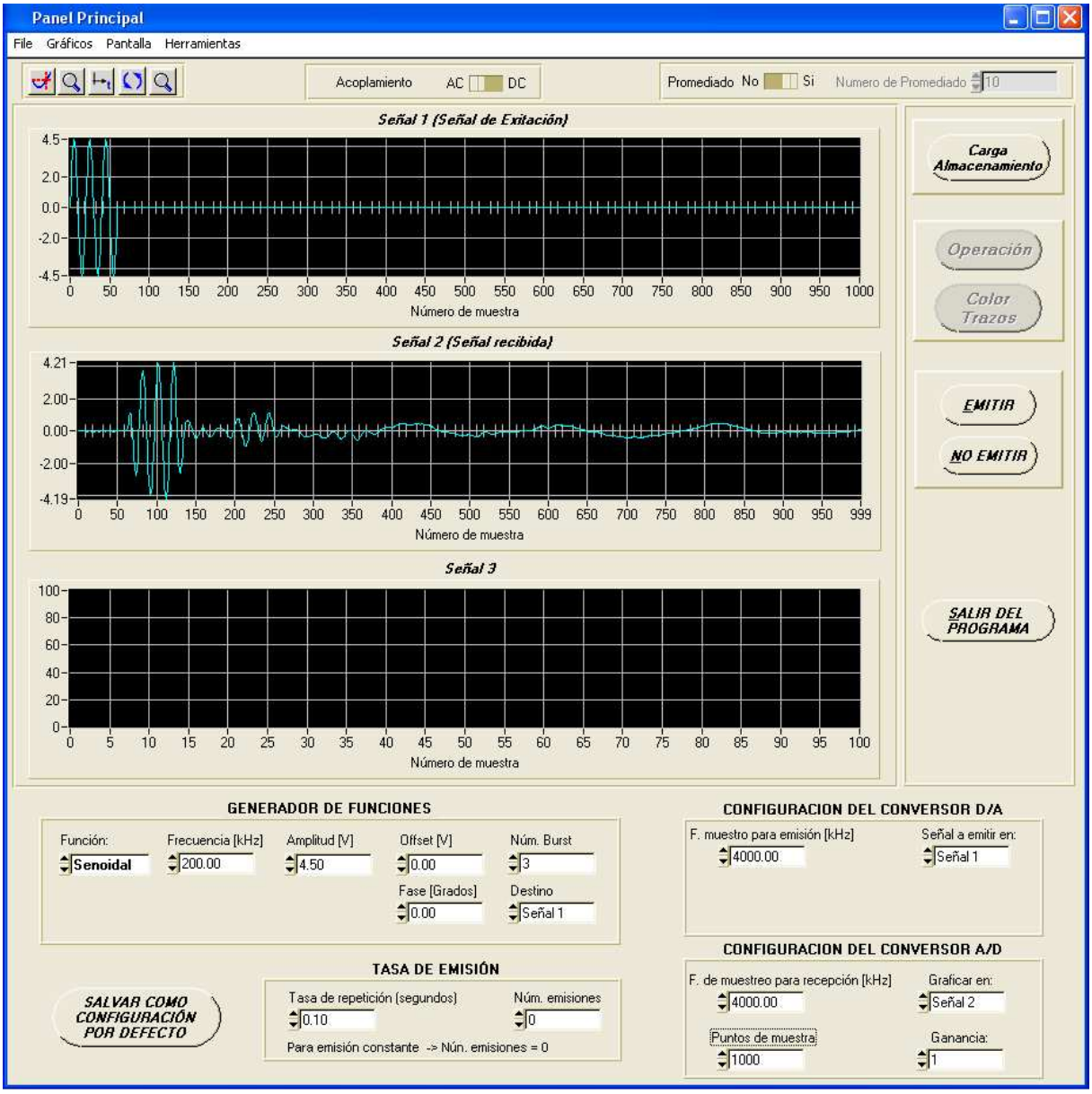



**Figura 98.** Panel principal del Software de adquisición y análisis.

### 7.2.1. Área de gráficos de señal

El panel principal cuenta con tres gráficos de propósito general en los cuales pueden presentarse las señales utilizadas, denominados *Señal 1*, *Señal 2* y *Señal 3*. La señal que se muestra en el gráfico denominado *Señal 1* es la señal que se emite por el convertidor digital analógico, mientras que el gráfico *Señal 2* muestra la señal adquirida por el convertido analógico digital. El gráfico Señal 3 es de propósito general y puede ser utilizado para almacenar temporalmente una señal con fines de comparación, por ejemplo. El eje *x* de los tres gráficos muestra el número de muestras o el tiempo. Por defecto el panel presenta el número de muestras, para cambiar al eje de tiempo se utiliza el botón .

### 7.2.2. Área del generador de funciones

En la parte inferior izquierda del panel principal (ver Figura 99) se encuentran los controles de configuración del generador de funciones. Este generador permite generar formas de ondas, como ondas cuadradas o sinusoidales pudiendo configurarse la frecuencia de la señal, la

amplitud, un valor de "offset", la cantidad de periodos a emitir ("burst"), la fase inicial y el gráfico donde se mostrará al usuario la señal creada. Además se puede configurar la tasa de repetición y el número de repeticiones. La tasa de repeticiones indica cada cuantos segundos se realizará una emisión y el número de repeticiones indica las veces que se realizará el proceso de emisión y adquisición de la señal, si en el campo número de emisiones se indica el valor 0, el sistema emite permanentemente.

Cualquier modificación en alguno de los campos produce la actualización inmediata de la gráfica correspondiente y de la señal emitida.

Se dispone además de un botón denominado "SALVAR COMO CONFIGURACIÓN POR DEFECTO" que guarda todos los datos de los control del panel principal de tal forma que cuando el programa vuelva a iniciarse estos valores aparezcan automáticamente.

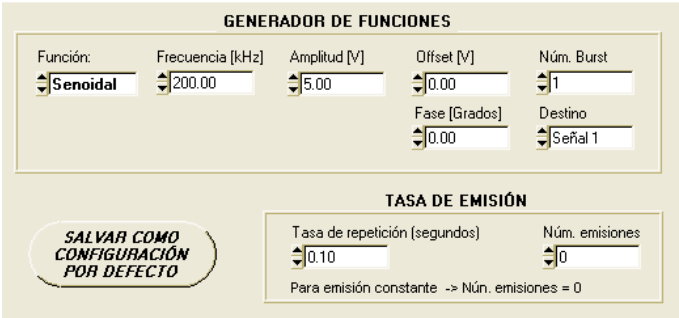



**Figura 99.** Área del generador de funciones del panel principal.

### 7.2.3. Área de configuración de los convertidores

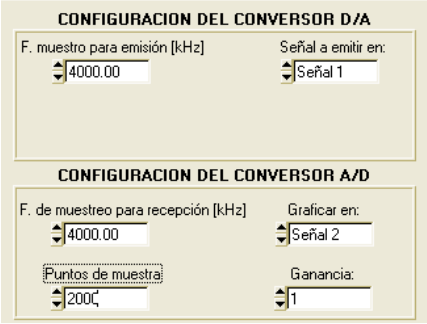



**Figura 100.** Área de configuración de los convertidores del panel principal.

La **Figura 100** muestra el área del panel principal que configura la tasa de muestreo tanto del convertidor analógico digital como del convertidor digital analógico, además puede configurarse el gráfico del cual se tomara la señal a ser emitida y en qué gráfico se mostrará la señal recibida.

Finalmente, puede seleccionarse si se desea aplicar una ganancia a la señal adquirida previamente a ser graficada y el número de puntos a ser adquiridos por el convertidor analógico digital, el máximo número de puntos es 10.000.

### 7.2.4. Barra de herramientas

**Figura 101.** Barra de herramientas del panel principal

La barra de herramientas del panel principal permite activar o desactivar el promediado de la señal adquirida por el convertidor analógico digital e indicar el número de señales adquiridas

que serán promediadas. Además, esta barra permite seleccionar el acoplamiento de la señal. El acoplamiento AC elimina la componente continua de la señal.

Esta barra de herramientas cuenta con un conjunto de botones que realizan funciones varias relacionadas con los gráficos. Para activar una función en alguno de los gráficos es necesario primeramente seleccionarlo, para seleccionarlo se debe hacer clic sobre el gráfico. Las funciones de los botones se describen a continuación:

- Botón de Zoom : Una vez presionado este botón se puede ampliar una parte del gráfico activo. La barra de herramientas dispone de dos botones de zoom, el de la derecha permite seleccionar con el ratón la zona del gráfico que se desea ampliar. El botón de zoom de la izquierda abre una ventana donde se puede seleccionar los valores de inicio y de fin de los ejes X e Y del gráfico, como se puede observar en la Figura 102.

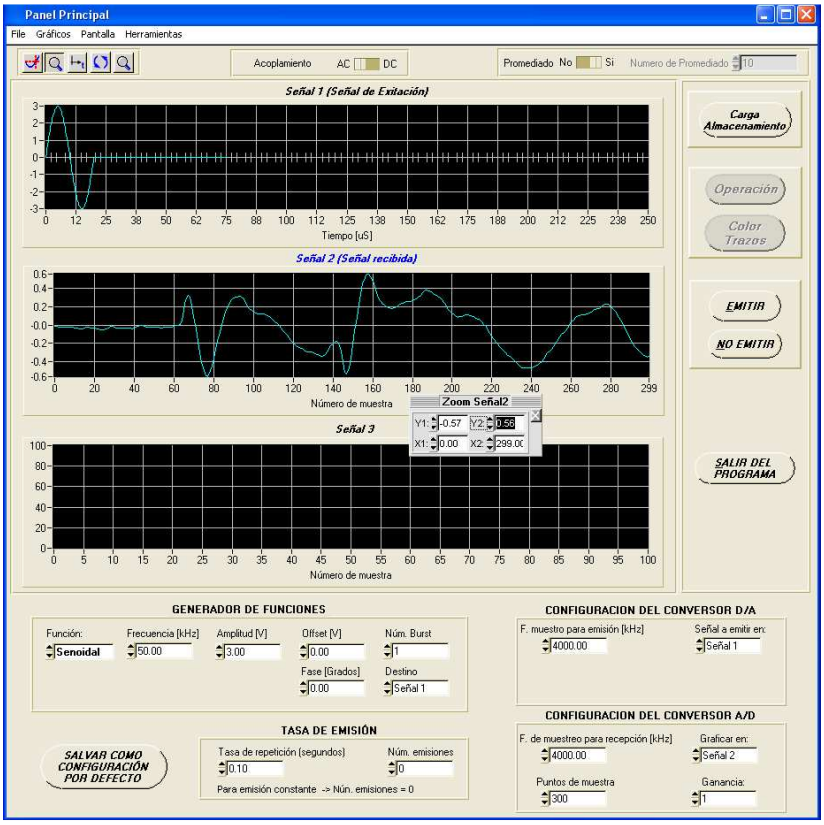



**Figura 102.** Ventana de zoom.

- Botón de Retorno de Zoom : Quita la ampliación de la señal en todos los gráficos volviendo a mostrar la señal en su tamaño original.
- Botón de Cambio de Eje : Realiza el cambio del eje *x* para desplegar unidades de tiempo. Volviendo a apretar este botón se muestra nuevamente el número de muestras.
- Botón de Cursores : Permite al usuario posicionar cursores en cualquier punto de la señal utilizando el ratón. En el punto seleccionado se muestra la tensión y el número de muestra o el tiempo correspondiente. Se pueden activar dos cursores, como puede verse en la Figura 103, estos se activan con los dos botones circulares que se encuentran a la derecha de la ventana de cursores. Cuando tiene color (rojo para el cursor uno y verde para el cursor dos) están activos, cuando están inactivos tienen el color gris del fondo de la ventana.

### 7.2.5. Botones del panel principal

El panel principal dispone de otros cuatro botones que realizan funciones varias. El botón SALIR DEL PROGRAMA cierra el panel principal.

Los botones EMITIR y NO EMITIR inician el proceso de emisión y de captura de los datos en los convertidores.

Por último el botón CARGA/ALMACENAMIENTO abre el panel de carga y almacenamiento de señales que se explica en el siguiente apartado.

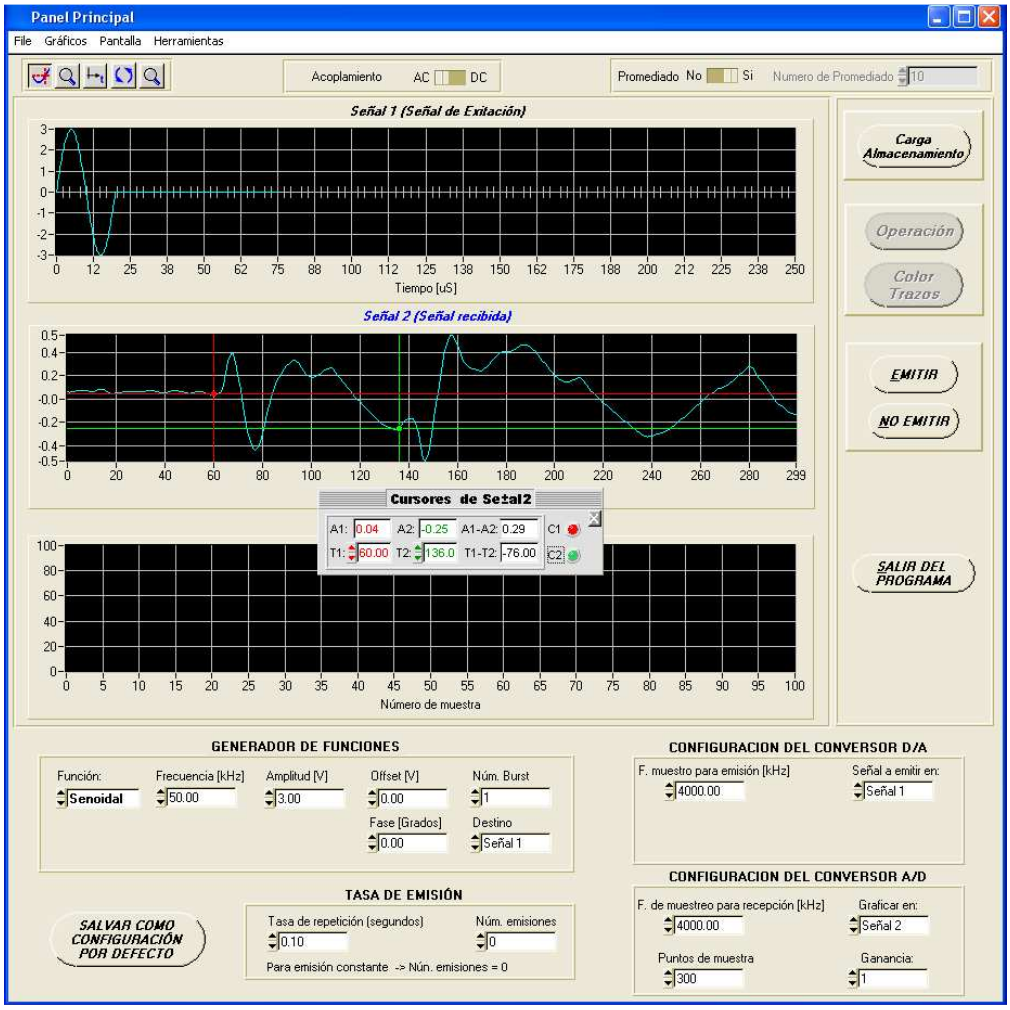



**Figura 103.** Ventana de cursores.

### 7.2.6. Panel de carga y almacenamiento

En la imagen de la Figura 104, puede observarse el panel de carga y almacenamiento. Este permite almacenar archivos desde y hacia el disco duro de la computadora o mover señales entre los tres gráficos del panel principal.

Los campos y botones de este panel son los siguientes:

- Campo Fuente: En este campo se especifica la señal que se almacenara en el campo destino. Puede seleccionarse como fuente una señal que proviene de un archivo, de uno de los vectores de almacenamiento temporal o una señal que proviene de uno de los gráficos del panel principal.

- Campo Destino: Indica donde se almacenara la señal especificada en el campo fuente. Puede almacenarse en un archivo, en un vector temporal o en uno de los gráficos del panel principal.
- Campo X inicio: Especifica el punto de inicio de la señal a guardar, si el valor indicado es 0 la señal se guarda desde el inicio. El contenido de este campo debe ser menor que el del campo X final.
- Campo X final: Especifica el punto final de la señal a guardar y debe ser mayor que el contenido del campo X inicial.
- Campo Frecuencia de muestreo: especifica la frecuencia de muestro de la señal seleccionada en el campo fuente.
- Botón Carga Almacenamiento: Realiza la carga según indicado en los campo del panel.
- Botón Salir: Vuelve al panel principal.

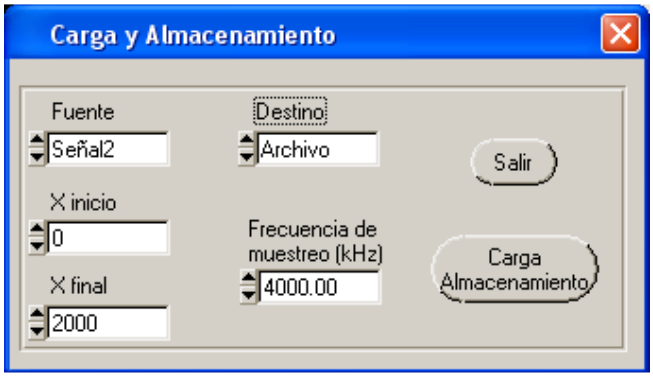



**Figura 104.** Panel de carga y almacenamiento.

Varias operaciones de carga y almacenamiento pueden ser realizadas sin necesidad de cerrar previamente el panel.

## 7.3. Formato de archivos de señales

El formato del archivo en el que se almacenan las señales adquiridas es sencillo, se utiliza un formato de texto y cada uno de los puntos de la señal se almacena separado por un carácter de avance de línea. Los dos primeros valores almacenados son el número de muestra correspondiente al que corresponde el primer valor almacenado y a la frecuencia de muestreo de la señal respectivamente. La Figura 105 muestra un ejemplo del formato.

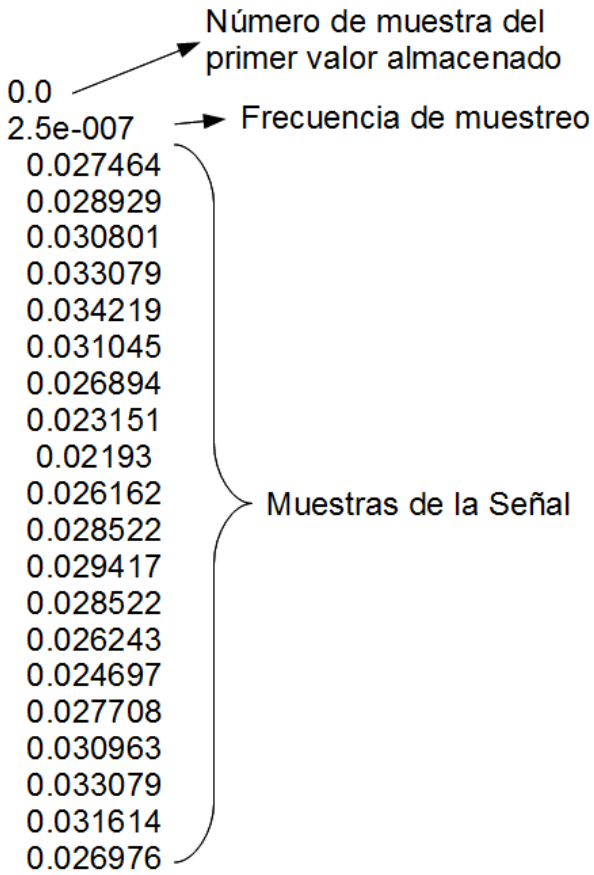



**Figura 105.** Formato del archivo de almacenamiento de señales.

[Conference].
**Abbate A. [et al.]** Signal detection and noise suppression using a wavelet transform signal processor: application to ultrasonic flaw detection [Journal] // IEEE transactions on ultrasonic, ferroelectrics, and frequency control. - [s.l.] : IEEE, enero 1997. - 1 : Vol. 44.
**Achenbach J. D.** Wave propagation in elastic solids [Book]. - Amsterdam, London : North-Holland Publishing Company, 1973.
**Aki Keiiti and Richards Paul G.** Quantitative seismology. Second Edition [Book]. - [s.l.] : University Science Books, 2002.
**APEX Microtechnology Inc.** MSK 130. Ultra high voltage high speed differential op-amp [Online]. - agosto 2002. - mayo 12, 2006. - http://www.mskennedy.com/client_images/catalog19680/pages/files/130rc.pdf.
**APEX Microtechnology** Power Integrated Circuits Data Book [Online]. - enero 1, 2005. - mayo 12, 2006. - http://www.apexmicrotech.com/.
**Arif M., Cowell D. M. J. and Freear S.** Pulse Compression of Harmonic Chirp Signals Using the Fractional Fourier Transform [Journal] // Ultrasound in medicine and biology. - [s.l.] : Elseiver, junio 2010. - 6 : Vol. 36. - pp. 949-956.
**Audoin B. and Roux J.** An innovative application of the Hilbert transform to time delay estimation of overlapped ultrasonic echoes [Journal] // Ultrasonics. - marzo 1996. - 1 : Vol. 34. - pp. 25-33.
**Berriman J. R. [et al.]** The application of time-frequency analysis to the air coupled ultrasonic testing of concrete [Journal] // IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectric, and frequency control. - [s.l.] : IEEE, abril 2006. - 4 : Vol. 53. - pp. 768-776.
**Brown L. F. and Mason J.L.** Disposable PVDF Ultrasonic Transducers for Nondestructive Testing Applications [Journal] // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. - 1996. - 4 : Vol. 43. - pp. 560 – 568.
**Bultheel A. and Martínez H. E.** Computation of the fractional Fourier transform [Journal] // Applied and computational harmonic analysis. - [s.l.] : Elseiver, 2004. - Vol. 16. - pp. 182–202.
**Bultheel A. and Martínez-Sulbaran H.** Calculation of the Fractional Fourier Transform [Online]. - 2004. - mayo 12, 2011. - http://nalag.cs.kuleuven.be/research/software/FRFT/.
**Catherall A. T. and Williams D. P.** High resolution spectrograms using a component optimized short-term fractional Fourier transform [Journal] // Signal Processing. - [s.l.] : Elseiver, mayo 2010. - 5 : Vol. 90.
**Chang Y. F. and Lee C. H.** Pulse compression technique applied to ultrasonic nondestructive testing of concrete [Journal] // Journal of the Chinese Institute of Engineers. - marzo 2004. - 2 : Vol. 27. - pp. 187 - 192 .
**Cheeke J. D. N.** Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves [Book]. - [s.l.] : CRC Press LLC, 2002.
**Chen C. H.** Ultrasonic and advanced methods for nondestructive testing and materials characterization [Book]. - [s.l.] : World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2007.
**Clarkson P.M. and Stark H. (Editores)** Signal Processing Methods for Audio, Images and [Book]. - [s.l.] : Academic Press, 1995.
**Cohen L.** Time-frecuency analysis [Book]. - [s.l.] : Prentice Hall, 1995.
**Cowell D. M. J. and Freear S.** Separation of overlapping linear frequency modulated (LFM) signals using the Fractional Fourier Transform [Journal] // IEEE transactions on ultrasonic, ferroelectric, and frequency control. - [s.l.] : IEEE, octubre 2010. - 10 : Vol. 57.

**Daponte P., Maceri F. and Olivito R. S.** Ultrasonic signal-processing techniques for the measurement of damage growth in structural materials [Journal] // IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. - diciembre 1995. - 6 : Vol. 44. - pp. 1003– 1008.
**Dari R., Khelil M. and Benchaala A.** Time frequency and wavelet transform applied to selected problems in ultrasonics NDE [Journal] // NDT & E International. - [s.l.] : Elseiver, 2002. - 8 : Vol. 35. - pp. 567-572.
**Datta S. K. and Shah A.H.** Elastic waves in composite media and structures with applications to ultrasonic nondestructive evaluation [Book]. - [s.l.] : CRC Press, 2009.
**Davies S.J., Edwards C. and Taylor G.S. y Palmer, S.B.** Laser-generated ultrasound: its properties, mechanismis and multifarious applications [Journal] // Journal of Physics D: Applied Physics. - 1993. - 3 : Vol. 26.
**Day R.** PVDF and Array Transducers [Online] // NDTnet. - Setiembre 1996. - febrero 23, 2011. - http://www.ndt.net/article/rocky/rocky.htm.
**del Río L. M. [et al.]** Characterization and hardening of concrete with ultrasonic testing [Journal] // Ultrasonics. - abril 2004. - 1-9 : Vol. 42. - pp. 527-530.
**Duggal B.** High-voltage amplifier drives piezo tubes [Article] // Electronic Design News Magazine. - diciembre 7, 2004. - p. 100.
**Falco Systems** DC - 5MHz High Voltage Amplifier WMA-300 [Online]. - 2008. - marzo 3, 2011. - http://www.falco-systems.com/Amplifier_wma-300_flyer.pdf.
**Franco S.** Design with operational amplifiers and analog integrated circuits [Book]. - [s.l.] : McGraw-Hill, 1998.
**Gana T.H. [et al.]** The use of broadband acoustic transducers and pulse-compression techniques for air-coupled ultrasonic imaging [Journal] // Ultrasonics. - abril 4, 2001. - 3 : Vol. 39. - pp. 181-194 .
**Graff Karl F.** Wave motion in elastic solid [Book]. - New Yorl : Dover Publications Inc., 1975.
**Hay T. R. and Rose J. L.** Flexible PVDF comb transducers for excitation of axisymmetric guided waves in pipe [Journal] // Sensors and Actuators A: Physical. - 2002. - 1 : Vol. 100. - pp. 18-23.
**Hellier C.** Handbook of Nondestructive Evaluation [Book]. - [s.l.] : McGraw-Hill Professional Publishing, 2003.
**Horowitz P. and Winfield H.** The art of electronics [Book]. - [s.l.] : Cambridge University Press, 1989. - Segunda edición.
**Hsiao C., Lin Y. and Chang C.** Nondestructive evaluation of concrete quality and integrity in composite columns [Journal] // NDT&E International. - 1999. - Vol. 32. - pp. 375–382.
**Illston J. M. and Domone P. L. J.** Construction materials: Their nature and behaviour [Book]. - [s.l.] : Routledge, 2001.
**Illston J. M. y Domone, P.L.J. (Editores)** Construction Materials: Their Nature and Behaviour [Book]. - [s.l.] : Editorial Routledge, 2001.
**Jacob R., Thomas T. and Unnikrishnan A.** Applications of Fractional Fourier Transform in Sonar Signal Processing [Journal] // IETE Journal of Research. - 2009. - 1 : Vol. 55. - pp. 16-27. - Disponible en:http://www.jr.ietejournals.org/article.asp?issn=0377-2063;year=2009;volume=55;issue=1;spage=16;epage=27;aulast=Jacob.
**Jen C. K. and Kobayashi M.** Integrated and flexible piezoelectric ultrasonic transducers [Conference] // IEEE Ultrasonics Symposium. - [s.l.] : IEEE, 2006. - pp. 1119-1127.
**Jen C. K., Sreenivas K. and Sayer M.** Ultrasonic transducers for simultaneous generation of longitudinal and shear waves [Journal] // Journal of the Acoustical Society of America. - [s.l.] : Acoustical Society of America, 1988. - 1 : Vol. 84. - pp. 26-29.
**Jensen J. A. and Svendsen N. B.** Calculation of pressure fields from arbitrarily shaped, apodized and excited ultrasound transducers [Journal] // IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. - 1992. - 2 : Vol. 39. - pp. 262 - 267.

**Jensen J. A.** FIELD: A program for simulating ultrasound systems [Journal] // Medical & biological engineering & computing. - 1996. - 1 : Vol. 34. - pp. 351 - 353.
**Jensen J. A.** Linear description of ultrasound imaging systems [Online]. - junio 29, 2001. - marzo 18, 2011. - http://server.electro.dtu.dk/personal/jaj/field/documents/ref_jaj_1999.pdf.
**Jian X., Weight J. P. and Grattan K. T. V.** Miniature wideband ultrasonic transducers to measure compression and shear waves in solid [Journal] // Sensors and Actuators A Physical. - [s.l.] : Elsevier, 2006. - Vol. 127. - pp. 13-23.
**Jimenez Montoya P., García Meseguer A. and Morán Cabré F.** Hormigón Armado [Book]. - [s.l.] : Gustavo Gili S.A., 1981. - Decimo primera : Vol. I.
**Kawai H.** The piezoelectricity of polyvinylidene fluoride [Journal] // Jap. J. Appl. Phys.. - 1969. - Vol. 8. - pp. 975 - 976.
**Khul W., Schodder, G. R., Schodder, F. K.** Condenser transmitters and microphones with solid dielectric for airborne ultrasonics [Journal] // Acustica. - 1954. - Vol. 4. - pp. 520 - 532.
**Kim S. D. [et al.]** Designed Strength Identification of Concrete by Ultrasonic Signal Processing Based on Artificial Intelligence Techniques [Journal] // IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. - julio 7, 2005. - 7 : Vol. 52.
**Konofagou E. E. [et al.]** Elastography: From theory to clinical applications [Conference] // Summer Bioengineering Conference. - Key Biscayne - Florida - EEUU : [s.n.], 2003.
**Kramer K.** Feasibility study of thermal-elastographic detection of non-voided hard-alpha inclusions in titanium alloys [Book]. - [s.l.] : University of Cincinnati, 2003. - Master Thesis. Disponible en: http://www.ase.uc.edu/~pnagy/Theses and Dissertations/Kevin Kramer's thesis.pdf.
**Krautkrämer J. and Krautkrämer H.** Ultrasonic Testing of Materials [Book]. - [s.l.] : Springer-Verlag, 1990. - Cuarta Edición.
**Ladabaum I. [et al.]** Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers [Journal] // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. - 1998. - 3 : Vol. 45. - pp. 678 – 690.
**Levassort F. [et al.]** Piezoelectric Materials For Ultrasonic Transducers: Review Of Recent Developments [Online] // Sociedad Española de Acustica. Forum Acusticum Sevilla 2002. - 2002. - febrero 21, 2011. - http://www.sea-acustica.es/Sevilla02/ult04010.pdf.
**Li C. [et al.]** Flexible Dome and Bump Shape Piezoelectric Tactile Sensors Using PVDF-TrFE Copolymer [Journal] // Journal of Microelectromechanical Systems. - 2008. - 2 : Vol. 17. - pp. 334 – 341.
**Lin B., Nguyen B. and Olsen E. T.** Orthogonal Wavelet and Signal Processing [Book Section] // Signal processing methods for audio, images and telecommunications / book auth. Clarkson P. M. and Stark H. / ed. Clarkson P. M. and Stark H.. - [s.l.] : Academic Press Limited, 1995. - ISBN 0-12-175790-0.
**Martin J. M., Ceres R. and Freire T.** Ultrasonicranging: Envelope analysis gives improved accuracy [Journal] // Sensor Review. - [s.l.] : B University Press, 1992. - Vol. 12. - pp. 17 - 21.
**Mason W. P.** Physical Acoustic [Book]. - New York : Academic Press, 1964.
**Matsuo T. [et al.]** Highly oriented c-axis 23 tilted ZnO films with high quasi-shear mode electromechanical coupling coefficients [Conference] // IEEE Ultrasonics Symposium. - [s.l.] : IEEE, 2007. - pp. 1229-1232.
**Matz V. [et al.]** Signal-to-noise ratio enhancement based on wavelet filtering in ultrasonic testing [Journal] // Ultrasonics. - [s.l.] : Elsevier, mayo 27, 2009.
**Maxim Semiconductors** Amplifier Provides Signal Conditioning for Piezofilm Sensor [Online]. - junio 26, 2002. - marzo 2011, 7. - http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1127.
**McBride A. C. and Kerr F. H.** On Namias's fractional Fourier transforms [Journal] // IMA Journal of Applied Mathematics. - [s.l.] : Academic Press Inc., 1987. - 2 : Vol. 39. - pp. 159-175.

**Measurement Specialties, Inc.** Piezo Film Sensors Technical Manual [Online]. - marzo 25, 2008. - REV. E. - marzo 4, 2011. - Piezo Film Sensors Technical Manual.
**Misaridis T. and Jensen J. A.** Use of Modulated excitation signals in medical ultrasound. Part I: Basic concepts and expected benefits [Journal] // IEEE transaction on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. - [s.l.] : IEEE, 2005. - 2 : Vol. 52. - pp. 117 - 191.
**Misiti M. [et al.]** Wavelet Toolbox™ 4. User's Guide [Online] / ed. The MathWorks Inc.. - 2010. - enero 2011. - http://www.mathworks.com/help/toolbox/wavelet/.
**Mitra S.K.** Digital Signal Processing. A computer based approach [Book]. - [s.l.] : McGraw-Hill, 1998.
**MS Kennedy Corp.** Ultra high voltage, high speed differencial op-amp [Online]. - agosto 2002. - mayo 12, 2006. - http://www.mskennedy.com/client_images/catalog19680/pages/files/130rc.pdf.
**Namias V.** The fractional order Fourier transform and its application to quantum mechanics [Journal] // IMA Journal of Applied Mathematics. - [s.l.] : Academic Press Inc., 1980. - 3 : Vol. 25. - pp. 241-265.
**National Instruments Inc.** DAQ PCI-6110/6111 User Manual, Multifunction I/O Devices for PCI Bus Computers [Online]. - noviembre 2000. - marzo 14, 2011. - http://www.ni.com/pdf/manuals/321759c.pdf.
**National Semiconductor** LM7171 - Very High Speed, High Output Current, Voltage Feedback Amplifier [Online]. - mayo 2006. - marzo 4, 2011. - http://www.national.com/mpf/LM/LM7171.html#Overview.
**Oppenheim A. V., Shafer R. W. and Buck J.R.** Discrete-Time Signal Processing. [Book]. - [s.l.] : Prentice Hall, 1998. - Segunda Edición.
**Oralkan O. [et al.]** Capacitive micromachined ultrasonic transducers: next-generation arrays for acoustic imaging? [Journal] // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. - 2002. - 11 : Vol. 49. - pp. 1596 - 1610.
**Orescanin M., Wang Y. and Insana M. F.** 3-D FDTD simulation of shear waves for evaluation of complex modulus imaging [Journal] // IEEE transactions on ultrasonic, ferroelectrics, and frequency control. - [s.l.] : IEEE, febrero 2011. - 2 : Vol. 58.
**Osaktas H. [et al.]** Digital computation of the fractional Fourier transform [Journal] // IEEE transaction on signal processing. - [s.l.] : IEEE, 1996. - 9 : Vol. 44. - pp. 2141-2150.
**Padiyar M. J. [et al.]** Crack detection in polycrystalline silicon wafers using air coupled ultrasonic guided waves [Conference] // Proceedings of the India seminar & exhibition on non-destructive evaluation. - 2009.
**Papoulis A.** Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. [Book]. - [s.l.] : McGraw-Hill, 1984.
**Parrilla M., Anaya J. and Fritsch C.** Digital Signal Processing Techniques for High Accuracy Ultrasonic Range Measurement [Journal] // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - [s.l.] : IEEE, Agosto 1991. - 4 : Vol. 40. - pp. 759 – 763.
**Pu S. H. [et al.]** Monitoring the setting and early hardening of concrete using an ultrasonic waveguide [Journal] // The British Institute of Non-Destructive Testing. - 2004. - 6 : Vol. 46. - pp. 350-354.
**Qian S. and Chen D.** Joint Time-Frequency Analysis - Methods and Applications [Book]. - [s.l.] : Prentice Hall, 1996. - ISBN 0-13-254384-2.
**Reinhardt H. W., Grobe C. U. and Herb A. T.** Ultrasonic monitoring of setting and hardening of cement mortar - a new device [Journal] // Materials and structures. - noviembre 2000. - 9 : Vol. 33. - pp. 581 - 583.
**Salazar J. [et al.]** High-Power High-Resolution Pulser for Air-Coupled Ultrasonic NDE Applications [Journal] // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - 2003. - 6 : Vol. 52. - pp. 1792 - 1798.
**Schickert M.** Ultrasonic NDE of Concrete [Conference] // IEEE Ultrasonic Symposium. - Munich, Alemania : [s.n.], 2002.

**Schroeder M. R.** Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation [Journal] // IEEE transactions on Information Theory. - [s.l.] : IEEE, 1970. - Vols. IT-16. - pp. 85-89.
**Shkolnik I. E.** Nonlinear NDE of Concrete Mechanical Properties [Conference] // Innovation in nonlinear Acoustics: 17th International Symposium on Nonlinear Acoustic / ed. Atchley A. A., Sparrow V.W. and Keolian R. M.. - [s.l.] : American Institute of Physics, 2006.
**Shou-peng S. and Pei-wen Q.** Wavelet based noise suppression technique and its application to ultrasonic flaw detection [Journal] // Ultrasonics. - [s.l.] : Elsevier, diciembre 2005. - Vol. 44. - pp. 188-193.
**Shull P. J. (Editor)** Nondestructive Evaluation Theory, Techniques, and Applications [Book]. - [s.l.] : Marcel Dekker, Inc., 2001.
**Skolnik M. I.** Introduction to Radar Systems [Book]. - [s.l.] : McGraw-Hill Book Co., 1980.
**Solís R., Moreno E. I. and Castillo W.** Predicción de la resistencia del concreto con base en la velocidad de pulso ultrasónico y un índice de calidad de los agregados [Journal] // Red Ingeniería Revista Académica. - 2006.
**Stepanishen P. R.** Pulsed transmit/receive response of ultrasonic piezoelectric transducers [Journal] // Journal of the Acoustical Society of America. - 1981. - pp. 1815-1827.
**Stepanishen P. R.** The time-dependent force and radiation impedance on a piston in a rigid infinite planar baffle [Journal] // Journal of the Acoustical Society of America. - 1971. - 3 : Vol. 49. - pp. 841-849.
**Stepanishen P. R.** The time-dependent force and radiation impedance on a piston in a rigid infinite planar baffle [Journal] // Journal of the Acoustical Society of America. - 1971. - 3 : Vol. 49. - pp. 841 - 849.
**Texas Instruments Inc.** OPA228 - High Precision, Low Noise Operational Amplifiers [Online]. - enero 7, 2005. - marzo 2, 2011. - http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/opa228.html.
**Texas Instruments Inc.** OPA445 - High Voltage FET-Input Operational Amplifier [Online]. - abril 10, 2008. - marzo 2, 2011. - http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/opa445.html.
**Texas Instruments** OPA37 Ultra-Low Noise Precision Operational Amplifiers [Online]. - agosto 29, 2005. - marzo 7, 2011. - http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/opa37.html.
**The ULTRAN GROUP** Contact and inmersion transducers [Online]. - 2008. - marzo 4, 2011. - http://www.ultrangroup.com/Transducers/Catalogs/ContactAndImmersion.pdf.
**The ULTRAN GROUP** Non-contact ultrasound (NCU) [Online]. - 2008. - marzo 4, 2011. - http://www.ultrangroup.com/Transducers/Catalogs/NCU.pdf.
**Therrien C. W.** Discrete random signals and statistical signal processing [Book]. - [s.l.] : Prentice Hall, 1992.
**Toda M. and Jerry D.** PVDF corrugated transducer for ultrasonic ranging sensor [Journal] // Sensors and Actuators . - 2007. - pp. 427 – 435.
**Tupholme G. E.** Generation of acoustic pulses by baffled plane [Journal] // Mathematika. - 1969. - Vol. 16. - pp. 209 - 224.
**Übeyli E. and Güler I.** Spectral broadening of ophthalmic arterial Doppler signals using STFT and wavelet transform [Journal] // Computers in Biology and Medicine. - [s.l.] : Elseiver, 2004. - 4 : Vol. 34.
**Van der Ouderaa E., Schoukens J. and Renneboog J.** Peak factor minimization of input and output signals of linear systems [Journal] // IEEE transactions on instrumentation and measurement. - [s.l.] : IEEE, 1988. - 2 : Vol. 37.
**Van Hauwaert A., Thimus J. F. and Delanny F.** Use of ultrasonics to follow crack growth [Journal] // Ultrasonics. - 1998. - Vol. 36. - pp. 209– 217.
**Vargas E. [et al.]** High-voltage, high-frequency amplifier drives piezoelectric PVDF transducer [Article] // Electronic design news. - julio 24, 2008. - p. 57.

**Vargas E. [et al.]** Ultrasonic sensor for liquid-level inspection in bottles [Journal] // Sensors and Actuators A: Physical. - [s.l.] : Elsevier, junio 1997. - 1-3 : Vol. 61. - pp. 256-259.
**Vargas E. A.** Caracterización de reflectores e irregularidades superficiales por ultrasonidos en aire [Book]. - Madrid : Universidad Complutense de Madrid, 1999. - Tesis Doctoral.
**Vun R., Eischeid T. and Bhardwaj M.** Quantitative Non-Contact Ultrasound Testing and Analysis of Materials for Process and Quality Control [Online] // European Conference on Non-destructive Testing - ECNDT 2006. - 2006. - marzo 4, 2011. - http://www.ndt.net/article/ecndt2006/doc/Th.3.7.2.pdf.
**Warnemuende K. and Wu H. C.** Actively modulated acoustic nondestructive evaluation of concrete [Journal] // Cement and Concrete Research. - 2004. - Vol. 34. - pp. 563–570.
**Werner K. and Berg M.** Mobile robott sonar sensing with pseudo-random codes [Conference] // IEEE International Conference on Robotics and Automation. - 1998. - pp. 2807-2812.
**White P. R. and Locke J.** The performance of a fractional fourier transform based detector for frequency modulated signals [Conference] // Sensor Signal Processing for Defence (SSPD). - Londres : [s.n.], 2010. - Disponible en http://mod-udrc.org/Conference2010/Papers/0023.pdf. Accedido el 12 de mayo de 2011..
**Wilcox P. D. [et al.]** Development of a computer model for an ultrasonic polymer film transducer system [Journal] // NDT & E International / ed. Ltd. Elsevier Science. - 1998. - 1 : Vol. 31. - pp. 51 - 64.
**Young S. Cho Feng-Bao Lin.** Nondestructive evaluation of in-place cement mortar compressive strength using spectral analysis of surface waves [Journal] // Construction and Building Materials. - 2005. - Vol. 19. - pp. 738–745.
**Zhang Q., Lewin P.A. and Bloomfield P.E.** PVDF transducers – a performance comparison of single-layer and multilayer structures [Journal] // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. - 2002. - 5 : Vol. 44. - pp. 1148 - 1156.