



T1-1999/40



UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

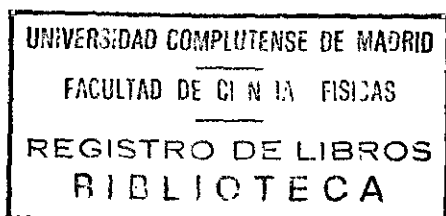
Departamento de Arquitectura de Computadores y Automática

**CARACTERIZACIÓN DE REFLECTORES
E IRREGULARIDADES SUPERFICIALES
POR ULTRASONIDOS EN AIRE**

TESIS DOCTORAL

1999

Enrique Antenor Vargas Cabral



Nº REGISTRO 27668



*Instituto de Automática Industrial (IAI)
Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC)*





UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

Departamento de Arquitectura de Computadores y Automática

**CARACTERIZACIÓN DE REFLECTORES
E IRREGULARIDADES SUPERFICIALES
POR ULTRASONIDOS EN AIRE**

Memoria presentada por
D. Enrique Antenor Vargas Cabral
bajo la dirección del
Dr. D. Ramón Ceres Ruiz
para optar al grado de Doctor en Ciencias Físicas



Instituto de Automática Industrial (IAI)
Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC)



A toda mi familia, de la que siempre me he sentido orgulloso.

Índice General

Agradecimientos	vii
Resumen de la tesis	ix
1 Captación de características superficiales	1
1.1 Introducción. Inspección y reconocimiento	1
1.2 Características superficiales	3
1.2.1 Propiedades geométricas	4
1.2.2 Propiedades ópticas y acústicas	5
1.3 Métodos de captación	8
1.4 Técnicas de captación de características superficiales	11
1.4.1 Sensores táctiles	12
1.4.1.1 Principios y materiales de los transductores	12
1.4.1.2 Configuraciones y direccionamiento	14
1.4.2 Sensores ópticos	18
1.4.2.1 Adquisición de imágenes en forma pasiva	18
1.4.2.2 Sensores ópticos activos	21
1.4.2.3 Métodos ópticos en el análisis de superficies	22
1.4.3 Sensores ultrasónicos	24
1.4.3.1 Ultrasonidos	24
1.4.3.2 Influencia del medio sobre la propagación	26
1.4.3.3 Análisis teórico del coeficiente de atenuación molecular del aire con la temperatura	28
1.4.3.4 Métodos de generación de ultrasonidos	33

1.4.3.5	Directividad del transductor	40
1.4.3.6	Análisis de superficies con ultrasonidos	43
1.5	Conclusiones del capítulo	43
2	Análisis del proceso de emisión/recepción. Validación experimental con diferentes reflectores	45
2.1	Introducción	45
2.2	Modelo del proceso de emisión de ondas	47
2.2.1	Ecuaciones matemáticas fundamentales	49
2.2.2	Campo acústico producido por dos emisores puntuales	50
2.2.3	Respuesta espacial al impulso de un pistón plano. Método de Stepanishen para el cálculo de la RI	52
2.2.4	Validación experimental del campo acústico generado por un pistón circular plano	55
2.2.4.1	Modelo utilizado en la síntesis de las señales de presión .	56
2.2.4.2	Campo generado en los puntos del eje de propagación . .	57
2.2.4.3	Cálculo del campo en puntos situados fuera del eje de propagación del pistón	61
2.3	Análisis del proceso de reflexión y recepción	65
2.3.1	Descripción del proceso de emisión/recepción	67
2.3.2	Obtención de la RI en un proceso de emisión/reflexión sobre un punto	70
2.3.2.1	Modelo utilizado en la síntesis de las señales de presión .	71
2.3.3	Reflexión sobre objetos planos de dimensiones finitas	79
2.3.3.1	Señal de eco debida a la reflexión sobre círculos perpendiculares al eje de simetría del transductor	81
2.3.4	Reflexión de ondas sobre un plano infinito	83
2.4	Extensión del método a la reflexión en objetos de geometría más compleja	88
2.4.1	Composición de las RIs de objetos planos para el cálculo de la RI de objetos planos complejos	89
2.4.2	Obtención de la RI de esferas	90
2.5	Conclusiones del capítulo	92
3	Técnicas de procesamiento de señal para la mejora de la resolución	97
3.1	Introducción	98

3.2	Técnicas de detección de ecos desacoplados	99
3.2.1	Medida del tiempo de tránsito utilizando la técnica pulso-eco . . .	99
3.2.2	Análisis de la envolvente para la determinación precisa del instante de llegada	102
3.3	Problema general de la detección de ecos acoplados	105
3.3.1	Criterios utilizados en la literatura para el estudio de la resolución	106
3.3.2	Criterio de resolución desarrollado para la técnica pulso-eco . . .	110
3.4	Técnicas de procesamiento para la mejora de la resolución	112
3.4.1	El filtro adaptado o de correlación.	112
3.4.1.1	Implementación y evaluación del algoritmo con señales de eco ultrasónicas	114
3.4.2	Métodos de deconvolución	121
3.4.2.1	El método de Van Cittert	125
3.4.2.2	Filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia	126
3.4.2.3	Filtrado óptimo por el método de los mínimos cuadrados	131
3.4.2.4	Deconvolución por expansión espectral del filtro inverso .	132
3.4.3	Evaluación de la deconvolución con señales experimentales	134
3.4.3.1	Deconvolución de la señal de eco	134
3.4.3.2	Robustez de los algoritmos frente al ruido	139
3.4.3.3	Influencia de la temperatura sobre la resolución	142
3.4.3.4	Conclusiones sobre los diferentes métodos	144
3.5	Señales de excitación para la mejora de la resolución axial	146
3.5.1	Señales con un producto BT elevado	147
3.5.2	Síntesis de señales de excitación como técnica de preprocesamiento. Ecualización de transductores	150
3.6	Resultados obtenidos en entornos reales de operación	153
3.6.1	Inspección Dinámica en una línea industrial	153
3.6.1.1	Sensor ultrasónico de inspección dinámica del nivel de líquido	157
3.6.2	Mejora de la resolución espacial utilizando la deconvolución	164
3.6.2.1	Señales de eco utilizando un impulso como excitación. . .	165
3.6.2.2	Señales de eco utilizando un multiseno como excitación. .	168
3.7	Conclusiones y aportaciones del capítulo	170

4	Análisis de rugosidades por ultrasonidos en aire. Sistema de caracterización	175
4.1	Introducción	175
4.2	Modelos matemáticos de superficies rugosas	176
4.2.1	Modelo basado en la distribución de altura	177
4.2.2	Funciones de distribución de ángulos de inclinación	179
4.2.3	Microcaras planas generadas por una cadena de Markov.	180
4.3	Metodologías e instrumentos utilizados para medir rugosidades	181
4.3.1	Método volumétrico	182
4.3.2	Palpadores mecánicos	183
4.3.3	Dispositivos ópticos	184
4.3.4	Métricas utilizadas para cuantificar parámetros de perfiles de rugosidades	186
4.4	Modelos de reflexión de ondas sobre superficies rugosas	188
4.4.1	Consideraciones cualitativas acerca de la reflexión de ondas sobre superficies rugosas	190
4.4.2	Modelo de Rayleigh	193
4.4.3	La solución de Kirchoff para superficies rugosas	194
4.4.3.1	Solución planteada por Beckmann-Spizzichino	194
4.4.3.2	Coherencia e incoherencia del campo reflejado	202
4.4.3.3	Simulaciones efectuadas para establecer las bases del sistema de medida elaborado	205
4.5	Elaboración de un sensor de ultrasonidos para la caracterización de rugosidades superficiales	212
4.5.1	Preparación y caracterización de las superficies de prueba con técnicas de medida clásicas	215
4.5.2	Descripción de los componentes del sistema sensorial	219
4.5.3	Obtención del mapa de campo acústico para las distintas superficies experimentadas	222
4.5.4	Metodología propuesta para la obtención de parámetros de rugosidad	225
4.6	Conclusiones y aportaciones del capítulo	233
A	Señales obtenidas para el estudio del campo acústico de presión	241
B	Datos técnicos de transductores y dispositivos utilizados en las distintas	

experiencias.

255

Agradecimientos

Quiero agradecer al Dr. D. Ramón Ceres Ruiz, director de este trabajo de tesis, por su constante apoyo y valiosa colaboración sin los cuales este trabajo no hubiera podido llegar a su culminación. Quisiera además hacer extensivo mi agradecimiento al grupo de trabajo en el cual me cupo trabajar y destacar que este trabajo no es únicamente fruto de mi esfuerzo personal sino el compendio de ideas y sugerencias que van surgiendo y madurando a lo largo de los años de trabajo conjunto. Son esas ideas las que he intentado plasmar en esta tesis, enriqueciéndolas, Dr. D. Ramón Ceres Ruiz, Dr. D. José M. Abreu, Dr. D. Leopoldo Calderón, Dr. D. Antonio R. Jiménez, D. Eduardo Iriarte, D. Luis Ángel Pérez, Dr. D. José L. Pons y D. Andrés Gómez.

Agradecer al Dr. D. José Antonio Cordero, director del CYTED, quien ha realizado los trámites iniciales para mi venida a España, como también al Dr. D. Salvador Ros, director del Instituto de Automática Industrial, y en su persona a todo el personal técnico y administrativo del instituto que durante estos años me han prestado su valiosa y desinteresada colaboración. En especial a D. Cristobal Castro, D. Román Cordero, D. Antonio Rodríguez, D. Luis Pascual, D. Ángel Rebollo y D. Luis Aparicio; quienes en varias ocasiones han hecho más que cumplir con su obligación. Al Dr. D. José María Girón Sierra, tutor de esta tesis doctoral por la revisión y comentarios sobre el presente trabajo.

A la Agencia Española de Cooperación Internacional (Becas Mutis) por el apoyo financiero. Al grupo del Laboratorio de Electrónica Digital (LED) de la Universidad Católica de Asunción, del cual formo parte, por la oportunidad y el apoyo brindados.

A D. Clodeinir Perés, Dña. Marisol de Vooght y a todos los demás compañeros que de una u otra forma han colaborado en la realización de este trabajo.

Gracias.

Resumen de la tesis

Objetivos de la investigación

El presente trabajo ha sido realizado íntegramente en el Instituto de Automática Industrial del CSIC, estando relacionado con el proyecto europeo ESPRIT 9901, “Cooperative Network for CIME Technologies in Europe, NETCIM” y con el proyecto bilateral entre España y Paraguay, titulado “Obtención de Características de Rugosidad Superficial con Técnicas Láser y Ultrasónicas, RUGOLASUS”, financiado por la Agencia Española de Cooperación Internacional.

El objetivo principal de la tesis, es el estudio y la caracterización de ciertas formas e irregularidades superficiales, utilizando la información contenida en las señales de eco producidas por las superficies en estudio, y que son obtenidas con sensores de ultrasonidos operando en aire. Para ello, se analizan dos aspectos complementarios e inherentes a un sensor de ultrasonidos, que son: el estudio de diferentes métodos de excitación y el de las técnicas de procesamiento de señal para mejorar la calidad de la información contenida en la señal de eco. Las técnicas analizadas se orientan hacia la solución de los siguientes problemas: determinación precisa de ecos en una señal ultrasónica, mejora de la resolución axial del sensor de ultrasonidos y análisis de signaturas y extracción de parámetros para la obtención de características superficiales geométricas de superficies rugosas. Todo esto, permite la búsqueda de soluciones a problemas normalmente encontrados en tareas de automatización industrial, tales como el reconocimiento de objetos y la discriminación o clasificación de superficies. El análisis de tales problemas hace que en el contenido del presente trabajo confluyan varias áreas, abarcando conceptos de la acústica, del procesamiento de señales, del reconocimiento de patrones y de la automática en general.

Además del interés del estudio que presentan los temas mencionados, existen razones que explican la gran atención hacia las técnicas ultrasónicas utilizadas operando en aire. Podemos destacar como más importantes, las de posibilitar la inspección sin contacto, su carácter no invasivo, su simplicidad, lo que de hecho redundará en una mayor robustez, la posibilidad de su utilización en ambientes oscuros y por último el hecho de ser una tecnología de un coste relativamente bajo, lo que muchas veces es el condicionante principal para que un sistema diseñado llegue a la fase de sistema industrial.

Metodología de la investigación

En el primer capítulo de este trabajo, se presenta al principio la terminología utilizada a lo largo del trabajo, describiendo sucintamente algunas definiciones de características superficiales. A continuación, se presenta una visión general de los diferentes tipos de sensores y métodos normalmente utilizados en la obtención de parámetros geométricos superficiales, así como de los principios básicos de funcionamiento, resaltando las ventajas y desventajas de cada uno de estos. Se da una mayor relevancia a los transductores de ultrasonidos, especialmente a los utilizados en aire, por constituir la base de los trabajos realizados. Con relación a este tipo de sensores, y para establecer las bases del trabajo, se analiza el fenómeno de propagación en condiciones denominadas de campo libre, realizando posteriormente un detallado estudio de la influencia de la temperatura sobre el coeficiente de atenuación molecular del medio. Finalmente, en este primer capítulo se realiza un estudio bibliográfico de la tecnología de dos de los tipos de transductores más utilizados en aire, los capacitivos y los piezoeléctricos.

En el segundo capítulo, se aborda el problema del modelado de la señal eléctrica generada por un transductor circular de dimensiones finitas, originada en el proceso de emisión/recepción en régimen transitorio en medios fluidos homogéneos e ideales, debido a la reflexión de ondas acústicas sobre objetos de geometría simple. Todo ello, con el objetivo de conocer y modelar los diferentes mecanismos que intervienen en la formación de la señal de eco, a fin de tratar de extraer el máximo de información del objeto con el que interaccionan las ondas.

Se ha limitado el estudio a la vibración de superficies planas y, tomando como punto de partida la formulación matemática del principio de Huygens, se desarrollan los algoritmos necesarios para sintetizar señales de eco en procesos de reflexión sobre objetos de geometría simple, utilizando el método de la integral de convolución propuesto por Stepanishen, conocido como método de la *respuesta espacial al impulso*, *RI*. En este capítulo, se extiende el método de la *RI*, al utilizarlo para el modelado de dos transductores, uno operando como emisor y otro como receptor, situados en posiciones arbitrarias del espacio, ya que en la literatura consultada no se ha encontrado ningún autor que trate el tema. El método de la *RI* nos permite tratar el fenómeno de la difracción de ondas como el de un filtro lineal, lo que posibilita combinar toda la potencia de la teoría de ondas, con las ventajas de la teoría de los sistemas lineales. Una vez definidas las herramientas matemáticas para este estudio, se efectúa el análisis del campo acústico en emisión/recepción para varias configuraciones de los elementos transductores utilizados, así como de diferentes objetos reflectores, validando el modelo teórico propuesto por los resultados experimentales obtenidos.

En el tercer capítulo, se estudia el problema de la localización precisa de la posición de cada uno de los distintos ecos que se originan por la reflexión de una onda ultrasónica sobre un objeto de geometría compleja, situado en la dirección axial del transductor. En el análisis de las señales se plantean dos situaciones: señales sin acoplamiento entre los diferentes ecos individuales y señales en la que existen acoplamientos, siendo este último caso el más general. Se analizan a fondo las características de un sistema de ultrasonidos operando en modo pulso-eco, con el fin de buscar técnicas que permitan obtener un máximo de rendimiento en cuanto a precisión y resolución se refieren. Utilizando

conceptos de la teoría de la información, se desarrolla una expresión para el cálculo de la resolución axial que puede obtenerse con un sistema ultrasónico, operando en modo pulso-eco, teniendo en cuenta el ancho de banda de la señal emitida y la relación señal/ruido (S/R) de la misma.

Ciertos resultados, obtenidos de la investigación llevada a cabo en este capítulo, han sido aplicados en la realización de la planta de embotellado "ROBOPACK" dentro del proyecto "NETCIM". El diseño de una estación de inspección dinámica de nivel de líquido, ha constituido un logro y una oportunidad única de aplicación de los conocimientos adquiridos en el marco de los trabajos realizados en esta tesis. Como tal, lo consideramos una aportación importante al resolver el problema de la medida del nivel de llenado en continuo, con precisiones y repetitividad del orden de 1 mm, sobre superficies complejas y variantes, como es la superficie del líquido dentro de una botella en movimiento, sobre una cinta transportadora. Donde intervienen factores tales como las reflexiones múltiples en el cuello de la botella, el menisco formado en la superficie del líquido y el efecto de la espuma que complican considerablemente el problema.

Se realiza además, un análisis crítico, teórico y experimental, de diversos métodos de procesamiento de señal desarrollados en principio para sistemas radar y sonar, estudiando su utilización para señales ultrasónicas en aire. Estas técnicas resultan especialmente eficaces en la separación de ecos cuando los mismos se encuentran acoplados en la señal, mejorando su localización temporal, así como la relación S/R . Se estudia como mejorar la resolución de un sistema operando en modo pulso-eco por medio de la señal de excitación, para lo cual se ensayan diversos tipos de señales. Finalmente, se elabora un procedimiento original utilizando métodos complementarios para la mejora de la capacidad de resolución, presentando ventajas adicionales sobre otros métodos.

Una vez analizado el fenómeno de la reflexión de ondas acústicas sobre objetos planos compuestos, pasamos por último en el cuarto capítulo, a estudiar el problema de la reflexión de ondas acústicas sobre superficies planas con irregularidades aleatorias. Para ello, se presentan algunos modelos matemáticos utilizados en la descripción de superficies rugosas, así como modelos de reflexión de ondas sobre las mismas. Se analiza con mayor profundidad la solución planteada por Beckmann y Spizzichino para el modelado de la reflexión de ondas electromagnéticas sobre superficies rugosas y se realiza la extensión para el caso de las ondas acústicas. Igualmente, se describen los pasos efectuados en la obtención del modelo, resaltando claramente las hipótesis de partida.

Una vez obtenidas las expresiones matemáticas del modelo, se realizan una serie de simulaciones, con vistas a establecer las bases para el diseño de un sistema de medida de rugosidades. A continuación, se elabora y se propone una estrategia de medida para la obtención de parámetros de rugosidad superficial utilizando ultrasonidos en aire. Finalmente, se comparan las medidas obtenidas con el sensor de ultrasonidos elaborado con las realizadas con otros métodos de medida más clásicos. Los resultados obtenidos empíricamente con el sensor de ultrasonidos, se corresponden bastante bien con los realizados con otros métodos experimentales, como con los planteamientos teóricos, lo que confirma la validez de la estrategia elaborada, alentando futuras investigaciones en esta dirección.

Para finalizar, en el último apartado se presentan las principales aportaciones de las técnicas ultrasónicas utilizadas para extraer de forma no invasiva ciertas características

superficiales. Así mismo, se proponen líneas de investigación futuras relacionadas a los trabajos de investigación realizados.

Capítulo 1

Captación de características superficiales

Este primer capítulo comienza con unas definiciones previas de características superficiales en relación con los problemas planteados en operaciones de inspección. A continuación se ofrece una visión general de los diferentes tipos de sensores utilizados en la obtención de parámetros superficiales geométricos; tales como la forma, el perfil, las ondulaciones, las irregularidades, la rugosidad e igualmente los no geométricos como la textura y las reflectividades acústica y óptica.

Se presentan definiciones de los parámetros anteriormente citados y se realiza un estudio de los diferentes métodos y dispositivos existentes para la obtención de características superficiales, así como de los principios básicos de funcionamiento. Posteriormente se discuten las ventajas y desventajas de cada uno de los diferentes métodos y se presentan estudios realizados por otros autores.

1.1 Introducción. Inspección y reconocimiento

Los requisitos de calidad exigidos actualmente a los productos de fabricación en masa, y la búsqueda de procesos más eficientes para mejorar la productividad, reducir costes, disminuir tiempos de procesado, mejorar el acabado de los productos, etc., han incrementado la demanda de sistemas que sean capaces de realizar labores de inspección en la propia línea de producción, con un alto rendimiento en lo referente tanto a la velocidad como a la calidad de la inspección, donde, en ocasiones no tan sólo se exige la inspección de las piezas, sino además, la documentación de los resultados de las pruebas efectuadas [Schlenger mann, 1997]. Esto se está imponiendo especialmente con relación a componentes que forman parte de sistemas cuyo correcto funcionamiento, de alguna manera, depende la seguridad del usuario, como es el caso de dispositivos para vehículos, por ejemplo. Sin embargo, otros sectores más tradicionales y de menor contenido tecnológico, tales como los agroalimentarios y los del sector cerámico, por citar

algunos, presentan también exigencias crecientes de calidad y productividad. Procesos como el envasado y el etiquetado de productos están regulados por normas de control de calidad cada vez más exigentes, que intentan garantizar un determinado nivel de calidad de producto al usuario.

Por lo expuesto anteriormente se hace necesario la búsqueda de técnicas de captación y procesamiento de la información adecuadas a entornos y necesidades diferentes, de forma a satisfacer los requerimientos particulares de cada problema. La elección de una o varias técnicas de captación y procesamiento es altamente dependiente del problema, de las características propias del mismo, y de las variables que se desean medir con el fin de llevar a cabo la tarea de inspección.

A veces, el problema de inspección puede ser tan simple como verificar una dimensión determinada, o puede resultar tan complejo que se requiera una descripción detallada de los objetos en cuestión y de la utilización de complejas técnicas de reconocimiento de patrones.

El reconocimiento automático de formas o patrones abarca un campo teórico y práctico muy extenso. De las dos principales técnicas en el reconocimiento automático, la vectorial y la estructural, la primera de ellas quizás sea la más potente y utilizada. El reconocimiento estructural o sintáctico, con ser de gran interés teórico y práctico, adolece de varios inconvenientes, siendo el más relevante la dificultad de extraer las primitivas estructurales; mientras que el reconocimiento geométrico, estadístico o vectorial, se basa en manejar valores cuantitativos que pueden agruparse en vectores de características o variables discriminantes, es de gran elegancia, sencillez y potencia para el reconocimiento automático de objetos genéricos [Maravall, 1993].

El reconocimiento automático vectorial gira en torno a varios conceptos claves: patrón o clase, características o variables discriminantes y funciones discriminantes o de clasificación. La primera etapa en el diseño consiste en el establecimiento de las clases; es decir, en lo que se podría denominar como definición del universo de trabajo del sistema.

Una vez definidas las clases la siguiente operación consiste en la elección del vector de características. Esta etapa es crítica y la bondad del sistema estará completamente determinada por las variables escogidas. El vector de características constituye, sin lugar a dudas, el elemento clave de un sistema de reconocimiento automático de formas. El concepto mismo de vector de características es el que dota al reconocimiento automático de su potencial práctico, al reducir la complejidad de los objetos a una forma abordable matemáticamente, condensada en un vector de datos numéricos. Como ya hemos señalado, la etapa de selección de características es la más crítica y altamente dependiente de la aplicación en particular, y son la experiencia y el conocimiento del sistema sensorial de adquisición los que pueden guiar al diseñador en su elección. Existen técnicas formales de apoyo en esta etapa pero se aplican a posteriori, o sea, una vez elegido un determinado conjunto de características [Ruiz, 1990], [Caicedo, 1995]. Estas técnicas realizan un examen de las propiedades deseables en toda característica: la capacidad discriminante, la fiabilidad, la independencia, el coste computacional, etc.

La representación del objeto se efectúa a través de una transformación, de suerte que el objeto quede representado por un vector, $X = (X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_{Fj})$ cuyas componentes se denominan características o rasgos. En el proceso de reconocimiento

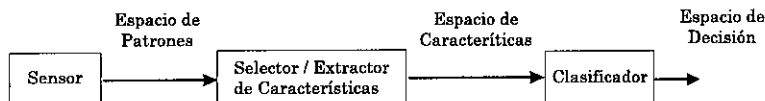


Figura 1-1: Etapas de un sistema de clasificación de patrones.

cada vector de características se compara con un conjunto de vectores preestablecido, formado por los vectores de características de todos los objetos del universo de trabajo.

El diseño de un sistema de reconocimiento de patrones está conformado por diferentes espacios, que constituyen un modelo abstracto y general de clasificación [Kittler, 1986]: adquisición de datos, formación de las clases, selección de características, especificación del algoritmo de clasificación y posterior estimación del error en la clasificación. Un diagrama de bloques de los distintos pasos realizados en un sistema de clasificación de patrones pueden verse en la Fig.1-1, donde se puede observar las tres etapas principales de las que consta el proceso:

- *Espacio de patrones.* Es el resultado de la detección, adquisición y preprocesamiento de la señal proveniente del sensor.
- *Espacio de características.* Definición de las características a partir de la señal de entrada. Esta etapa normalmente comprende la extracción de características relevantes o representativas para el problema, para realizar una reducción de los datos a procesar.
- *Espacio de decisión.* Se asigna el dato de entrada a una determinada clase del conjunto previamente establecido.

Existen diferentes criterios para la selección de características, así como del tipo de clasificador y son varios los autores que tratan el tema, entre ellos podemos citar a: [Duda, 1973], [Kittler, 1986], [Escudero, 1990] y las tesis realizadas en el IAI [Ruiz, 1990] y [Caicedo, 1995].

Como componentes del vector de características de los objetos, pueden utilizarse rasgos de los mismos, tales como: color, peso, forma geométrica, volumen, altura, extensión superficial, rugosidad, temperatura, etc. Otras veces el sensor no nos entrega información directa acerca de estos rasgos, y en esos casos se caracterizan las señales a través de parámetros ya sea en el dominio temporal o frecuencial. Como ejemplo podemos citar los análisis paramétricos de señales sísmicas [Chen, 1986] o de señales de eco ultrasónicas [Ermert, 1986], [Lázaro, 1998].

1.2 Características superficiales

En determinados objetos y situaciones es de gran interés conocer las características superficiales en rangos muy amplios. Se ha puesto de manifiesto, que estos parámetros

resultan útiles en múltiples campos, entre los que podemos citar, la fabricación de piezas mecánicas, donde se controla el proceso de fabricación observando los parámetros superficiales de las piezas como factores importantes relacionados con el ajuste en la inserción y en la fricción dinámica por ejemplo; en el sector de fabricación de cerámicas, en donde se desea mantener las rugosidades y texturas en determinados rangos o detectar defectos en las superficies; en la normalización de medidas de texturas y rugosidades en pavimentos de carreteras, en el sector textil, en el sector maderero y otros muchos.

Existen diferentes propiedades que pueden caracterizar una superficie; nosotros nos limitaremos a describir tres de ellas: las geométricas, las ópticas y las acústicas.

1.2.1 Propiedades geométricas

Considerando que la superficie es el límite de un cuerpo que lo separa y distingue del medio que lo rodea, pasamos a definir algunas características superficiales geométricas.

- *Superficie real.* Superficie que limita el cuerpo y lo separa del medio que lo rodea.
- *Superficie de referencia.* Superficie a partir de la cual se determinan los diferentes parámetros superficiales, tales como la altura de una irregularidad, el perfil o la rugosidad.
- *Perfil.* Intersección de la superficie real con un plano normal. El perfil de una superficie es descrito por dos coordenadas: una a lo largo del plano de la superficie, a la que llamaremos distancia, y otra en la dirección normal al plano de la superficie, la amplitud. Dependiendo de la dirección del perfil sobre la superficie, éste puede ser longitudinal o transversal.
- *Perfil periódico.* Perfil que puede ser representado, de una forma aproximada, por una función periódica.
- *Perfil aleatorio.* Perfil aperiódico que puede ser descrito por una función aleatoria.
- *Rugosidad superficial.* Conjunto de las irregularidades superficiales de paso relativamente pequeño, no ligadas a la forma, correspondiente a las huellas dejadas en la superficie real por el procedimiento de elaboración y otras influencias.

Las rugosidades superficiales que exhiben un patrón repetitivo son denominadas periódicas; sin embargo, las rugosidades aleatorias no exhiben una periodicidad visible. Las rugosidades por otra parte pueden presentar anisotropía o ser isotrópicas y los parámetros de rugosidad pueden ser evaluados sobre un área o sobre el perfil de una sección.

El perfil de una superficie rugosa puede ser considerado como una función aleatoria estacionaria a lo largo de la distancia. Dentro del concepto del perfil de una superficie rugosa habría que considerar los siguientes parámetros:

- *Línea de referencia.* Línea con relación a la cual se determinan los parámetros.
- *Longitud básica, L .* Longitud de la línea de referencia utilizada para separar las irregularidades que forman la rugosidad superficial, (Fig.1-2).

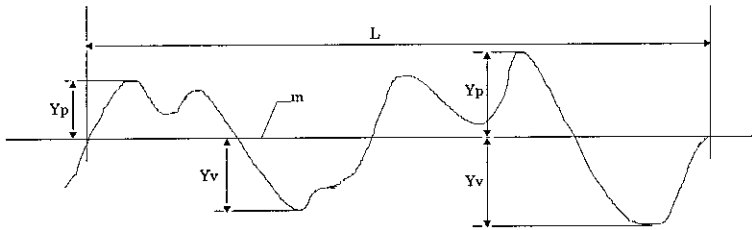


Figura 1-2: Algunos parámetros de rugosidad.

- *Longitud de evaluación, L_n .* Longitud utilizada para determinar los valores de los parámetros de rugosidad superficial. En el gráfico de la Fig.1-2 si se evalúan los parámetros en la longitud L , la longitud de evaluación coincide con la longitud básica.
- *Línea media, m .* Línea de referencia cuya forma es la del perfil geométrico, y que divide el perfil de forma tal que, en el interior de la longitud básica, la suma de los cuadrados de las desviaciones a partir de esta línea es mínima.
- *Línea de la cresta del perfil.* Línea paralela a la línea media que pasa por el punto más alto del perfil en la longitud básica.
- *Altura de una cresta del perfil, Y_p .* Distancia entre la línea media y el punto más alto de una cresta, (Fig.1-2).
- *Profundidad de un valle del perfil, Y_v .* Distancia entre la línea media y el punto más bajo de un valle, (Fig.1-2).
- *Altura de una irregularidad del perfil.* Suma de la altura de una cresta y de la profundidad de un valle adyacente.

Las definiciones presentadas han sido recogidas de la norma española [AENOR, 1986b] equivalente a la ISO 4287-1.

1.2.2 Propiedades ópticas y acústicas

Una de las propiedades superficiales más comúnmente utilizadas en la caracterización de superficies es la función de reflectividad de la misma. Siendo, $f_r(\theta_i, \phi_i; \theta_0, \phi_0; \lambda)$, la relación entre la intensidad de la radiación incidente y la reflejada. Donde:

θ_i, ϕ_i y θ_0, ϕ_0 representan, el ángulo de elevación y de azimut respectivamente, de la fuente y del detector; λ es la longitud de onda de la radiación, considerando radiación monocromática.

Reflectividad óptica. La cantidad de luz reflejada por un elemento de superficie depende de su microestructura, y de la distribución y longitud de onda de la luz incidente [Horn, 1977]. La función de reflectividad es una medida de qué porcentaje de luz incidente es reflejada en una dirección particular. Cuando un haz de luz incide sobre una superficie

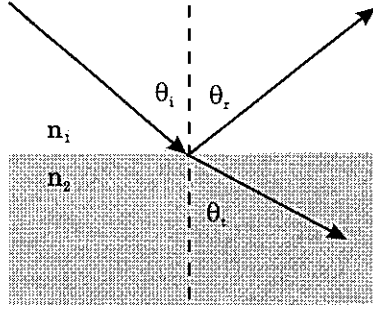


Figura 1-3: Ondas planas incidentes, reflejadas y transmitidas en la frontera entre dos medios.

especular, (Fig.1-3), una porción de la onda es reflejada con un ángulo de reflexión θ_r igual al ángulo de incidencia θ_i . El ángulo de refracción viene determinado por la ley de Snell.

Para superficies especulares, la intensidad de la luz reflejada depende del ángulo de incidencia y de la polarización de la luz. Para situaciones en las que el campo eléctrico, $\vec{E}$, es perpendicular al plano de incidencia, el coeficiente de reflexión es dado por [Feynman, 1964]:

$$R_c = \frac{I_r}{I_i} = \frac{\sin^2(\theta_i - \theta_t)}{\sin^2(\theta_i + \theta_t)} \quad (1.1)$$

Cuando el campo eléctrico, es paralelo al plano de incidencia, el coeficiente de reflexión puede ser expresado por:

$$R_c = \frac{I_r}{I_i} = \frac{\tan^2(\theta_i - \theta_t)}{\tan^2(\theta_i + \theta_t)} \quad (1.2)$$

En el caso de incidencia normal sin polarización:

$$R_c = \frac{I_r}{I_i} = \frac{(n_2 - n_1)^2}{(n_2 + n_1)^2} \quad (1.3)$$

Siendo n_2 y n_1 los índices de refracción del medio 2 y 1 respectivamente.

Las expresiones anteriores son válidas únicamente en el caso en que las transiciones de los índices de refracción ocurran de forma abrupta, dentro de un rango de una longitud de onda o menos. Sin embargo, para el caso de la luz esto exige que las superficies estén altamente pulidas. Por lo general, los cambios de los índices de refracción ocurren en un rango de algunas longitudes de onda, motivo por el cual las reflexiones ocurren por lo general de forma difusa.

Reflectividad acústica. En el caso de las ondas sonoras el parámetro que gobierna la relación de energía transmitida y reflejada es la impedancia acústica, $Z = \rho c$, siendo ρ , la densidad en equilibrio del medio y c , la velocidad de propagación de la onda.

Si una onda plana de presión, incide sobre la superficie que separa dos medios fluidos, una parte de la onda se refleja y otra parte se propaga en el segundo medio. Si se satisfacen en todos los puntos de la frontera las condiciones de continuidad de la presión acústica y de las componentes normales del vector de velocidad, de la teoría de la propagación de las ondas acústicas [Ziomek, 1995], se obtiene:

$$R = \left(\frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \right)^2 \quad T = \frac{4 Z_1 Z_2 \cos \theta_i \cos \theta_t}{(Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t)^2} \quad (1.4)$$

Siendo R y T los coeficientes de reflexión y transmisión, y expresan el porcentaje de intensidad reflejada y transmitida respectivamente, con relación a la intensidad incidente. Considerando superficies rígidas, cuyas fronteras se encuentran libres de otras fuentes de campos acústicos, para el caso de incidencia normal, cuando mayor sea la diferencia de impedancias entre el medio donde se encuentra la fuente y la superficie sobre la que incide la onda, mayor será el porcentaje de energía reflejada hacia la fuente.

Contrariamente a lo que ocurre con la luz, para los ultrasonidos en el aire (20 a 400 kHz), la mayoría de los objetos son de naturaleza especular. Si la reflexión ocurriera de manera difusa, la energía sería reflejada en varias direcciones por las irregularidades iguales o de mayor tamaño que la longitud de onda de la radiación incidente. Si la superficie difusora refleja la onda con igual probabilidad en todas las direcciones se le denomina superficie lambertiana.

Textura. Según Hawkins [Pratt, 1978], la noción de textura depende de tres factores, a saber; (1) algún patrón local que se repite sobre una superficie, la cual es mucho mayor en comparación con el tamaño del patrón; (2) el patrón consiste en una disposición no aleatoria de partes elementales; y (3) las partes son entidades parecidas que tienen aproximadamente las mismas dimensiones en la superficie considerada. Las texturas pueden ser clasificadas como artificiales o naturales.

Las texturas naturales, son como su nombre lo indica, imágenes de escenas naturales conteniendo estructuras semirepetidas, Fig.1-4 (a), (b).

Las texturas artificiales consisten de una disposición de símbolos sobre una superficie. Esos símbolos pueden ser segmentos de línea, puntos, figuras geométricas, etc., Fig.1-4 (c), (d). La textura es normalmente descrita por su granularidad, en el sentido que un área de tejido de algodón tiene una granularidad mayor que una misma área de tejido de seda, sobre las mismas condiciones de visualización. El índice de granularidad está relacionado con el período de repetición espacial del patrón local; un período espacial largo, implica una textura de grano grueso, en tanto que un período pequeño una textura de grano fino.

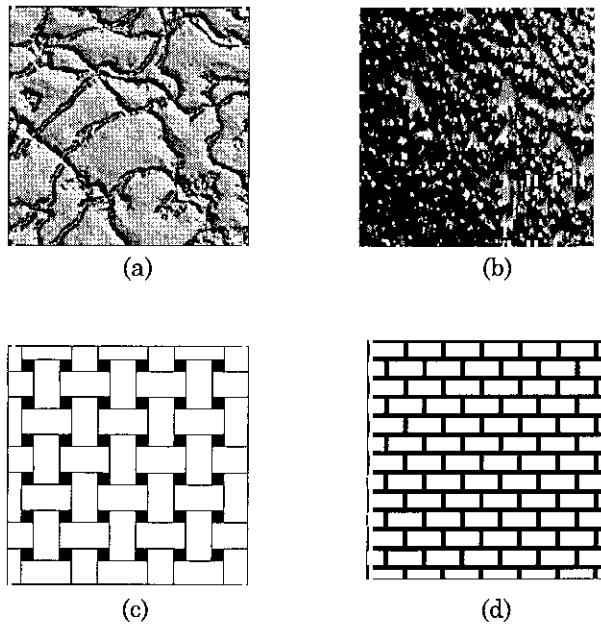


Figura 1-4: Ejemplos de texturas a) Piel de vaca, b) Papel de lija, c) y d) Artificiales.

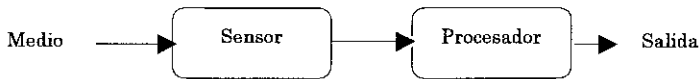


Figura 1-5: Sistema de procesamiento de la información.

1.3 Métodos de captación

Un sistema de captación de la información puede ser considerado como constituido por dos unidades básicas, el elemento sensor y el procesador, Fig.1-5. A lo largo de este trabajo denominaremos sistema sensorial al conjunto formado por dichos elementos.

Existen numerosas técnicas y variantes de captación, según el ámbito (global o puntual), según la utilización de una variable intermedia o no (directos o indirectos), según la proximidad (locales o remotos), según el principio de medida utilizado (fotoeléctricos, piezoeléctricos, termoelectrónicos, capacitivos, etc.), pudiendo considerar otros muchos criterios de clasificación.

En el contexto del presente trabajo, entendemos como métodos de captación los diferentes procedimientos realizados para adquirir información de un determinado medio. Para lograr una mejor organización del trabajo, intentaremos enmarcar los sistemas sensoriales en cuatro grandes grupos; siendo los criterios de clasificación, la estrategia de captación y la interacción del sistema sensorial con el medio observado.

En la literatura especializada normalmente se habla de sistemas sensoriales activos y pasivos [Lynnworth, 1989, Bau, 1994], considerando como activos aquellos que necesitan introducir algún tipo de energía al medio y no se limitan simplemente a observarlo; en contraposición, son considerados como pasivos aquellos que no excitan al medio y se limitan a captar energía proveniente del objeto a medir, energía que podría ser generada por el propio objeto o provenir de alguna otra fuente del medio; nosotros hemos adoptado esta clasificación y la hemos extendido considerando además la estrategia de captación.

Queremos resaltar que esta clasificación podría crear cierta confusión, debido a que para los sensores, normalmente son denominados como activos o autogeneradores, aquellos que generan su propia energía extrayéndola del medio, como los termopares o las celdas de selenio; y pasivos aquellos que requieren de una fuente de alimentación externa para efectuar la medida; como es el caso de las resistencias de platino o las galgas extensiométricas, [Ceres, 1986], [Bau, 1994]; hay que destacar, sin embargo, que nosotros nos estamos refiriendo al sistema sensorial y no al dispositivo sensor.

Captación pasiva. En la captación pasiva como ya lo hemos señalado, no se introduce ninguna forma de energía al medio y es éste quien genera o refleja la energía que es captada por el sistema sensorial. Este método, aún siendo el más simple, presenta, sin embargo, dificultades en la práctica, debido a que en la mayoría de las situaciones la información que el medio es capaz de brindarnos es insuficiente o a veces inexistente. Se puede hablar de captación pasiva en el caso de los sensores de emisión acústica en donde se detecta el sonido producido en la rotura de un material, o en la utilización de micrófonos para la detección de goteos o del flujo de líquidos en tubos. En estos casos, las intensidades, las frecuencias o los retardos a los diferentes puntos de recepción pueden ser utilizados para predecir el defecto en la estructura, pudiendo ser localizados los puntos de fallo a través de técnicas de triangulación [Bau, 1994].

Captación activa. Por lo general un sistema de captación activa incorpora algún tipo de transmisor al sistema sensorial para explorar el medio o el objeto de medida. Esta señal generada, es modificada por el medio y captada de vuelta por el sistema sensor. Para que el sensor pueda obtener información, el medio debe modular de alguna forma la señal emitida. Las señales transmitidas por lo general son caracterizadas en función de su contenido espectral, intensidad, frecuencia central, duración, etc. La señal de emisión podría estar modulada en amplitud (AM), en frecuencia (FM), o en fase (PM).

Captación estática. Se considera como captación estática, aquella en la que no se modifican los parámetros del sistema sensorial durante la captación de la información, en otras palabras existe una secuencia fija de captación independientemente de la variación del medio o de las características del objeto.

Un diagrama del proceso de captación estática puede observarse en la Fig.1-6 (a); la información es recogida y procesada, obteniéndose los resultados por un último proceso de abstracción. Como puede observarse en el diagrama, ningún paso ejecutado previamente es repetido. Como ejemplo de un sistema sensorial con captación estática podemos citar a algunos medidores de distancia que no realizan ninguna compensación (potencia de la

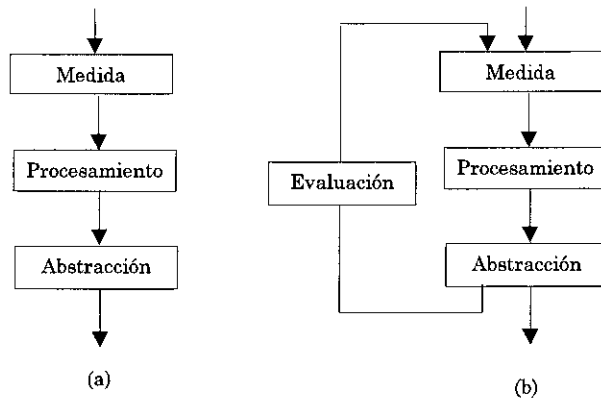


Figura 1-6: Diagramas de flujo de captación (a) Estática (b) Adaptativa.

energía emitida, cambio del nivel de umbral, etc.) frente a variaciones de amplitud de la señal captada, debido a variaciones del medio.

Captación adaptativa. A diferencia de la captación estática, decimos que un sistema sensorial posee captación adaptativa cuando los parámetros del sistema son modificados para captar información más detallada y precisa del objeto [Ceres, 1986]. Se puede realizar una captación adaptativa siempre que se tenga determinadas hipótesis acerca de como deben ser los datos que están siendo captados a partir del medio. Dichas hipótesis son verificadas recogiendo más información del medio. Los criterios de evaluación pueden ser variados (amplitud, frecuencias, cero, etc.) y en consecuencia los parámetros a ajustar automáticamente en el proceso de realimentación serán del tipo de umbrales, ganancias, frecuencias de filtrado, etc.

Este concepto es bastante general dependiendo del sistema con el cual se está captando la información. En el caso de una captación a través de sistemas sensoriales táctiles puede consistir por ejemplo en palpar el objeto desde distintas posiciones hasta conseguir la información relevante de forma a realizar la clasificación o caracterización del mismo, en el caso de sensores como una cámara o un sensor de ultrasonidos, se podrían cambiar la iluminación o la frecuencia de emisión para resaltar determinadas características del objeto. Un diagrama esquemático de este tipo de captación puede verse en la Fig.1-6 (b).

Hay que resaltar que sistemas sensoriales tanto activos como pasivos, pueden ser estáticos o adaptativos en el contexto de esta clasificación.

1.4 Técnicas de captación de características superficiales

Un sensor utiliza un determinado efecto de conversión de magnitudes, normalmente de tipo físico, de forma que el dominio de la señal a medir sea modificado al del elemento procesador, todo ello, sin requerimientos energéticos considerables; sin alterar el medio de medida.

Son varios los dominios de señal que pueden ser utilizados para el procesamiento de la información. A modo de ejemplo citamos algunos posibles dominios:

Flúidicos. Utilizando componentes hidráulicos; la velocidad de operación es limitada por la velocidad del sonido en dicho fluido, cerca de 10^3 m/s.

Eléctricos. Utilizando dispositivos electrónicos; la velocidad de operación está limitada por la movilidad de los portadores de carga en el material semiconductor, alrededor de 10^5 m/s.

Ópticos. A través de la utilización de componentes ópticos; estando la velocidad limitada por la de la luz en el componente, 10^8 m/s aproximadamente.

Sin embargo, en la actualidad la tecnología más difundida y eficiente para el procesamiento de la información es la del dominio eléctrico, por lo cual la amplia mayoría de los sensores convierten las magnitudes primarias de medida en señales eléctricas para su procesamiento.

La información adquirida por el elemento sensor corresponde a los siguientes tipos de magnitudes:

Mecánicas. Cubre principalmente los parámetros externos de los objetos tales como, posición, tamaño, espesor, fuerza y elasticidad.

Térmicas. Medida de temperatura, gradientes de temperatura, calor, y entropía.

De radiación. Ondas electromagnéticas de todas las frecuencias, cubriendo desde las ondas de radio a las del tipo gamma. Los principales parámetros que pueden ser medidos son: intensidad, frecuencia, polarización, y fase.

Eléctricas. Concernientes a parámetros eléctricos como, tensión, corriente, resistencia, capacidad, etc.

Magnéticas. Intensidad de campo, densidad de flujo, y permeabilidad.

Químicas. Tratan por lo general con la estructura interna de la materia. Sus principales parámetros son, concentraciones de determinados materiales, estructuras de los cristales, etc.

Existen por lo tanto una cantidad prácticamente innumerable de variables, con relación a las superficies, que pueden ser medidas y de dispositivos sensores que de una u otra forma pueden ser utilizados para medir dichas variables. De ese conjunto de posibilidades se ha realizado un breve resumen de los sensores que de acuerdo a nuestro criterio y de la literatura consultada son normalmente utilizados en la obtención de características superficiales geométricas, ópticas y mecánicas.

1.4.1 Sensores táctiles

Una de las formas que utilizan los seres vivos para captar información es a través del sentido del tacto. Se trata de adquirir información sobre propiedades características de los cuerpos a través de la interacción sobre su superficie externa. De esta manera se obtienen datos sobre su geometría, naturaleza del material (rigidez, dureza, elasticidad, deformación, etc.) y otros específicamente superficiales como el contorno o la rugosidad.

La automática intenta emular así una vez más al hombre por medio de sensores elaborados a partir de las más diversas tecnologías. Podemos decir que la obtención de información a través de sensores táctiles está basada en el contacto físico entre el sensor y un objeto externo.

1.4.1.1 Principios y materiales de los transductores

Uno de los objetivos básicos de un sensor táctil es el de medir fuerzas de contacto ya sean estáticas o dinámicas y normales o transversales. Se trata de conformar capas superficiales sensibles a las fuerzas externas que se generan al ser puestas en contacto interactuando, de forma estática o dinámica, con la superficie del objeto a detectar. Surgen así, las llamadas pieles artificiales, que pueden ser del tipo distribuido, como las pieles en sí mismas, o de tipo discreto, utilizando elementos puntuales de captación. En ambos casos se deberán configurar matrices de líneas de exploración en secuencia. Para realizar esto existe un amplio abanico de posibilidades, sin embargo, por lo general se recurren a las fibras ópticas, a los elastómeros conductores, a las galgas extensiométricas de silicio, aunque en los últimos años existe una fuerte preferencia por los polímeros sintéticos.

Fibras ópticas. En este tipo de pieles artificiales los detectores puntuales son sensores de fibras ópticas, en los que un haz luminoso es reflejado por una membrana situada en el extremo activo del sensor y un fotodetector mide la cantidad de luz reflejada. Cuando este extremo se pone en contacto con el objeto a detectar, la membrana se desplaza y la proporción de luz que llega al detector se modifica; la intensidad de la luz reflejada representa una medida de la presión ejercida sobre la membrana. En el Instituto Tecnológico de Massachusetts, se han construido sensores de este tipo que contienen 330 puntos sensibles por cm^2 [Russell, 1990]. Cuando se trabaja con sensores multipunto, frecuentemente se utiliza un sensor CCD para la medida de las señales procedentes de las distintas fibras.

Otra técnica de construcción de sensores táctiles utilizando fibras ópticas es la de medir la variación de la cantidad de luz acoplada entre dos fibras adyacentes debida a la presión ejercida por el objeto a medir. Sensores de este tipo son totalmente inmunes a las interferencias electromagnéticas; sin embargo, su construcción es compleja y costosa si el número de elementos es elevado [Laubert, 1988].

Elastómeros. Estos materiales son aislantes naturales o gomas siliconadas que los hacen conductores añadiéndoles partículas de material conductor o semiconductor (e.g

Ag o C). Los elastómeros constituyen uno de los materiales más adecuados para la elaboración de sensores táctiles debido a la posibilidad de ser fabricados en láminas delgadas, por su flexibilidad y por el hecho de poder medir presiones estáticas o dinámicas, así como por la relativa facilidad para la construcción de matrices [Hillis, 1981]. Estos materiales se encuentran disponibles comercialmente, y se utilizan como pantalla electromagnética como también en la construcción de conductores flexibles en montajes electrónicos.

La mayoría de los sensores diseñados con elastómeros se basan en la variación del área de contacto y por ende de la resistencia cuando sometidos a una fuerza externa. Sin embargo, la variación de la resistencia de contacto con la fuerza aplicada es altamente no lineal. Estos dispositivos presentan otras desventajas tales como: alto nivel de ruido electrónico, derivas, histéresis, constantes de tiempo considerable, memoria y envejecimiento del material. Entre sus ventajas figuran la de poseer una buena sensibilidad y un ancho de banda que va desde cero hasta las decenas o centenas de hertzios en algunos casos.

Semiconductores. Para medir una fuerza o una presión, también pueden ser utilizados sensores puntuales basados en galgas de silicio. Una de las principales ventajas de este tipo de sensores es que la miniaturización no presenta dificultades y que el mismo material semiconductor, utilizado en la fabricación de la galga puede formar parte del elemento deformable. Este tipo de dispositivo por lo general posee una alta sensibilidad, siendo las derivas e histéresis relativamente altas, aunque fácilmente compensables. El direccionamiento, la linealización y los circuitos de compensación pueden ser fabricados dentro de un mismo circuito integrado monolítico. Las dificultades se presentan cuando se pretende disponer de una gran cantidad de sensores en la misma pastilla, debido a la fragilidad de las estructuras de silicio. En este sentido Yao ha diseñado sensores basados en esta tecnología [Yao, 1987], la empresa IC Sensors Milpitas en California fabrica dispositivos de este tipo.

Polímeros sintéticos. Aunque el efecto piezoeléctrico fue descubierto por los esposos Curie en 1.880; la utilización práctica de estos materiales se ha hecho posible gracias al descubrimiento de Paul Langevin en 1.916, de las características piezoeléctricas de los cristales de cuarzo. Pese a que el comportamiento piezoeléctrico de los polímeros haya sido conocido desde 1.924, estos materiales no habían recibido mucha atención hasta los trabajos realizados por Fukada entre los años 50 y 60 [Fukada, 1964]; recientemente estos materiales han sido objeto de interés para la fabricación de diferentes tipos de sensores, y los sensores táctiles no constituyen una excepción. Fukada y sus colaboradores han descubierto que muchos polímeros inducen cargas de superficie cuando se los somete a un esfuerzo. Otro descubrimiento fue registrado por Kawai quien observó el fuerte efecto piezoeléctrico en el fluoruro de polivinilideno (PVDF o PVF2) en 1.969 [Kawai, 1969].

Los polímeros son producidos por una variedad de técnicas; en el caso del PVDF, el material es polarizado por medio de técnicas controladas de estiramiento para orientar las moléculas en el plano deseado, aplicándose entonces un proceso de templado para mejorar las propiedades piezoeléctricas del material; la etapa final del proceso de polarización consiste en aplicar un elevado campo eléctrico (600 KV/cm) bajo condiciones controladas de temperatura, proceso conocido como "poling", [Dario, 1982]. Después

de la polarización el PVDF exhibe un efecto piezoeléctrico superior a la mayoría de los polímeros conocidos [Kawai, 1969]. El descubrimiento del efecto piezoeléctrico y posteriormente del efecto piroeléctrico del PVDF ha motivado extensos estudios con relación al tema.

Las películas de PVDF son finas y flexibles, lo que les confiere la posibilidad de poder adaptarse fácilmente a superficies alabeadas. Su respuesta frente a cargas externas es bastante lineal y presenta un ancho de banda considerable. Desafortunadamente, la respuesta no llega al nivel de continua por lo cual las cargas estáticas no pueden ser medidas directamente. El PVDF es sensible al calor, y temperaturas por encima de los 100°C lo degradan en sus propiedades piezoeléctricas, sin embargo, a bajas temperaturas genera tensiones con el cambio de temperatura (pireoelectricidad). 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.

Más adelante volveremos a hablar acerca de estos polímeros, en relación con los materiales utilizados en la construcción de sensores de ultrasonidos.

Existen muchos otros materiales y principios que son utilizados para la elaboración de sensores táctiles, y que no se exponen en esta memoria por su amplitud, existiendo tratados monográficos [Russell, 1990], [Bau, 1994], [Fraigi, 1994], además de la bibliografía que presentamos.

1.4.1.2 Configuraciones y direccionamiento

Aunque algunos de los materiales anteriormente citados permiten la construcción de sensores táctiles continuos, como es el caso de los polímeros o de algunas soluciones electroquímicas como las descritas por De Rossi [DeRossi, 1989], la mayoría de ellos se construyen utilizando una configuración matricial. Esta configuración es adoptada normalmente debido a la necesidad de conocer no únicamente la magnitud de la fuerza que está siendo aplicada sobre el sensor sino, además, su posición relativa; esto presenta el problema de cómo leer los datos desde cada sensor individual.

La construcción de sistemas de direccionamiento fiables, robustos, y compactos para una piel sintética constituye un problema tecnológico; colocar un gran número de cables a través de las articulaciones de un robot presenta dificultades, además hay que tener en consideración problemas como, la longitud de los cables, el ruido eléctrico, los apantallamientos, etc. Normalmente se adopta alguna forma de multiplexado para leer las celdas individuales; la referencia [Russell, 1990] describe algunas soluciones adoptadas; [Pallas, 1993] constituye un excelente tratado sobre acondicionamiento y tratamiento de la señal proveniente de sensores.

Son diversas las tecnologías utilizadas para la fabricación de las matrices, algunas de las cuales dan información binaria, presencia o no del objeto (2D), en cuanto que otras permiten medir la fuerza aplicada de forma continua sobre cada elemento sensible del dispositivo (3D). A modo de ejemplo pasamos a describir algunos de las que han sido construidos:

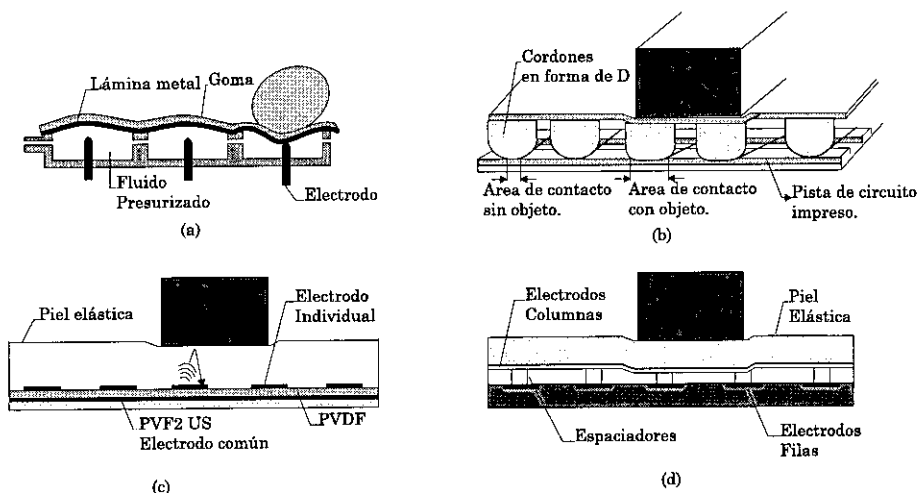


Figura 1-7: Esquema de transductores táctiles. (a) Neumáticos, (b) Piezoresistivos, (c) Poliméricos, (d) Electrostáticos.

Neumáticos. Un corte transversal de este tipo de transductores puede verse en la Fig.1-7 (a) y se basan en la deformación de una fina lámina metálica en forma de cúpula, la cual entra en contacto con un electrodo ante la aplicación de una carga externa. Entre la lámina metálica y el electrodo existe normalmente una capa de fluido presurizado. La sensibilidad del sistema sensor puede ajustarse variando el nivel de presurizado del fluido. Este tipo de transductor presenta algunas dificultades:

- La mejora de la resolución espacial se hace difícil debido a la limitación tecnológica de separación entre los electrodos.
- Al ser un sistema mecánico con contacto, la lámina de metal posee histéresis y presenta problemas de desgaste y envejecimiento con el uso.
- La información de salida, al ser binaria, es relativamente pobre.

Piezoresistivos. La piezoresistividad es una propiedad de los materiales por la cual la resistividad se ve afectada por el grado de tensión al que se encuentra sometido el material; este efecto es particularmente importante en algunos semiconductores. Los monocristales de silicio presentan una alta piezoresistividad, así como unas excelentes propiedades mecanoelásticas, lo que los hacen bastante adecuados para la conversión de deformaciones mecánicas en señales eléctricas [Bau, 1994]. Un ejemplo de este tipo de transductores fue realizado por Purbrick en 1.981, Fig. 1-7 (b), en donde se utilizan cordones de elastómeros con sección en forma de D y que van montados sobre una matriz de conductores de circuito impreso transversales a los cordones; ante un incremento de la fuerza normal, el área de contacto conductor-elastómero se ve incrementada, disminuyendo la resistencia entre filas y columnas. Las desventajas y ventajas de este

tipo de dispositivos ya las hemos citado al hablar de los elastómeros como materiales de fabricación.

Piezoeléctricos. Dario y colaboradores han desarrollado un sensor imitando las características de la piel utilizando láminas de PVDF. El sensor consiste de dos capas de sensores de fuerza poseyendo además la capacidad adicional de medir la temperatura, utilizando para el efecto las características piroeléctricas del PVDF [Dario, 1987]. Un diagrama estructural de dicho sensor puede verse en la Fig. 1-7 (c), en la que puede observarse una capa sensible más profunda (dermis), una segunda capa de goma que da al sistema determinada adaptabilidad y una última capa más delgada haciendo las veces de la epidermis. La región que hace las veces de la dermis consiste de una matriz de 5 X 7 elementos espaciados 5 mm y terminados por una película de PVDF, la cual hace de electrodo común. Esta capa es principalmente sensible a las fuerzas normales. La capa que realiza la función de la epidermis está compuesta 7 elementos organizados de forma hexagonal (seis en los vértices y uno en el centro) espaciados 5 mm; esos elementos son altamente sensibles a cambios de fuerza y de temperatura.

Electrostáticos. Despreciando la dispersión de los bordes, la capacidad de un condensador de placas paralelas puede ser expresada por:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{e} \quad (1.5)$$

Donde:

A = área de la placa (m^2)

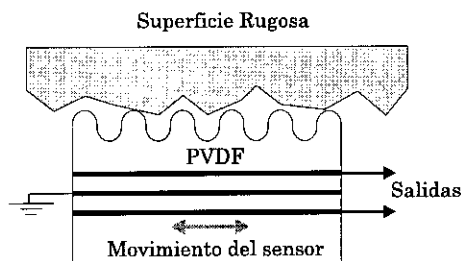
C = capacidad (F),

ϵ_0 , ϵ_r son la permeabilidad del vacío y del dieléctrico respectivamente (F/m),

e = separación entre las placas.

Fuerzas transversales pueden alterar el área de acoplo (A) y fuerzas normales la separación entre las placas del condensador (e). Sin embargo, se requiere un diseño muy cuidadoso para prevenir que el transductor reaccione ante fuerzas normales y transversales al mismo tiempo, con lo cual la separación de los efectos se haría bastante difícil. Siegel y colaboradores [Siegel, 1985] han descrito un sensor táctil capacitivo, en el cual se utiliza una goma siliconada en forma de panal de abejas como dieléctrico. Gracias a esta estructura, el sistema se comprime cuando se le aplica una fuerza externa. Una piel elástica protege al sistema sirviéndole además como apantallamiento frente a campos externos, Fig.1-7 (d). El electrodo superior es de mylar y el inferior es grabado sobre un circuito impreso. Para medir las capacitancias en los puntos de cruce, se utiliza un sistema de multiplexado, de esta forma se determina la deflexión que sufre cada celda.

La mayoría de los sensores táctiles diseñados siguiendo configuraciones matriciales están pensados para la obtención de características geométricas de los objetos basados en medidas estáticas o cuasiestáticas tales como la forma, textura y relieve; desde este punto de vista se puede considerar la obtención de información por medio de sensores táctiles



· Figura 1-8: Sección transversal de un sensor utilizado para clasificar rugosidades.

como una forma primitiva de visión con contacto. La impresión o "imagen" obtenida por el sistema sensorial puede ser del tipo 2D o 3D. Sin embargo esto no es suficiente si se quiere emular el sentido del tacto; puesto que el tacto no se limita a medir la fuerza aplicada perpendicularmente a la superficie del sensor y a su distribución espacial. Existen otras características que deben tenerse en cuenta para captar mayor cantidad de información de los objetos; por ejemplo la dureza, la temperatura, la rugosidad, etc.

La noción de movimiento es esencial para la percepción completa [Eberman, 1993], por este motivo han sido desarrollado sensores de contacto con principios próximos a los indicados anteriormente, sensibles a vibraciones y deslizamientos, que miden propiedades mecánicas de los objetos; tales como la dureza, el coeficiente de fricción, la elasticidad, la rugosidad superficial, etc. Características estas que no pueden ser obtenidas por otros sistemas sensoriales como los ópticos, por ejemplo. En estos sistemas, la captación es realizada de forma activa, a través de una exploración dinámica del objeto bajo inspección [Neville, 1985].

Un esquema de un sensor de este tipo puede observarse en la Fig. 1-8; las protuberancias transmiten las vibraciones a las láminas de PVDF cuando el sensor explora una determinada superficie. La lámina de PVDF posee máxima sensibilidad en una determinada dirección; de forma a equalizar la respuesta del sensor, los diseñadores de este sensor, Patterson y Neville, han optado por la utilización de dos láminas de PVDF transversales [Neville, 1985].

El procedimiento descrito por los autores para realizar la exploración de los objetos consiste en colocar los objetos sobre una superficie giratoria (un giradiscos a 33 rpm). Se analiza la respuesta espectral de la señal de salida para clasificar diferentes objetos y superficies.

A continuación hacemos un resumen de los resultados logrados por los distintos autores, utilizando técnicas con contacto, en la obtención de características superficiales.

Dario y colaboradores utilizan una matriz binaria, con un área de 128x128 mm², construida con láminas de PVDF para reconocer la orientación de piezas sobre una cinta transportadora; el sistema sensorial requiere de un sistema de prensado de la pieza para impresionar la matriz [Dario, 1982].

Laubert, con un sensor táctil piezoresistivo de 256 taxels (16x16), montado en una pinza, consigue clasificar un grupo de siete objetos (prismas cilíndricos, rectangulares, ranurados, etc.) con una tasa de aciertos del 65% [Laubert, 1988].

Con una matriz de 16 X 16 construido a partir de elastómeros, resolución espacial de 1 mm y utilizando redes neuronales para la clasificación de las imágenes, se han conseguido tasas de aciertos del 93 % sobre un conjunto de objetos bastante parecido al anterior [Jiménez, 1997].

Con el sensor esquematizado en la Fig.1-8, Nevill ha realizado ensayos para clasificar esferas de 4, 4.8 y 7.9 mm de diámetro con un porcentaje de aciertos del 97% (sobre 34 experimentos). Estos autores analizan la respuesta a rugosidades de seis superficies (madera aglomerada, papel de lija (220 y 120), formica, acero oxidado y aluminio), obteniendo resultados bastante interesantes, habiendo conseguido sobre un conjunto de 77 experimentos una tasa de aciertos del 94%. Según los autores en todos los casos los errores provenían siempre de confundir el papel de lija (220) con la madera.

1.4.2 Sensores ópticos

Algunos métodos ópticos utilizados en la caracterización de superficies imitan al ojo mientras que otros pueden obtener información acerca del perfil de una superficie. Esto hace que los sistemas sensoriales basados en sensores ópticos tengan un potencial de aplicaciones extraordinario, siendo sin lugar a dudas una de las tecnologías más utilizadas en el ámbito de la automatización. Con estos dispositivos se pueden captar directamente características tales como la forma, la textura, el color, el brillo etc., siendo más difícil obtener características mecánicas tales como la rugosidad o la dureza por ejemplo.

1.4.2.1 Adquisición de imágenes en forma pasiva

Los principales sistemas sensoriales ópticos utilizados para la adquisición de imágenes son las cámaras de visión artificial, compuestas por un sensor basado en un dispositivo de estado sólido (CCD) o en válvulas electrónicas (Vidicom, Plumbicom, SIDAC, etc.) y la electrónica asociada.

Vidicom. En su versión más sencilla el vidicom está compuesto por una ampolla de vidrio que contiene un cañón de electrones en uno de los extremos y el objetivo en el otro, estando éste último formado por una delgada capa conductora transparente de dióxido de selenio (SnO_2) y una fina capa fotoconductora de trisulfato de antimonio (Sb_2S_3), Fig.1-9. La capa conductora es polarizada a un potencial de aproximadamente 50 V, en tanto que la capa fotoconductora es mantenida a 0 V por el haz de electrones, utilizado para la lectura de la imagen [Fraigi, 1994].

En ausencia de luz, la capa fotoconductora del objetivo posee una resistencia muy alta y actúa como un condensador con una tensión de 50 V entre sus placas. Si se focaliza una imagen sobre esta capa, las zonas más brillantes de la imagen se hacen más conductoras; si el haz de electrones no se encuentra explorando la zona, las cargas

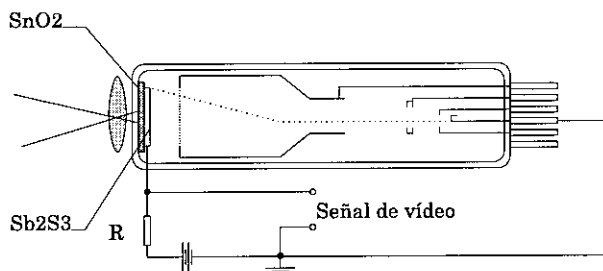


Figura 1-9: Vista esquemática de un tubo vidicom.

fluyen por la resistencia de carga conectada a la capa conductora. Sin embargo, cuando el haz de electrones explora esas regiones, éste las recarga, siendo la corriente de carga proporcional a la intensidad de luz de la imagen. Los circuitos de sincronismo y control se encargan de establecer una correspondencia bidimensional según las señales y los tiempos de exploración del haz, generándose de esta forma la señal de vídeo.

Plumbicom y SIDAC. Como ya lo hemos señalado, el objetivo fotosensible del tubo vidicom estándar es construido de selenio. Un tubo similar, el plumbicom posee un objetivo de óxido de plomo. El plumbicom es algo más sensible que el vidicom y por tanto más adecuado para situaciones de bajo nivel de iluminación, posee además una respuesta transitoria más rápida, con lo cual el retardo introducido por el sistema es menor. El retardo en la obtención de la imagen en los tubos tipo vidicom es debido a la persistencia de las cargas en el objetivo fotoconductor entre la lectura de cada trama de vídeo (1/30 s), lo que causa suavizados en la imagen, especialmente en aquellas con mucho brillo.

Una mejora significativa en la sensibilidad y respuesta espectral de estos dispositivos puede ser lograda utilizando como objetivo una matriz de fotodiodos de silicio; los dispositivos de este tipo se conocen como SIDAC. Cada punto de la matriz de fotodiodos es constituido por islas de material tipo P formados en un substrato de tipo N, aisladas por medio de óxido de silicio. La luz incidente sobre el objetivo es absorbida por el substrato de tipo N generándose pares electrón-hueco. Con el objetivo polarizado de forma inversa, a una tensión de aproximadamente 10 V, los huecos migran hacia los puntos de tipo P, reduciendo de esta forma la polarización. Durante la exploración de la matriz, el haz de electrones restaura la referencia, generando de esta forma la señal de vídeo. Los SIDAC pueden alcanzar eficiencias del orden de los 85% en la región del verde, estando la resolución limitada por la separación entre los puntos; El vidicom de diodo de silicio posee una sensibilidad superior en la zona del infrarrojo, pero la falta de uniformidad de la matriz de diodos puede producir manchas en las imágenes obtenidas. Poseen una densidad aproximada de 400.000 diodos por media pulgada cuadrada.

Los dos tubos tienen una operación similar a la del vidicom estándar; existen variantes del vidicom tales como el staticon, el chalnicon, el pasicon, y el newicon. Se han diseñado además dispositivos vidicon con objetivos de material piroeléctrico, que son utilizados para la obtención de imágenes térmicas [Higgins, 1994].

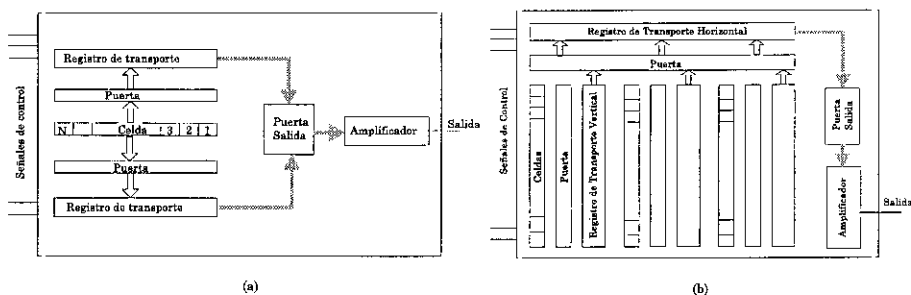


Figura 1-10: Esquema de exploración de CCDs. (a) Lineal (b) Area.

CCD (Charge Coupled Devices). Aunque existen actualmente otras variantes tecnológicas de sensores ópticos multipuntuales discretos de tipo semiconductor, todos ellos tienen el origen en los CCD, que ofrecen una ingeniosa solución al problema de los detectores matriciales para la lectura de la imagen. En tanto que los SIDAC utilizan un haz de electrones para realizar la lectura de la imagen contenida en la matriz, los CCD obtienen la imagen utilizando para ello la estructura de la matriz en sí misma. Este nuevo enfoque para la adquisición de imágenes fue inicialmente propuesto en 1970 en un artículo publicado por los investigadores de la Bell Lab, W. S. Boyle y G. E. Smith [Boyle, 1970], y la técnica se basa en las propiedades optoelectrónicas de una arquitectura semiconductora bien establecida, la del transistor MOS (Metal Oxide Semiconductor).

Un transistor MOS está formado por un sustrato de silicio (tipo P) sobre el cual se hace crecer una capa aislante de dióxido de silicio (SiO_2); para completar la estructura MOS, una delgada capa metálica (la puerta) es depositada sobre el SiO_2 . Cuando una tensión de polarización es aplicada a esta estructura, los portadores de carga mayoritarios (huecos) son recogidos desde el SiO_2 hacia la puerta, estableciéndose una región de deplexión de carga proporcional al nivel de polarización.

Cuando se irradia luz sobre este dispositivo, los fotones pasan a través de la estructura transparente policristalina de silicio y son absorbidos en el cristal, creando así pares electrón-hueco. Los fotoelectrones generados son recogidos en la frontera $Si - SiO_2$; lo que constituye cada punto (pixel) de la matriz, siendo la cantidad de carga acumulada proporcional a la intensidad luminosa en ese punto. Cuanto mayor sea la cantidad de luz absorbida por el silicio mayor será el número de electrones almacenados en la celda; esto ocurre hasta la saturación del canal o la cancelación del voltaje de polarización. A continuación, las cargas almacenadas en cada celda deben ser transferidas fuera de la matriz para la obtención de la señal de vídeo. Dependiendo de la forma en que se realiza esta transferencia de cargas los CCD pueden ser clasificados en sensores de exploración de línea y sensores de área.

Un transductor de exploración lineal típico, Fig.1-10 (a), está compuesto por una fila de elementos de imagen, dos puertas de transferencia usadas para registrar los contenidos de los elementos de imágenes en los llamados registros de transporte y una puerta de salida usada para transferir el contenido de los registros de transporte a un amplificador cuya salida es una señal de tensión proporcional al contenido de la fila de celdas.

Los sensores de área son similares a los de exploración de línea, con la diferencia que las celdas están dispuestas en forma de matriz y existe un conjunto de registros de transporte y puertas para cada columna de celdas como se muestra en la Fig.1-10 (b). El contenido de las celdas impares, es transferido de forma secuencial a los registros verticales de transporte y posteriormente al registro horizontal de transporte. Finalmente el contenido de este registro es enviado a un amplificador cuya salida será la señal de una línea de vídeo.

Estos dispositivos son adecuados para aplicaciones en las cuales los objetos se mueven perpendicularmente al transductor (sistemas de inspección en líneas de producción). La resolución de los sensores de exploración de líneas normales oscila entre los 256 y 4096 elementos. La resolución de los transductores de área varía entre 64x64 elementos hasta 512x512 elementos, aunque existen algunos que tienen una resolución de 1024x1024 elementos.

Los dispositivos de estado sólido ofrecen grandes ventajas sobre las cámaras de tubos, como son su menor peso, menor tamaño, más larga vida y menor consumo de potencia. No obstante la resolución de algunos tubos está todavía por encima de las capacidades de las cámaras que utilizan CCD [Higgins, 1994].

1.4.2.2 Sensores ópticos activos

Una técnica alternativa de captación de imágenes, que posibilita además la obtención de imágenes tridimensionales, consiste en proyectar luz coherente hacia un objeto, ya sea de forma continua (CW) o pulsada, detectando la cantidad de luz reflejada desde un punto diferente al de la emisión, se determina el ángulo de reflexión a través de un dispositivo fotosensible, el cual es utilizado para el cálculo de las coordenadas del punto reflector [Baribeau, 1992]. Uno de los métodos que está recibiendo mucha atención últimamente, es el de la utilización de un haz de luz, generalmente de tipo láser, técnica ésta que ofrece la ventaja de que únicamente un elemento de la superficie es iluminado; con lo cual se evitan los problemas relacionados con las inter-reflexiones entre los objetos de la escena. Para la obtención de la imagen, o sea, del mapa de reflectancia, es necesario mover el haz de luz sobre el objeto; esta tarea es realizada por lo general utilizando espejos deflectores giratorios o algún otro sistema mecánico de exploración; el sistema sensorial está equipado con codificadores de ángulo o de posición para obtener una correspondencia bidimensional entre la intensidad de la señal recibida y las coordenadas del punto de medida. La tercera dimensión de la imagen la constituye la información de distancia, siendo los métodos más utilizados para la obtención de esta medida, el tiempo de tránsito en pulso-eco (TOF) de la señal y sobre todo el desplazamiento de fase en un haz modulado.

A continuación pasamos a hacer una breve descripción de un tipo de fuente de luz más comúnmente utilizada: los diodos.

Diodo emisor de luz (LED). Es una unión P-N que emite una pequeña cantidad de energía luminosa cuando se encuentra polarizado en sentido directo. Los LEDs producen emisión espontánea dentro de un espectro limitado, entre los 40 a 100 nanómetros. Los diodos son interesantes desde el punto de vista de la durabilidad, robustez, bajo nivel de

disipación de calor, pequeño tamaño y vida útil (alrededor de las 100.000 horas). Debido a la respuesta espectral de los detectores de silicio, los más eficientes son los que se encuentran en la región del infrarrojo cercano, siendo al principio de su desarrollo (1975) los únicos comercialmente disponibles [Everett, 1995]. Actualmente existen versiones en verde, amarillo, rojo y azul; pero los que emiten en la región del infrarrojo siguen siendo los más utilizados en las diversas aplicaciones.

Láser. Existe una gran variedad de tipos de láser; de estado sólido, líquidos, gases, y de semiconductor. Los recientes avances en la técnica de generación de diodos láser ha supuesto un gran impacto en el campo de la inspección automática [Depkovich, 1984]. Aún cuando estos diodos tienen relativa baja potencia de salida y pobre calidad espectral con relación a los otros tipos de láser, los diodos son compactos, robustos, fiables y eficientes para la mayoría de las aplicaciones [Everett, 1995]. Un diodo láser bastante utilizado es el basado en el arseniuro de galio (*GaAs*), el cual emite en la región del infrarrojo cercano. El láser produce un haz intenso de luz y bastante colimado, característica importante para distinguir la señal del ruido de fondo. La utilización de energía en la región visible del espectro, reduce los problemas de reflectancia especular, exceptuando el caso de superficies muy pulidas.

Diodo super luminiscente (SLD). Los diodos “SLDs” son dispositivos relativamente nuevos, que pueden ser descritos como una combinación del LED y del láser coherente. Un diodo SLD posee una potencia de salida mayor que la de un LED convencional.

La construcción de los tres dispositivos es relativamente similar. La polarización de la unión P-N de forma directa lleva a la recombinación de huecos en exceso con electrones, lo que ocasiona la emisión de un fotón. En cuanto que los LEDs únicamente producen emisión espontánea, los diodos láser son configurados físicamente de tal forma que las emisiones en la región activa oscilen hacia delante y atrás varias veces entre superficies especialmente diseñadas; una descripción más detallada puede ser encontrada en [Udd, 1991].

Los detectores normalmente utilizados en estos dispositivos son por lo general también diodos o matrices de detectores (cámaras) del tipo descrito previamente en la sección 1.4.2.1.

1.4.2.3 Métodos ópticos en el análisis de superficies

Un sistema óptico puede ser el método de captación ideal para analizar características superficiales visuales; tales como la forma, los contornos o las texturas y en la literatura existen excelentes trabajos y monografías sobre el tema, de modo que no serán tratados aquí por su amplitud y por no constituir el tema central del trabajo. Existen, sin embargo, otras características que pueden ser captadas con métodos ópticos y que están más relacionadas con nuestros objetivos, las cuales pasamos a describir.

Según [Whitehouse, 1997], Schmaltz, en 1.927, fue uno de los pioneros en utilizar métodos ópticos para analizar rugosidades en superficies; el método utilizado consistía en proyectar

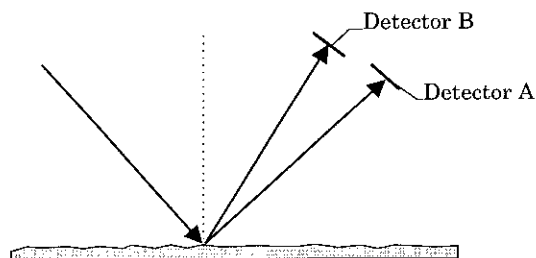


Figura 1-11: Principio de funcionamiento de un medidor de brillo.

un haz de luz colimado a través de una cuchilla, la sombra es interceptada con la superficie a medir a un determinado ángulo. Un perfil de la superficie puede ser obtenido, cuando se observa el haz desde un ángulo diferente al de emisión. En este método no existe amplificación horizontal. La amplificación vertical viene determinada por el ángulo de oblicuidad de la proyección. El factor de amplificación es alrededor de 20. La medida de la rugosidad se realizaba por medio de una retícula en la óptica de recepción.

Otra forma relativamente sencilla es medir la cantidad de luz dispersada con uno o más detectores [Whitehouse, 1994]. Esta es la idea básica utilizada en los detectores de brillo. Dos detectores A y B recogen la luz dispersada, Fig.1-11. El detector A es ubicado en la zona de reflexión especular y el detector B en la zona difusa. La rugosidad de la superficie puede ser estimada a partir de la relación de luz captada por ambos detectores.

La rugosidad óptica de una superficie cuya altura posee una varianza σ , ante la incidencia de luz monocromática de longitud de onda λ , se define como σ/λ [Tagare, 1993]. Para una superficie rugosa cuyo valor medio de rugosidad (R_a) es aproximadamente la mitad de la longitud de onda utilizada, la relación es aproximadamente de 1/2 y para superficies muy rugosas la componente especular no existe, de esta forma, la cantidad de luz detectada en A es igual a la detectada en B.

Según [Whitehouse, 1997], este método puede ser utilizado para medir la calidad de acabado de superficies. Sin embargo, las características de dispersión de la luz varían con el proceso de fabricación de la superficie de forma que el método no puede ser recomendado para uso general. El método de reflexión difusa puede ser utilizado únicamente como un comparador. Sin embargo, si el acabado de la superficie es muy fino una esfera integradora puede ser utilizada, y la intensidad de la luz captada puede ser relacionada con el valor eficaz de la rugosidad de la superficie [Beckmann, 1987]. Otro método bastante común para medir características superficiales, consiste en extraer los perfiles transversales o longitudinales de la superficie y algunas veces el mapa de reflectancia, utilizando telémetros láser. La resolución y el tipo de dispositivo utilizados son altamente dependientes de los rangos de los parámetros y del tipo de superficie a medir. Un estudio sobre la selección de telémetros láser dependiendo del tipo de aplicación puede encontrarse en [Jiménez, 1998]. El método del telémetro láser es uno de los más utilizados para medir las características superficiales de pavimentos en autovías o carreteras [Melis, 1994], [Rosan, 1997].

Freeman describe un sistema para inspeccionar la calidad de acabado de la pintura en

las carrocerías de automóviles, en dicho sistema se utiliza un haz láser juntamente con una cámara, para la clasificación de las imágenes, los autores utilizaron una red neuronal del tipo propagación hacia atrás (Backpropagation) [Freeman, 1991].

Existen muchas otras configuraciones utilizadas para medir parámetros superficiales a través de métodos ópticos, una excelente revisión puede ser encontrada en [Whitehouse, 1997]. Con estos métodos pueden alcanzarse resoluciones del orden de las micras; un claro ejemplo de esto lo constituye el reproductor del CD-ROM, donde la información digital se impresiona en forma de “pits” y “lands”, que son pequeñas protuberancias y cavidades que representan los diferentes bits. Los pits tienen una anchura de $0.6 \mu\text{m}$ y se encuentran separados radialmente en el CD de una distancia de tan solo $1.6 \mu\text{m}$ [Tischer, 1996].

Algunos de estos medidores, aquellos que no miden distancias, captan el valor de la rugosidad de manera indirecta; en otras palabras debe asumirse algún modelo de la superficie antes de que el valor de la rugosidad pueda ser obtenido, la credibilidad del resultado depende fuertemente en la validez del modelo. Los métodos ópticos por lo general tienen problemas para medir flancos abruptos y superficies muy pulidas, debido a los efectos de la difracción y de la reflexión especular respectivamente.

1.4.3 Sensores ultrasónicos

Los sensores de ultrasonidos como se verá, poseen características que los hacen ventajosos en algunas situaciones, comparados con otros sistemas sensoriales sin contacto, tales como los electromagnéticos (incluido los métodos ópticos), eléctricos, magnéticos, o neumáticos. Para obtener información de algunos medios tales como espuma sobre líquidos, medios acuosos, fibras, materiales granulados y vapores, los sistemas basados en ultrasonidos pueden ser los más apropiados y acaso el único medio de captación posible [Vargas, 1996b].

Estos dispositivos, especialmente los utilizados en el aire, serán tratados con más detalle que los sistemas táctiles y ópticos, por constituir la base del presente trabajo.

1.4.3.1 Ultrasonidos

La acústica puede definirse como el estudio de la generación, transmisión, interacción y recepción de energía en forma de ondas vibratorias en un medio material, ya sea gas, líquido o sólido.

El fenómeno acústico más común es el asociado con la sensación de sonido. Para la mayoría de las personas, una vibración mecánica es interpretada como sonido si su frecuencia se encuentra en el rango comprendido entre 20 a 20.000 hertzios; sin embargo, los fenómenos acústicos incluyen aquellos cuyas frecuencias son superiores a los 20 kHz, los ultrasonidos, y los inferiores a los 20 Hz o infrasonidos. La generación de las vibraciones asociada con el fenómeno acústico pueden ser diversas, por ejemplo, las oscilaciones sinusoidales puras producidas por un diapasón o las complejas vibraciones producidas por las cuerdas de un instrumento musical.

El sonido es una perturbación mecánica que viaja a través de un medio elástico como una onda longitudinal. Para los gases y líquidos la velocidad de propagación viene expresada por:

$$c = \sqrt{\frac{K_m}{\rho}} \quad (1.6)$$

donde:

c =velocidad de propagación

K_m =módulo de elasticidad

ρ =densidad del medio

Desde la invención del sonar, en 1.918, las ondas acústicas han sido utilizadas de manera efectiva para determinar la posición, velocidad, y orientación de objetos bajo el agua; tanto en aplicaciones militares como industriales. Sería lógico hacer uso de toda la tecnología desarrollada para este campo, de manera a su incorporación en el campo de la inspección y de la robótica, sin embargo esto tiene algunas dificultades por algunas de las razones que exponemos a continuación. La velocidad del sonido en el aire a $20^{\circ}C$ es de aproximadamente 340 m/s, mientras que en el agua en las mismas condiciones, la velocidad de propagación es de 1480 m/s [Ristick, 1983]. La longitud de onda de la energía acústica es directamente proporcional a la velocidad de propagación y viene expresada por:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.7)$$

Siendo:

λ =longitud de onda

c =velocidad del sonido

f =frecuencia de operación

Lo cual nos dice que operando con frecuencias iguales en el agua y en el aire, la longitud de onda resultante en el aire será aproximadamente unas cinco veces menor, con lo cual una mayor precisión puede ser obtenida en el aire. En la práctica sin embargo, esto no es del todo cierto, debido a que el aire es peor “conductor” de ondas acústicas que el agua por ser ésta prácticamente incomprensible. Otro inconveniente es la diferencia entre la impedancia acústica del transductor y el medio conductor, que normalmente es mucho mayor en el aire que en el agua, resultando en un peor acoplamiento para el primero de los casos.

Aunque han sido desarrollados sistemas sonar para su utilización en el aire, que operan en el rango audible, la mayoría de las aplicaciones utilizan frecuencias ultrasónicas.

La medida de distancia utilizando energía acústica puede ser llevada a cabo utilizando varios métodos como los de tiempo de tránsito, triangulación, modulación en frecuencia, desplazamiento de fase, o alguna combinación de los mismos.

Además de la medida de distancia, la velocidad de un objeto en movimiento puede ser determinada con sistemas de onda continua o pulsados, midiendo la variación en frecuencia de la energía reflejada por el objeto debido al efecto Doppler o por técnicas de desplazamiento de fase [Calderón, 1984].

1.4.3.2 Influencia del medio sobre la propagación

Para ondas planas y esféricas, la presión y la amplitud de desplazamiento de la partícula están relacionadas por [Krautkrämer, 1990]:

$$p = \rho c \omega \xi = Z \omega \xi \quad (1.8)$$

donde:

p = presión del sonido ($Pa = \frac{N}{m^2}$)

ρ = densidad del medio ($\frac{Kg}{m^3}$)

c = velocidad del sonido ($\frac{m}{s}$)

ω = frecuencia angular ($\frac{rad}{s}$)

ξ = desplazamiento de la partícula (m)

Siendo el producto $Z = \rho c$, la impedancia acústica característica del medio de propagación.

La intensidad del campo y la presión están relacionadas entre sí por la siguiente expresión:

$$J = \frac{1}{2} \frac{p^2}{Z} = \frac{1}{2} Z \omega^2 \xi^2 \quad (1.9)$$

En un frente de onda plano, si no consideramos el fenómeno de la absorción de energía por el medio, tanto la presión como la intensidad permanecen constantes en cada plano del desplazamiento de la onda; sin embargo, para frentes de ondas que no son planos, las consideraciones de conservación de la energía nos llevan a una ley de la variación con la distancia de separación a la fuente. En el caso de una onda esférica que se propaga alejándose de la fuente emisora considerada como puntual, configuración conocida como monopolo, la potencia de la señal decrece de forma inversa al cuadrado de la distancia, Fig.1-12, atenuándose 6 dB cada vez que la distancia al emisor se duplica.

$$J = \frac{J_0}{4\pi R^2} \quad (1.10)$$

donde:

J = intensidad acústica por unidad de área a la distancia R

J_0 = intensidad máxima inicial

R = distancia a la fuente

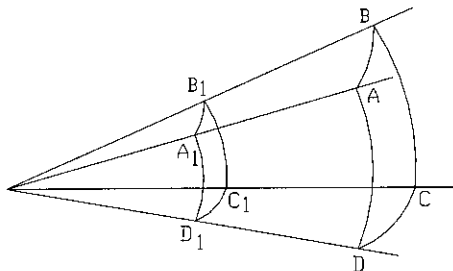


Figura 1-12: Despreciando la absorción molecular, la energía a través de A1B1C1D1 y ABCD son iguales.

El concepto de fuente puntual es una idealización y las características descritas anteriormente dependen de la fuente y del aire libre sin fronteras físicas, ya que si existiesen dichas fronteras se podrían modificar el patrón ó diagrama de radiación de las ondas esféricas concéntricas. Estas condiciones generalmente se denominan de campo libre. Con estas condiciones, y con una fuente considerada como puntual, es suficiente una simple medida para determinar todas las características del campo sonoro. La característica de fuente no puntual da lugar al concepto del campo próximo, en el cual la propagación no sigue la ley de la inversa del cuadrado con la distancia, la radiación no es esférica; así como el del campo lejano, en el que se cumple la ley anterior, las ondas son esféricas. Este tema será abordado con mayor profundidad en el segundo capítulo de este trabajo.

Sin embargo, existe una pérdida exponencial asociada a la absorción molecular de la energía acústica por el medio [Cracknell, 1983], lo que para ondas planas puede ser expresado por (1.11).

$$J = J_0 e^{-2\alpha R} \quad (1.11)$$

siendo:

α = coeficiente de atenuación del medio

El valor de α varía con la humedad, con el contenido de partículas en el aire y es función de la frecuencia de operación; frecuencias mayores se atenúan más rápidamente. Combinando los efectos de la divergencia esférica y de la absorción molecular podemos escribir la siguiente ecuación para la intensidad de campo acústico, como función de la distancia a la fuente:

$$J = \frac{J_0 e^{-2\alpha R}}{4\pi R^2} \quad (1.12)$$

La presión, en función de la distancia y de la absorción molecular puede ser expresada por 1.13.

$$p = \frac{p_0 e^{-\alpha R}}{R} \quad (1.13)$$

El aire es un medio que cambia sus propiedades acústicas por variación de parámetros, tales como la densidad, el módulo elástico y la impedancia característica del medio, con la temperatura y la presión. La temperatura de una sala puede variar en un rango del 10% de un punto a otro y existe una variación aproximada del 16% entre la presión atmosférica al nivel del mar y la presión a los 1.500 metros. Estas variaciones afectan el coeficiente de atenuación del medio y por ende a la propagación de la onda a través de este.

1.4.3.3 Análisis teórico del coeficiente de atenuación molecular del aire con la temperatura

Uno de los problemas a solucionar en los sistemas con ultrasonidos es la atenuación de la señal en el medio [Martín, 1990], [Freire, 1994]. Se requiere por lo tanto, cuantificar la variación del coeficiente de atenuación frente a los parámetros anteriormente citados. Sin embargo, en la literatura consultada no hemos encontrado expresiones analíticas de α , en función de la presión y la temperatura; motivo por el cual se han combinado expresiones matemáticas que modelan el comportamiento de variables físicas del aire, con datos experimentales. El desarrollo efectuado y los resultados obtenidos son expuestos a continuación.

Según [Cracknell, 1983], los factores que contribuyen a la absorción del sonido o del ultrasonido en un medio gaseoso son: la *viscosidad*, la *conducción térmica* y la *relajación térmica*. Los dos primeros mecanismos pueden ser descritos satisfactoriamente por la física clásica; siendo necesaria la mecánica cuántica para el entendimiento del tercero. La viscosidad y la conducción del calor son los mecanismos dominantes en los gases monoatómicos, ya que estos solo poseen energía cinética debida al movimiento de traslación. Las moléculas poliatómicas poseen energía de traslación, rotación y vibración.

Cuando un gas poliatómico es comprimido, inicialmente la energía es convertida en movimiento de traslación de las moléculas, a continuación parte de esa energía es transferida a los otros grados de libertad de las moléculas reduciendo el cambio en la presión; de ahí el término de relajación; la transferencia de energía a cada grado de libertad (o modo) posee su propia constante de tiempo [Putland, 1994].

Considerando una variación sinusoidal de presión, si el tiempo de relajación de un modo es mucho mayor que el de un ciclo, la transferencia de energía hacia y desde dicho modo es muy pequeña por lo cual existe poca probabilidad de disipación de energía. Si el tiempo de relajación es mucho menor que el de un ciclo, la transferencia de energía se encuentra en un estado cuasiestático, de forma que la energía transferida durante la compresión es retornada casi en su totalidad en el proceso de descompresión, con lo cual la disipación es pequeña. Si el tiempo de relajación es comparable a un ciclo, una parte significativa de la energía transferida al modo durante la compresión podría no ser restituida como energía de traslación en la descompresión, con lo cual dicha fracción de energía no contribuiría a la presión y sería disipada como calor. Debido a que los tiempos de relajación para modos de rotación son extremadamente cortos, la relajación debido a la rotación es importante únicamente a frecuencias ultrasónicas elevadas. En contrapartida, la relajación debido a la vibración para el aire seco es muy larga (frecuencia de relajación $f_{ri} \approx 24$ Hz para el O_2 y 9 Hz para el N_2). Para el oxígeno, f_{ri} se incrementa muy rápidamente con la

humedad y puede alcanzar la región ultrasónica, mientras que para el N_2 el incremento es más lento manteniéndose en zona de audio.

En este estudio sólo consideraremos el efecto de la viscosidad y la conductividad térmica para el cálculo del coeficiente de atenuación. El coeficiente de atenuación clásico se define como:

$$\alpha_{clas} = \alpha_{vis} + \alpha_{th} \quad (1.14)$$

$$\frac{\alpha_{vis}}{f^2} = \frac{8\pi^2}{3} \left(\frac{\eta}{\rho c^3} \right) \quad (1.15)$$

$$\frac{\alpha_{th}}{f^2} = \left(\frac{2\pi^2 K}{\rho c^3 c_v} \right) \left(\frac{\gamma - 1}{\gamma} \right) \quad (1.16)$$

Donde:

ρ = densidad del medio

η = coeficiente de viscosidad

c = velocidad del sonido

K = coeficiente de conductividad térmica

C_v = Calor específico a volumen constante

$\gamma = (C_p/C_v)$ (C_p = Calor específico a presión constante).

La mayoría de los parámetros anteriormente citados varían su valor con la temperatura y la presión. En principio estamos más interesados en la variación de los parámetros con la temperatura, debido a que normalmente se trabaja en entornos donde la variación de la presión atmosférica es pequeña.

De la bibliografía se han seleccionado diferentes leyes que modelan el comportamiento de estos parámetros.

Según, CRC Handbook of Chemistry and Physics, la densidad del aire seco puede ser expresada por:

$$\rho(T, H) = \frac{0.001293}{1 + 0.00367T} \frac{H}{76} \quad (1.17)$$

Cuyas unidades son: $[\rho] = \text{grmm}^{-3}$ y $[H] = \text{cm}$ de Hg respectivamente.

Siendo la velocidad del sonido:

$$c(T) = 331.45 + 0.59T \quad (1.18)$$

en ms^{-1} .

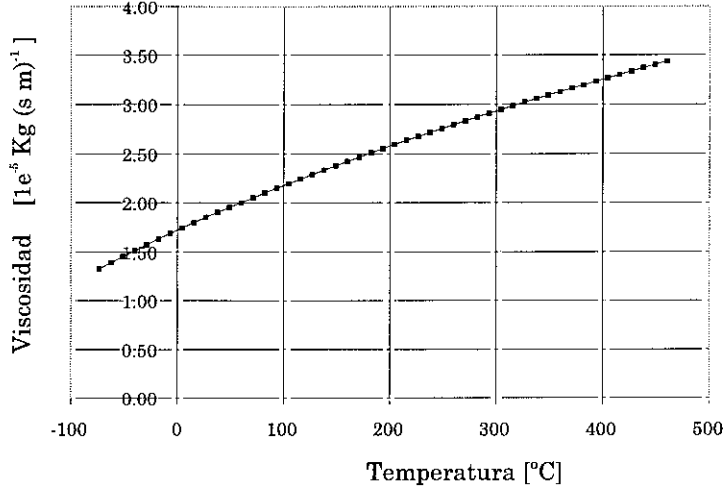


Figura 1-13: Variación de la viscosidad del aire seco con la temperatura. Valores obtenidos de tablas (línea de puntos) y polinomio de ajuste (línea continua).

Según [Tsederberg, 1965], la conductividad térmica de los gases puede ser expresada por:

$$K(T) = K_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^\eta \quad (1.19)$$

en $(J(ms^\circ C)^{-1})$, reemplazando las constantes para el aire seco tenemos:

$$K_{aire}(T) = 0.02443 \left(\frac{T_k}{T_{0k}} \right)^{0.82} \quad (1.20)$$

Para obtener las expresiones del coeficiente de viscosidad y de las capacidades de calor específico del aire; hemos recurrido a la interpolación de valores obtenidos a partir de tablas. La interpolación ha sido realizada por medio de funciones estándar del MATLAB *polyfit*, *polyval* y otras.

En la Fig.1-13 se puede ver la variación de la viscosidad del aire seco a presión constante e igual a 1 ATM.

Siendo el polinomio obtenido:

$$\mu(T) = 2.458 \times 10^{-14} T^3 - 3.753 \times 10^{-11} T^2 + 4.952 \times 10^{-8} + 1718 \times 10^{-5} \quad (1.21)$$

En la Fig.1-14 se pueden observar datos experimentales obtenidos de tablas y el polinomio de ajuste, de la variación con la temperatura de la capacidad específica del aire seco, a presión constante e igual a 1 ATM.

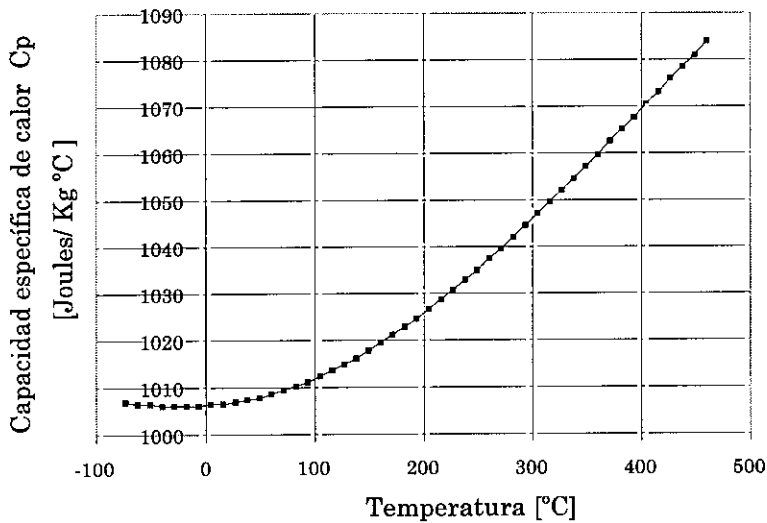


Figura 1-14: Capacidad de calor específico del aire seco, a presión constante (C_p). Valores obtenidos de tablas (línea de puntos) y polinomio de ajuste (línea continua).

Siendo el polinomio utilizado:

$$C_p(T) = -5.0075 \times 10^{-10}T^4 + 2.60246 \times 10^{-8}T^3 + \dots \quad (1.22)$$

$$\dots + 4.24202 \times 10^{-4}T^2 + 1.67370 \times 10^{-2}T + 1.00610 \times 10^3$$

Reemplazando las expresiones anteriores para la viscosidad, densidad, velocidad de propagación, conductividad térmica y la capacidad específica; en las fórmulas para la atenuación viscosa y térmica respectivamente, se obtienen las variaciones de dichos parámetros para el aire seco, a presión constante e igual a 1 ATM, en función de la temperatura. En el cálculo del coeficiente de atenuación térmico, hemos considerado que la relación (C_p/C_v) es constante [Perry, 1971].

Aplicando la ecuación (1.14), se obtiene el coeficiente de atenuación clásico cuya variación con la temperatura se muestra a en la Fig.1-15. Los valores obtenidos a partir de la Fig.1-15, se corresponden a valores puntuales dados por diferentes autores [Cracknell, 1983], [Putland, 1994]. Sin embargo, hay que recordar que el coeficiente de atenuación real para gases poliatómicos es mayor que el obtenido, debido al efecto de relajación térmica que no ha sido considerado en la deducción anterior.

En la figura 1-16 se muestran los coeficientes de atenuación del aire sin movimiento a $T = 20^\circ\text{C}$ y para diferentes valores de la humedad relativa.

La determinación experimental del coeficiente α se hace bastante difícil, debido a que las pérdidas por absorción molecular son mucho menos importantes que las debidas a la divergencia esférica, en un orden de magnitud. En la gráfica de variación del coeficiente de atenuación, Fig.1-15, en el rango de temperaturas de operación usual en aire, se puede

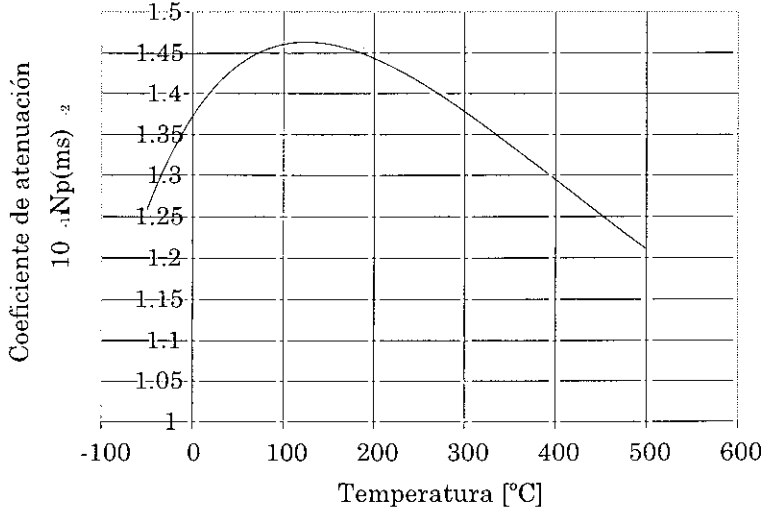


Figura 1-15: Comportamiento del coeficiente de atenuación clásico (α_{clas}/f^2) con la temperatura.

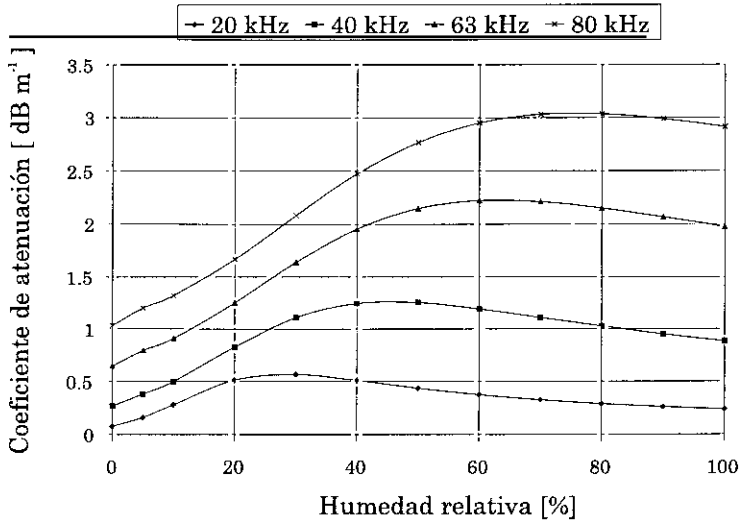


Figura 1-16: Efecto de la humedad sobre la propagación para diferentes frecuencias.

observar que dicho coeficiente sufre una variación relativa del orden del 7% frente a una variación de la temperatura de 100°C . Hay que recordar, que la potencia de la señal se atenúa en 6 dB, debido a la divergencia esférica, cada vez que la distancia al emisor se duplica. Aunque la atenuación debida al medio no es despreciable, existen otros factores más importantes relacionados con la construcción del elemento transductor.

1.4.3.4 Métodos de generación de ultrasonidos

Hasta aquí, hemos presentado los ultrasonidos desde el punto de vista de su propagación en un medio gaseoso, sin abordar los mecanismos de generación y recepción. Los transductores para la generación y recepción de ultrasonidos constituyen uno de los componentes que resultan más críticos en el diseño de un sistema sensorial basado en técnicas ultrasónicas, para su utilización en el aire. Una de las mayores limitaciones quizá resida en la tecnología actual de fabricación de dichos transductores. Un transductor ideal debería ser capaz de proporcionar un pulso de corta duración y de mucha potencia, para evitar los múltiples problemas de interferencias que se presentan al utilizar pulsos de larga duración; dicho de otra forma, lo ideal sería contar con transductores de banda ancha y de elevada sensibilidad.

Entre los diferentes tipos de transductores utilizados normalmente podemos citar a los:

- *Magnetostrictivos.* Estos transductores utilizan el fenómeno de la magnetostricción, que consiste en la propiedad que poseen algunos materiales de cambiar su forma bajo la influencia de un campo magnético. Entre estos materiales se encuentran el níquel y sus aleaciones, así como los aceros y las ferritas. El efecto de la magnetostricción es reversible, de manera que es idóneo tanto para la generación como para la recepción de ondas ultrasónicas.
- *Mecánicos.* Ondas mecánicas pueden ser producidas en un material por medio de impactos o fricciones. El espectro producido depende del tamaño, la forma y material de los objetos expuestos. Dentro de este grupo se encuentran los silbatos y sirenas, que se utilizan como generadores; y los radiómetros y discos de Rayleigh que actúan como receptores.

Sin embargo, por sus características y prestaciones, dos tipos de transductores son particularmente útiles para su utilización en el aire para el rango de frecuencia de interés, comprendido entre los 40 kHz y 1Mhz [Schindel, 1995].

- *Electrostáticos o capacitivos.*
- *Piezoeléctricos.*

Pasamos a describir estos dos últimos debido a que han sido utilizados en la realización de este trabajo.

Transductores electrostáticos. Se basan en el efecto de la capacidad eléctrica, propiedad que poseen los dieléctricos para almacenar cargas. Siendo la carga almacenada

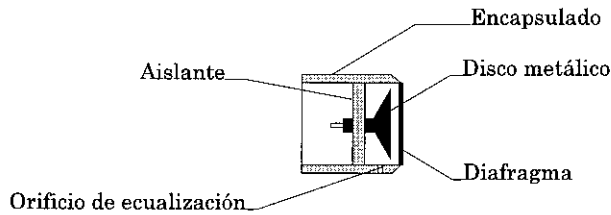


Figura 1-17: Diagrama básico de un transductor electrostático.

proporcional a la diferencia de potencial existente entre dos secciones, la capacidad viene expresada por:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (1.23)$$

La unidad de medida de dicha magnitud eléctrica es el Faradio (Culombio/Voltio). La capacidad de dos láminas paralelas puede ser expresada por:

$$C = \frac{\epsilon}{e} A \quad (1.24)$$

Donde A es el área de la lámina, ϵ es la constante del dieléctrico y e es el espesor del material dieléctrico entre las dos láminas. En principio, cualquier estímulo físico, químico o biológico que pueda causar cambios en algunos de términos de la ecuación puede ser detectado a través de la variación de la capacidad.

Los transductores electrostáticos de ultrasonidos se basan en la medida de la variación de la capacidad producida por el campo de presión acústico (modo receptor) o por un campo electrostático (modo emisor) sobre el condensador formado por un diafragma vibratorio en contacto con el medio y un disco metálico fijo, Fig.1-17.

El transductor de ultrasonidos esquematizado en la Fig.1-17, consta básicamente 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.

Este es el mismo principio de funcionamiento de los micrófonos capacitivos, solo que en estos se utiliza un diafragma metálico, para obtener una respuesta eléctrica plana a frecuencias audibles. El efecto de emisión se consigue modulando el campo eléctrico estático, existente entre las placas del condensador, aplicando un voltaje alterno, lo que causa la vibración de la membrana a la frecuencia de la excitación.

Para obtener un transductor que opere a frecuencias ultrasónicas es necesario utilizar una membrana muy delgada, de 2 a 5 μm de material elástico, que puede ser mylar o kapton,

[Carr, 1993], la cual es recubierta con una capa conductora por un proceso de metalizado. La respuesta de estos transductores es altamente dependiente de la estructura del disco metálico.

Los transductores capacitivos de ultrasonidos pueden ser clasificados en dos grandes categorías: las de disco con texturas aleatorias y aquellas en la que el disco posee ranuras con geometrías bien definidas.

- *Discos con acabado aleatorio.*

Algunos autores [Kuhl, 1954], [Merhaut, 1967], [Warren, 1973] han elaborado transductores cuyas superficies poseen rugosidades a nivel microscópico, producidas con lijas de grano muy fino, y han demostrado que la frecuencia de resonancia de dichos transductores se ve incrementada con la disminución de la rugosidad. Esto puede ser explicado considerando que la membrana se comporta como un pistón cuyo movimiento es forzado por las burbujas de aire atrapadas entre la membrana y el disco; como consecuencia de la ionización que se produce en las moléculas del dieléctrico(aire) al ser aplicada una tensión eléctrica a los electrodos. Esto hace aparecer una fuerza de interacción entre estas cargas eléctricas generadas, produciendo unos desplazamientos que a su vez son transmitidos a la membrana elástica que constituye uno de los electrodos. Esta, consecuentemente, los transmitirá al medio externo en forma de vibraciones mecánicas.

La frecuencia de resonancia del sistema es dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\gamma P_a}{\rho d_m d_a} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.25)$$

Donde :

γ = constante adiabática del aire.

ρ = densidad de la membrana.

P_a = presión atmosférica.

d_m = espesor de la membrana.

d_a = espesor de la capa de aire.

Otros autores han modelado el transductor como una membrana tensada y flexible, cuya frecuencia de resonancia viene determinada por la tensión mecánica, su masa específica y sus dimensiones. La frecuencia de resonancia de una membrana circular de diámetro D y tensión T viene determinada por [Kinsler, 1982]:

$$f = \frac{2.405}{\pi D} \left(\frac{T}{\rho_m} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.26)$$

Este modelo no considera el efecto de la resistencia y rigidez del aire; Merhaut y Warren han realizado análisis teóricos que incluyen dichos efectos, así como el de la resonancia de la membrana. Estos autores asumen, que la membrana es soportada uniformemente por un armazón circular o rectangular; Bryant y Bogner afirman,

sin embargo, que el tensado de la membrana no es crítico y dan un valor empírico adecuado de 10 N/m [Bryant, 1984].

En la práctica el transductor capacitivo diseñado para operar en la banda de los ultrasonidos es más complejo de lo que se ha apuntado en el esquema básico anterior. Para producir la delgada capa de aire necesaria para la resonancia a frecuencias ultrasónicas, la membrana debe ser presionada sobre el disco, siendo ésta soportada por los puntos que sobresalen del mismo. Según H. Carr, cuando la tensión de polarización es aplicada, la membrana es más fuertemente presionada y deformada por la rugosidad del disco. Estos autores han observado, utilizando interferometría óptica, que la superficie presenta puntos de hasta 5 micras de altura en los puntos de soporte [Carr, 1993] y que la membrana resuena a diferentes frecuencias en un solo transductor.

- *Transductores con disco ranurado.*

En trabajos publicados por varios autores, se ha explicado la utilización de discos ranurados, en la construcción de transductores capacitivos [Matsuzawa, 1959], [Warren, 1973], [Mattila, 1994] y se ha puesto de manifiesto que son varios los factores que pueden determinar el comportamiento de tales transductores. La membrana colocada sobre el disco ranurado posee una frecuencia de resonancia cuya longitud de onda es igual a dos veces el ancho de la ranura, de forma que la frecuencia f_1 , es inversamente proporcional al ancho de la ranura. Existen, además, una serie de armónicos que están relacionados con la frecuencia fundamental por:

$$f_n = n f_1 \quad n = 3, 5, 7 \dots \quad (1.27)$$

Solamente están presentes las frecuencias impares debido a que la membrana está siendo excitada de manera simétrica con lo cual todos los armónicos pares son cancelados.

Se establecen en el condensador dos regiones de capas de aire con características de rigidez diferentes, una entre los salientes y otra en las ranuras o surcos; cada una de estas capas tiene una determinada frecuencia de resonancia.

Existen discrepancias entre los autores acerca de la importancia relativa de esos parámetros. La aparición de algunos picos en la respuesta en frecuencia indica que el primero de los efectos es más importante, aunque no excluye el efecto de las capas de aire; en cuanto a que la ausencia de estos picos hace suponer que una o ambas capas de aire son los factores más relevantes en la determinación de la respuesta en frecuencia.

Kuhl, Matsuzawa, y Morris, reportan una respuesta con múltiples picos. Matsuzawa concluye que estos dispositivos son prácticamente inútiles. Kuhl opina que la frecuencia de resonancia está determinada por la frecuencia de resonancia de la membrana puesta por encima del disco ranurado.

Un estudio pormenorizado acerca del comportamiento de estos transductores, frente a cambios de la respuesta en frecuencia debido al voltaje de polarización, a cambios en el espesor, tensión y material de la membrana, así como en la variación de los parámetros superficiales del disco puede ser encontrado en [Carr, 1993].

La compañía Polaroid produce un transductor con esta configuración, que ha sido ampliamente utilizado en el desarrollo del presente trabajo y aunque no hemos realizado ningún estudio acerca de la construcción del mismo, se ha observado que presenta una respuesta frecuencial relativamente plana entre los 45 y 70 kHz.

Tanto los transductores que utilizan discos con acabado aleatorio, como los ranurados, presentan dificultades para fabricarlos con características similares, utilizando métodos convencionales.

Un grupo de investigadores de la Universidad de Kingston (Ontario-Canadá), en colaboración con investigadores de la Universidad de Warwick (Inglaterra) ha publicado varios artículos sobre la fabricación de transductores con disco ranurado [Schindel, 1995], [Schindel, 1996], [Bashford, 1996], [Schindel, 1997]. Para obtener un alto grado de repetitividad en el proceso de fabricación, Schindel y colaboradores utilizan técnicas de diseño de circuitos integrados; los resultados obtenidos por estos autores son bastante interesantes en cuanto a sensibilidad, ancho de banda y sobretodo en lo referente a la repetitividad de las características individuales de cada dispositivo. Las ventajas de estos transductores frente a los comercialmente disponibles son:

- Ancho de banda: 40kHz–2.5MHz
- Alta sensibilidad.
- La alta calidad y repetitividad de los dispositivos, gracias a la utilización de técnicas de fabricación de circuitos integrados. La posibilidad de controlar las características del haz de emisión a través del enfoque.
- Disminución del tiempo de amortiguamiento del transductor (5–40 ms), lo que da una zona muerta en el aire de aproximadamente 5 mm.

La fabricación de estos dispositivos, en opinión de los autores, creará nuevos campos de aplicación para los ultrasonidos en el aire, lo que pondremos de manifiesto igualmente nosotros en capítulos posteriores. Es preciso resaltar que estos transductores no se encuentran aún comercialmente disponibles.

Transductores basados en la piezoelectricidad. Como se ha explicado al hablar de los sensores táctiles en la sección 1.4.1, la piezoelectricidad es una propiedad que presentan algunos materiales cristalinos, de tal forma que ellos mismos originan una polarización eléctrica, es decir, generan cargas de signo opuesto en sus superficies límites, cuando son sometidos a tensiones mecánicas. Este efecto recibe el nombre de efecto piezoeléctrico directo y permite realizar receptores a partir de materiales piezoeléctricos.

El mismo material también experimenta el efecto piezoeléctrico inverso consistente en la deformación mecánica del material cuando se le somete a un campo eléctrico o a una diferencia de potencial entre dos de sus superficies. Esta propiedad permite realizar emisores; obsérvese que el mismo material piezoeléctrico presenta los efectos piezoeléctrico directo e inverso, así que podrá actuar como receptor y como emisor.

Existe una amplia gama de materiales piezoeléctricos disponibles para la fabricación de transductores de ultrasonidos los cuales difieren en cuanto a la sensibilidad, firmeza,

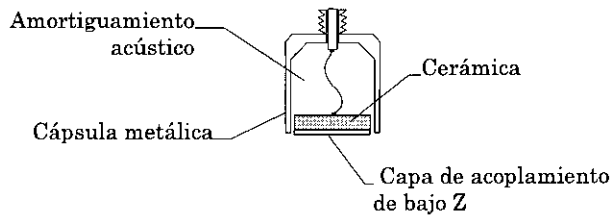


Figura 1-18: Diagrama básico de un transductor piezoeléctrico multicapa.

rangos de fuerzas, alinealidades, y a pérdidas mecánicas [Bau, 1994] y se los puede clasificar en tres grandes grupos:

- *Los monocristales.* Tales como el cuarzo cuyo comportamiento piezoeléctrico es natural.
- *Las cerámicas anisotrópicas.* Como el Titanato de Bario o el Titanato-Zirconato de Plomo (PZT). Las cerámicas piezoeléctricas pueden considerarse como un conjunto de pequeños cristales orientados de forma aleatoria. Para conseguir el comportamiento piezoeléctrico, en el proceso de fabricación son colocadas en un campo eléctrico intenso a una temperatura cercana a la de Curie, con lo cual se consigue la polarización del material. Una vez enfriado el material y anulado el campo eléctrico, los dipolos no vuelven a su posición original, esto es lo que se conoce como polarización remanente de los materiales cerámicos. Estas cerámicas presentan una serie de ventajas sobre los cristales tradicionales, tales como una mayor robustez física, el hecho de ser químicamente inertes y la inmunidad a la humedad y a otros agentes atmosféricos. En estos materiales, sin embargo, se presenta un efecto de envejecimiento que depende de la temperatura de utilización, de la tensión de excitación y del esfuerzo mecánico al que se lo somete [Martín, 1990].

El problema fundamental de los transductores piezoeléctricos basados en cerámicas para su utilización en el aire, es su mal acoplamiento acústico al medio, debido al gran desacople de impedancias mecánicas entre el material cerámico y la carga, en este caso el aire. Valores típicos de las impedancias acústicas de estas cerámicas están en el orden de los 30 Mrayls ($1 \text{ Mrayl} = 10^6 \text{ Kg /m}^2 \text{ s}$), en contraste con la impedancia acústica del aire, la que se encuentra en el orden de los 415 Rayls.

Un esquema de construcción de este tipo de transductores puede verse en la Fig.1-18. Un material de alto amortiguamiento acústico (“backing”) se adhiere a la parte trasera del elemento piezoeléctrico para ensanchar su banda frecuencial [Bjorno, 1988], [SanEmeterio, 1988a] y por lo tanto acortar su respuesta impulsional; mezclas de polvo de tungsteno y epoxy, gomas o espumas son los materiales más utilizados como amortiguadores; la utilización de estos materiales amortiguadores reduce el valor de Q , esto es el factor de calidad del sistema mecánico, lo que conduce a una menor amplitud de la señal emitida; la contrapartida por pulsos más cortos consiste en una menor eficiencia en el proceso de conversión. Miller analiza el efecto de los amortiguadores pasivos y explica

que la relación señal ruido del transductor se ve degradada en función del grado de amortiguamiento, y propone un sistema de amortiguamiento activo basado en amplificadores operacionales de transconductancia [Miller, 1984].

Para optimizar la transferencia de energía desde el disco a la carga, se adhieren en la cara frontal capas elásticas de adaptación de las impedancias acústicas cerámica-aire. El espesor de la capa debe ser un múltiplo de $\frac{\lambda}{4}$ (λ es la longitud de onda en el material), y la impedancia acústica del material debe estar muy próxima a la media geométrica de la impedancia acústica de la cerámica y la del aire. La capa de adaptación, con una impedancia acústica específica de valor intermedio entre la del material piezoeléctrico y la carga, actúa como un transformador mecánico, provocando que al transductor se le presente una carga de mayor impedancia.

Un transductor comercialmente disponible el E-188/220 de Massa Corp., utilizado en algunas de las experiencias realizadas en este trabajo, posee una estructura de este tipo. Algunos autores utilizan más que una capa de adaptación de impedancias, Silk por ejemplo, utiliza dos de estas capas de adaptación [Silk, 1984]. Las impedancias de las capas a y b deben ser calculadas por:

$$Z_a = Z_L^{3/7} Z_D^{4/7} \quad Z_b = Z_L^{6/7} Z_D^{1/7} \quad (1.28)$$

Donde Z_L y Z_D son las impedancias acústicas de la carga y del disco respectivamente.

Otro esquema es el utilizado por Kleinschmidt y colaboradores, quienes han construido un transductor para su utilización en el aire, intercalando varias capas de cerámicas y polímeros [Kleinschmidt, 1985], [Möckl, 1990]. Diseñando correctamente los espesores de la cerámica y del polímero, las propiedades electromecánicas de la cerámica pueden ser combinadas con las buenas propiedades de adaptación acústica del polímero para lograr un mejor rendimiento del transductor; esto es, conseguir mejorar la sensibilidad y el ancho de banda del transductor. Según datos publicados por estos autores consiguen aproximadamente un rango de frecuencias útil comprendido entre los 100 y 300 kHz; pero debido a su constitución, el transductor posee mayor sensibilidad en emisión en una determinada posición (las láminas del transductor en paralelo) y mayor sensibilidad en recepción en una posición perpendicular a la anterior (láminas en serie), lo que obliga a utilizar un elemento emisor y otro como receptor. A pesar de haber mantenido contactos con estos autores para la obtención de este transductor, el L2QZ, este no está disponible.

- *Los polímeros.* Especialmente el PVDF el cual adquiere sus propiedades piezoeléctricas después de un tratamiento especial, (sección 1.4.1). El origen de la piezoelectricidad en el PVFD no es aún bien comprendido y según Cohen el modelo del "dipolo" es el más aceptado [Cohen, 1997]. Este material es un semicristal, la mitad de su estructura es cristalina y la otra mitad amorfa.

Como puede observarse en la tabla 1-1, el PVDF presenta una constante piezoeléctrica de -33 pC/N lo cual es bastante alto. La constante d_{33} es negativa, lo cual significa, que al aplicar un campo eléctrico en la dirección de polarización causa un decrecimiento en el espesor de la película. La temperatura de Curie del

Tabla 1-1: Valores de las constantes piezoeléctricas de algunos materiales

Material	Constante Dieléctrica relativa, (ϵ/ϵ_0)	Constante Piezoeléctrica d_{33} (pC/N)	Tensión Piezoeléctrica/ Volt (g_{33}) 10^{-3} Vm/N
BaTiO ₃	1700	191	12.6
Cuarzo	4.5	2.1 (d_{11})	50.0 (g_{31})
PVDF	13	-33	-339.0
PZT4	1300	289	25.1

PVDF es de aproximadamente 110°C lo cual lo hace atractivo para utilización aún a temperaturas relativamente elevadas.

La utilización del PVDF permite aliviar la fuerte relación de compromiso existente entre sensibilidad y ancho de banda de los transductores piezoeléctricos convencionales basados en cerámicas; con estos materiales es posible, hoy en día, obtener una buena sensibilidad manteniendo las prestaciones en cuanto a ancho de banda se refiere [Cohen, 1997]. Debido al pequeño desplazamiento en modo espesor, los emisores para aire construidos de PVDF explotan el efecto de acoplamiento transversal entre el espesor y la longitud de la lámina [Bjorno, 1988].

1.4.3.5 Directividad del transductor

Los emisores directivos presentan la propiedad de emitir energía concentrada en conos. Cuando el transductor actúa como receptor, éste posee sensibilidad variable con la dirección de incidencia de la onda de presión. El comportamiento puede ser explicado analizando el modelo del generador ideal conocido como pistón plano.

Se trata de una superficie rígida que oscila de forma armónica generando ondas mecánicas. El modelo asume que el pistón se encuentra inmerso en una pantalla infinita, existiendo propagación de ondas en el semiespacio frontal. Debido a la rigidez de la pantalla infinita, todos los puntos de la fuente se mueven solidariamente o en fase. Esto hace que el pistón sea una fuente coherente de ondas.

En el llamado campo lejano, o sea, para una distancia r , mucho mayor que el radio del pistón; el campo de presión, resultante de una excitación armónica, puede ser expresado de forma aproximada por:

$$\rho(r, \theta, t) = \frac{P_0}{r} e^{j(\omega t + kr)} \left[2 \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \right] \quad (1.29)$$

P_0 = constante

a = radio del pistón

J_1 = función de Bessel de primer orden y de orden 1.

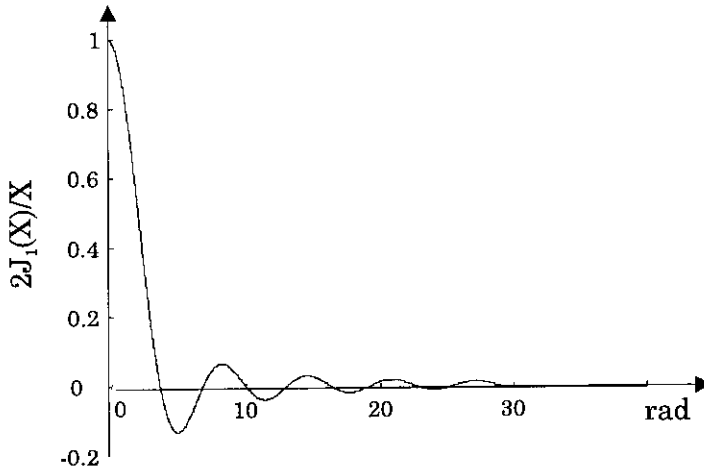


Figura 1-19: Función de directividad de un pistón plano.

Analizando la expresión (1.29), vemos que P_0/r es la amplitud de la onda de presión, cuyo valor se atenúa con el inverso de r , la parte exponencial representa a la onda que se propaga en el tiempo y en el espacio. El último término es conocido como factor de directividad (FD) de la fuente de ondas.

La influencia de este término puede ser mejor entendida analizando la función:

$$f = 2J_1(x)/x \quad (1.30)$$

Cuyo gráfico se muestra en la Fig.1-19, esta función tiende a 1 cuando x se hace cero, y para otros valores puede ser interpretado como una senoide fuertemente amortiguada, cuya frecuencia es ligeramente decreciente. Esto significa que si nos moviéramos sobre un arco de circunferencia enfrente del pistón, la intensidad de presión generada alcanzará un máximo cuando estemos colineales con el eje de simetría del pistón, decayendo conforme nos apartáramos del eje acústico, lo que conforma el lóbulo de vibración del transductor.

La directividad de la fuente de ondas puede ser expresada por el ángulo sólido comprendido entre 0 y el primer ángulo θ en que no existe propagación de ondas (FD = 0). Puede verificarse que esta dirección es dada por:

$$\sin \theta = 0.61 \frac{\lambda}{a} \quad (1.31)$$

En la ecuación anterior puede notarse que si λ fuese mucho mayor que el radio a del transductor, el término de la derecha resultará mayor que uno y no existiría solución para θ con lo cual solo se tendría el lóbulo principal. Para esta situación no se puede definir la directividad a través de la dirección en la que no existe propagación. Por ese motivo, la directividad es representada por el ángulo en que la intensidad emitida se

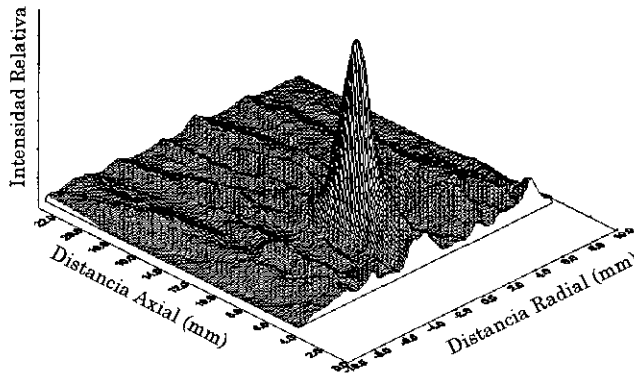


Figura 1-20: Campo de presión acústica producido por un transductor focalizado, extraído de [Schindel, 97].

reduce a la mitad de su valor máximo -3 dB, con lo cual queda expresada por:

$$\sin \theta = 0.35 \frac{\lambda}{a} \quad (1.32)$$

Concluyendo, se pueden diseñar transductores con diferentes factores de directividad a partir de la relación entre la frecuencia de operación y de las dimensiones del transductor.

Enfoque de los transductores de ultrasonidos. En algunas aplicaciones el hecho de que la energía acústica sea radiada en forma de cono puede no ser apropiado, debido a la falta de resolución espacial del sistema sensorial. Para ello existen varios métodos de enfocar la energía del haz emitido. Un método consiste en utilizar cerámicas piezoeléctricas curvadas, con forma de casquetes esféricos o mosaico de cerámicas, que actúan como lentes. En ese sentido diferentes configuraciones de transductores enfocados, para su utilización en el aire, pueden ser consultadas en [Loertscher,1997].

Schindel y colaboradores, utilizan una placa de anillos concéntricos, fabricada utilizando técnicas litográficas, la cual es colocada frente a un radiador de ondas planas, construido con las técnicas descritas en la sección 1.4.3.4; la distancia de enfoque del haz es dependiente de la frecuencia de excitación y de la geometría [Schindel, 1997]. Los autores utilizan una frecuencia de 580 kHz, con la que obtienen una distancia focal de 7.5 mm, y un haz de 600 micras de diámetro, siendo la distancia axial sobre la cual el campo se mantiene intenso de aproximadamente 3 mm, Fig.1-20.

Bryant describe varios métodos de enfoque del haz, utilizando ya sean transductores curvados (lentes acústicas) o matrices de transductores cuya secuencia de excitación se controla electrónicamente [Bryant, 1984].

1.4.3.6 Análisis de superficies con ultrasonidos

La utilización de técnicas ultrasónicas para la inspección de medios internos sólidos y fluidos con contacto directo con sus superficies externas, viene siendo objeto de investigación durante años, como es el caso de la microscopia acústica, la ecografía médica y los ensayos no destructivos. Sin embargo, las técnicas sin contacto; esto es, a través del aire, se puede decir que están escasamente exploradas. Salvo excepciones, la mayor parte de las aplicaciones en esta área utilizan la técnica pulso-eco, y la mayoría de las realizaciones de los sistemas ultrasónicos, han sido orientadas a la medición de distancias, detección de obstáculos, conteo y clasificación de piezas, o la simple detección de presencia de objetos [Martín, 1990], [Vargas, 1996a], [Ceres, 1998].

Recientemente se ha desarrollado un importante esfuerzo de investigación con relación al reconocimiento de objetos y la reconstrucción-identificación de entornos; sin embargo en la inspección de superficies relativamente pocos trabajos han sido publicados. Por ejemplo en [Lynnworth, 1989] se mencionan algunos análisis de reflectividad de superficies rugosas realizadas por Blessing. En [Whitehouse, 1994] también se hace mención que los ultrasonidos constituyen un método alternativo de inspección aunque manifiesta la necesidad de frecuencias muy elevadas y la falta de resolución espacial.

Muchos de los estudios realizados acerca de la reflexión en superficies están orientados al diseño de difusores para el acondicionamiento acústico de salas [D'Antonio, 1992b], [D'Antonio, 1992a], [Dalenbäck, 1994] por citar algunos.

Tardy y colaboradores consiguen caracterizar el acabado de superficies, analizando la variación de la velocidad de las ondas de Rayleigh. A este efecto utilizan un transductor enfocado, de forma esférica, de radio de curvatura igual a 10 mm, siendo la frecuencia de operación de 20 MHz. Midiendo las velocidades de las ondas de Rayleigh sobre diferentes superficies, han observado que la velocidad es función del grado de acabado de la superficie. Con este sistema, los autores, consiguen caracterizar rugosidades de 0.28 μm , 0.6 μm y 2.03 μm respectivamente [Tardy, 1995].

1.5 Conclusiones del capítulo

En este primer capítulo, se propone unos criterios de clasificación para los sistemas sensoriales que consideran la estrategia de captación y la interacción con el medio; lo que supone una evaluación más integral que los recogidos en la bibliografía. Se realiza además, un estudio bibliográfico de los principios de funcionamiento y de diseño de tres tipos de sistemas sensoriales que pueden ser utilizados para obtener características superficiales de objetos; los táctiles, los ópticos y los basados en técnicas ultrasónicas.

Se ha visto, que con los sistemas sensoriales ópticos se pueden lograr resoluciones del orden de las micras, pudiendo obtenerse de esta forma información muy detallada de la superficie de los objetos. Sin embargo, generan una cantidad considerable de datos de muy distinta naturaleza (cromáticos, geométricos, etc.) que deben ser procesados para la obtención de parámetros superficiales. Las técnicas ópticas pueden presentar dificultades para su utilización en determinadas situaciones, tales como, superficies muy pulidas o en entornos no adecuados a la propagación de la luz.

Cuando se quiere obtener una caracterización más global de las superficies, las técnicas en las que no se enfoca el haz resultan atractivas, ya que con ellas, se obtiene información acerca de un volumen determinado. A ese respecto, los ultrasonidos resultan una alternativa interesante si se considera el rango de longitudes de onda en el que se puede operar en aire, lo que ha motivado su estudio.

En relación a la propagación de ondas acústicas en el aire, se ha cuantificado y comprobado la escasa importancia del coeficiente de atenuación molecular en la atenuación de la señal en el medio. Para ello, se ha desarrollado una expresión para el coeficiente α , en la que se han combinado expresiones matemáticas que modelan el comportamiento de variables físicas del aire, con datos experimentales. A fin de cuantificar la variación del coeficiente de atenuación, se ha realizado un estudio del comportamiento del mismo en función de los parámetros del medio de propagación, tales como la temperatura y la humedad.

Se ha realizado además, un estudio bibliográfico del principio físico de funcionamiento y de los detalles de construcción de transductores de ultrasonidos para aplicaciones en aire. La mayoría de los transductores de ultrasonidos diseñados para su utilización en aire son de banda estrecha. Una consecuencia directa de la limitación del ancho de banda es que los pulsos emitidos por estos transductores tienen una duración relativamente larga, lo que puede ocasionar que ecos provenientes de dos o más objetos próximos entre sí se interfieran mutuamente. Esto ocurre siempre que la distancia entre los objetos sea menor que la duración del pulso. Se ha visto, que en la actualidad se viene realizando bastante esfuerzo de investigación en temas relacionados a la construcción de transductores de mayor sensibilidad y ancho de banda, con lo cual se ganará en dos aspectos fundamentales: la cantidad de información, relacionada directamente con el ancho de banda de la señal, y la calidad de la misma, o sea, una mejor relación señal/ruido (S/R). La producción de estos dispositivos creará nuevos campos de aplicación para los ultrasonidos en el aire.

Si los ecos se encuentran acoplados en la señal, resulta difícil la separación de cada componente de forma directa, motivo por el cual hay que recurrir a técnicas de procesamiento de señal que en principio no son triviales, ya que su correcta elección presupone un elevado conocimiento de la física de generación, propagación y reflexión de las ondas ultrasónicas.

Capítulo 2

Análisis del proceso de emisión/recepción. Validación experimental con diferentes reflectores

A fin de tratar de extraer el máximo de información del entorno, utilizando ultrasonidos, resulta fundamental conocer y modelar los diferentes mecanismos que intervienen en la formación de la señal de eco. En este capítulo, a partir de la formulación matemática del principio de Huygens y utilizando el método de la integral de convolución propuesto por Stepanishen en 1971, se desarrollan los algoritmos necesarios para sintetizar señales de eco en procesos de reflexión sobre objetos de geometría simple.

La integral de convolución o respuesta espacial al impulso, permite tratar por separado los efectos de la geometría, contenidos en la respuesta al impulso (R.I), de los del proceso de conversión electromecánica de la señal. Se describe el método de la R.I para un sistema emisor de perfil arbitrario y se lo particulariza para el caso de un pistón circular plano, por ser ésta la geometría de los transductores utilizados en las experiencias realizadas. Se efectúa además, el análisis del campo acústico en emisión/recepción para varias configuraciones de los elementos transductores y diferentes objetos reflectores, validando los resultados obtenidos a partir del modelo teórico, con comprobaciones experimentales.

2.1 Introducción

Nuestro principal objetivo en este capítulo es modelar la señal eléctrica generada por un transductor circular de dimensiones finitas, originada en el proceso de emisión/recepción, en régimen transitorio para medios fluidos homogéneos e ideales, debido a la reflexión de ondas acústicas sobre objetos de geometría simple. El conocimiento de los mecanismos de

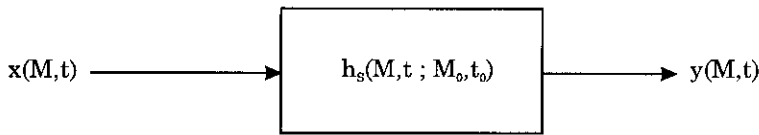


Figura 2-1: Diagrama de un sistema lineal variable en el tiempo y espacio.

formación de la señal de eco y de la influencia de los transductores, se hacen necesario a fin de cuantificar tanto la cantidad como la calidad de información que pueden extraerse de la reflexión de ondas acústicas sobre un objeto. Información que puede resultar útil en el ámbito de la automatización industrial para un gran número de posibilidades tales como: detección, localización precisa, identificación de formas, inspección de piezas, extracción de perfiles, etc.

Aunque soluciones analíticas exactas puedan ser obtenidas para reflectores simples, tales como círculos, esferas o cilindros; cuando los reflectores son de geometría más compleja y más aún cuando sus contornos o irregularidades son de difícil modelado, el planteamiento del problema se hace más complejo y a veces inabordable [Kino, 1987]. Sin embargo, un estudio de la reflexión de ondas acústicas sobre objetos de geometría simple es fundamental para el entendimiento del fenómeno de la reflexión en objetos de geometría más compleja. No se pretende realizar una descripción detallada del campo en diversas condiciones, sino sentar las bases teóricas necesarias para el desarrollo del presente trabajo. Exposiciones más detalladas pueden ser encontradas en [Ristick, 1983], [Kino, 1987], [Ziomek, 1995] y en varios de los trabajos recogidos en la bibliografía que presentamos.

En este trabajo nos interesa modelar el proceso de emisión y recepción de ondas acústicas desde la perspectiva de los sistemas lineales, para poder analizar el proceso como un sistema entrada-salida. Consideremos un sistema lineal de dos variables, una espacial y otra temporal, representado por el diagrama de la Fig.2-1, el cual es totalmente caracterizado por su función respuesta al impulso, $h_S(\vec{M}, t; \vec{M}_0, t_0)$, la que describe la respuesta del sistema en el tiempo t y en la posición $\vec{M}(x, y, z)$, debido a la aplicación de un impulso unitario en t_0 y en la posición $\vec{M}(x_0, y_0, z_0)$

Si el sistema es causal, entonces $h_S(\vec{M}, t; \vec{M}_0, t_0) = 0$ para $t < t_0$, lo que significa que el sistema no puede responder antes de que se le aplique una señal a la entrada. La relación entre la señal de entrada $x(\vec{M}, t)$ y la señal de salida $y(\vec{M}, t)$ viene expresada por:

$$y(\vec{M}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(\vec{M}_0, t_0) h_S(\vec{M}, t; \vec{M}_0, t_0) d\vec{M}_0 dt_0 \quad (2.1)$$

La relación de entrada/salida dada por la ecuación (2.1) es aplicable a cualquier sistema lineal, variante en el tiempo y en el espacio, que pueda ser modelado por una ecuación diferencial en derivadas parciales. La ecuación anterior puede ser reescrita como:

$$y(\vec{M}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(\vec{\xi}, \alpha) h_S(\vec{M}, t; \vec{\xi}, \alpha) d\vec{\xi} d\alpha \quad (2.2)$$

y si la señal de entrada es un impulso unitario aplicado al sistema en la posición $\vec{\xi} = \vec{M}_0$ y en el instante $\alpha = t_0$, tal que:

$$x(\vec{\xi}, \alpha) = \delta(\vec{\xi} - \vec{M}_0, \alpha - t_0) \quad (2.3)$$

Substituyendo la ecuación (2.3) en la (2.2) y haciendo uso de la propiedad de desplazamiento de la función impulso se obtiene:

$$y(\vec{M}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\vec{\xi} - \vec{M}_0, \alpha - t_0) h_S(\vec{M}, t; \vec{\xi}, \alpha) = h_S(\vec{M}, t; \vec{M}_0, t_0) \quad (2.4)$$

El proceso de emisión/recepción en régimen transitorio, de ondas acústicas de pequeña amplitud, puede ser analizado desde el punto de vista de la teoría de los sistemas lineales. Un sistema acústico puede ser modelado como la convolución en cascada de un grupo 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, debido a la presencia de un objeto de dimensiones finitas.
- La propagación del frente de onda modificado por el objeto hasta un elemento receptor.
- La conversión de energía acústica en eléctrica por un transductor de dimensiones finitas.

Para representar el sistema de emisión/recepción a través de su función respuesta al impulso, se requiere obtener la respuesta al impulso de cada una de las etapas que intervienen en el proceso. A continuación pasamos a modelar el proceso de emisión de ondas acústicas utilizando un transductor de dimensiones finitas.

2.2 Modelo del proceso de emisión de ondas

Existen básicamente dos enfoques para el estudio de la reflexión de ondas acústicas. Una de ellas, basada en la solución de la ecuación de ondas y que denominaremos en este trabajo de física acústica, siendo el otro basado en la teoría de rayos, el cual denominaremos de acústica geométrica.

De acuerdo con el principio de Huygens, todos los puntos de un frente de onda pueden ser considerados como fuentes puntuales de ondas esféricas [French, 1995]. Este principio

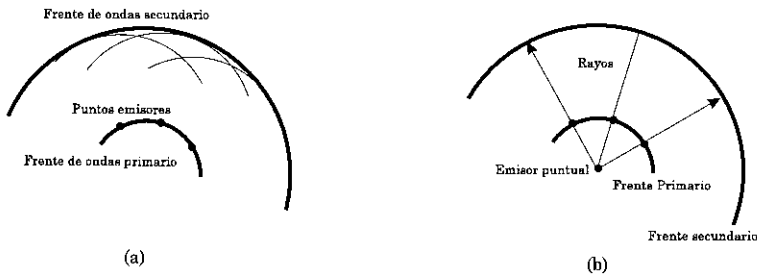


Figura 2-2: Ilustración del principio de Huygens (a) Física acústica. (b) Acústica geométrica.

explica con relativa sencillez el hecho de que un frente de onda circular libre da lugar a un frente de onda circular subsiguiente y que un frente de onda recto da origen a un frente de onda también recto, siendo el frente de onda secundario construido como la envolvente de las ondas esféricas secundarias, Fig. 2-2 (a). La acústica geométrica utiliza rayos en vez de frentes de ondas para postular la correspondencia punto a punto entre posiciones sucesivas del frente de onda, Fig. 2-2 (b).

Ambos enfoques resultan interesantes dependiendo del tipo de problema a solucionar y han sido varios los autores que realizaron estudios acerca de estos temas. Desde el punto de vista geométrico, en el cual no se tiene en cuenta el fenómeno de la interferencia de ondas, podemos citar a [Chapman, 1971], [Ermolov, 1972], [Martín, 1990]; con este método se puede analizar la intensidad del campo acústico debido a la reflexión en objetos de geometría sencilla y axiales al eje de propagación (plano infinito, cilindros, esferas, etc.). Siendo la reflexión, proveniente de un frente de onda originado a partir de una excitación armónica, resultando dicho frente de onda de una geometría definida (frente de onda plano, esférico o cilíndrico). Este enfoque resulta útil cuando el objeto a inspeccionar se encuentra en la región conocida como campo lejano del transductor, pero produce errores en la zona conocida como campo próximo o cuando el objeto no se encuentra en el eje del transductor, por no considerar los efectos de la interferencia de ondas y por ende de la redistribución espacial de la energía. Como resultado de esto, se obtienen valores aproximados de la intensidad del campo en distintos puntos del medio, no siendo posible interpretar formas de ondas, analizar superficies complejas y ecos provenientes de varios objetos. Si se tiene en cuenta el fenómeno de la interferencia de ondas, se intenta determinar el campo considerando la forma y posición, tanto del transductor como del objeto reflector, así como la forma de la señal de excitación (siendo ésta por lo general, de duración limitada).

Para ilustrar las diferencias entre ambos enfoques, se ha representado en la Fig.2-3, la distribución del campo de presión enfrente a una apertura rectangular, para una distancia suficientemente alejada, cuando una onda plana incide sobre ella, considerando ambos enfoques. Cabe resaltar que la distribución de campo, en el caso de la acústica ondulatoria, dependen tanto del tamaño de la apertura, así como de la longitud de onda de la señal incidente. Los ceros que se observan en la Fig.2-3, se presentan para direcciones tales que la diferencia de caminos desde los dos lados de la apertura es una

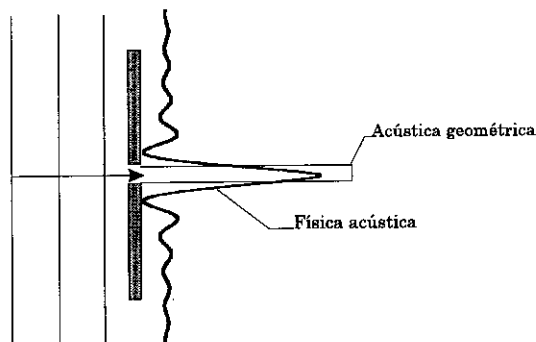


Figura 2-3: Comparación entre los resultados de la acústica geométrica y ondulatoria.

longitud de onda. En la literatura especializada existen diferentes métodos para analizar el campo acústico en régimen transitorio de un sistema acústico, podemos citar por ejemplo, la integral de King, el método de Schoch, el de la convolución etc. Todos ellos se derivan a partir de la ecuación de ondas, con condiciones iniciales y de frontera determinadas. Una excelente revisión de estos métodos están recogidos en los trabajos de Harris [Harris, 1981].

La respuesta en frecuencia de un transductor de ondas acústicas constituye un proceso físico complejo, que se ve afectado, como ya lo hemos visto en el primer capítulo, por: (i) el comportamiento mecánico de la membrana (masa, espesor, amortiguamiento, etc.) y (ii) por las dimensiones geométricas del transductor, siendo éste último factor conocido como efecto de difracción [Bau, 1994]. El método utilizado en este trabajo para plantear la solución del problema, consiste en tratar por separado los diferentes fenómenos físicos que intervienen en el proceso. El método de la convolución o respuesta al impulso, nos permite realizar este tratamiento, motivo por el cual ha sido seleccionado para el desarrollo de este trabajo.

2.2.1 Ecuaciones matemáticas fundamentales

La propagación de señales acústicas de pequeña amplitud en medios fluidos homogéneos e ideales, puede ser descrita mediante la ecuación lineal de onda tridimensional, la cual es obtenida combinando tres leyes fundamentales: (i) la ley de Newton, (ii) la ley de conservación de la masa, y (iii) la ecuación fundamental de los gases [Ziomek, 1995].

$$\nabla^2 \phi(\vec{M}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \phi(\vec{M}, t) = x(\vec{M}, t) \quad (2.5)$$

Donde $\phi(\vec{M}, t)$, en $m^2 s^{-1}$, es el potencial de velocidad en la posición $\vec{M} = (x, y, z)$ y en el tiempo t ; $x(\vec{M}, t)$ es la señal acústica de entrada al medio en s^{-1} . A partir de la teoría clásica del sonido en un fluido, la presión instantánea $p(\vec{M}, t)$, producida por una onda

ultrasónica en su propagación puede ser expresada por:

$$p(\vec{M}, t) = \rho_0 \frac{\partial \phi(\vec{M}, t)}{\partial t} \quad (2.6)$$

siendo ρ_0 la densidad en equilibrio del medio. El potencial de velocidad está relacionado con la velocidad de la partícula $\vec{V}(\vec{M}, t)$ a través del operador gradiente:

$$\vec{V}(\vec{M}, t) = -\nabla \phi(\vec{M}, t) \quad (2.7)$$

Para el caso de un pistón plano, uniformemente excitado de área A , localizado en el plano $Z = 0$ y rodeado por una pantalla rígida e infinita, Fig.2-4 (a), $\phi(\vec{M}, t)$ viene expresada por la integral de Rayleigh:

$$\phi(\vec{M}, t) = \int_A \frac{V_n(\vec{M}_0, t - r/c)}{2\pi r} dA \quad (2.8)$$

Donde r es la distancia que separa al punto $\vec{M}$, en el que se desea calcular el campo, del punto $\vec{M}_0$ del pistón; siendo c , la velocidad del sonido. La velocidad del pistón es normal a la superficie del plano y viene descrita por la función $V_n(\vec{M}_0, t)$.

La ecuación (2.8), es la formalización matemática del principio de Huygens, y se la conoce como “*Expresión de Rayleigh para excitación arbitraria*”, la cual establece que todos los puntos de un transductor finito, pueden ser considerados como fuentes de ondas secundarias; y que el campo generado por el emisor puede ser construido por la superposición lineal del campo, producido por cada una de las fuentes secundarias [Harris, 1981].

2.2.2 Campo acústico producido por dos emisores puntuales

Consideremos un transductor puntual situado en el punto $\vec{M}_1$, Fig.2-4 (b), el cual vibra con una velocidad $V(t)$. El campo de velocidad propagado por el medio hasta el punto $\vec{M}$, puede ser expresado por:

$$V_n(\vec{M}, t) = \delta(\vec{M} - \vec{M}_1)V(t) \quad (2.9)$$

Utilizando las propiedades de la función impulso $\delta(\vec{M} - \vec{M}_1)$, la ecuación (2.8) puede ser expresada por:

$$\phi(\vec{M}, t) = \frac{V(t - r_1/c)}{2\pi r_1} \quad (2.10)$$

La cual representa una onda esférica emitida desde $\vec{M}_1$. Podemos considerar que (2.10) describe un sistema lineal cuya entrada es $V(t)$ y cuya salida es $\phi(\vec{M}, t)$, y puede

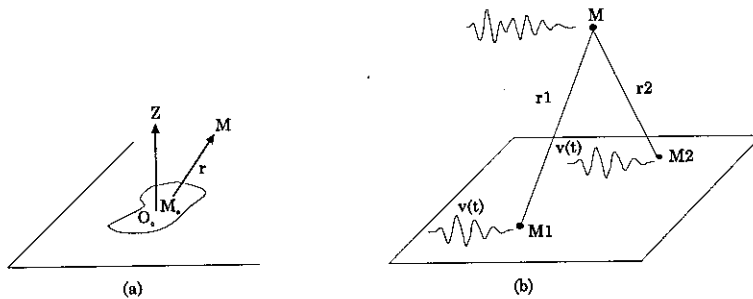


Figura 2-4: (a) Geometría para el pistón plano. (b) Puntos emisores.

observarse que excepto por un factor de amplitud y un retardo, la entrada y la salida tienen la misma forma de onda. La función que relaciona el potencial de velocidad $\phi(\vec{M}, t)$ con la función de excitación del emisor $V(t)$ será denominada a partir de ahora como función de difracción.

Consideremos ahora un transductor formado por dos puntos emisores M_1 y M_2 , Fig.2-4 (b), lo cual se corresponde con el clásico experimento de la doble rendija en Óptica. La función $V_n(\vec{M}, t)$ puede ser escrita como:

$$V_n(\vec{M}, t) = ((\delta(\vec{M} - \vec{M}_1) + \delta(\vec{M} - \vec{M}_2))V(t) \quad (2.11)$$

siendo $\vec{M}_1$ y $\vec{M}_2$ las coordenadas de los puntos emisores. En esta configuración $\phi(\vec{M}, t)$ puede ser obtenido por la superposición de los campos producidos por cada punto emisor por separado:

$$\phi(\vec{M}, t) = \frac{V(t - \tau_1)}{2\pi r_1} + \frac{V(t - \tau_2)}{2\pi r_2} \quad (2.12)$$

siendo $\tau_i = r_i/c$ y $r_i = |\vec{M}\vec{M}_i|$. La forma de onda de $\phi(\vec{M}, t)$ es diferente al de $V(t)$. Esto es debido al hecho de que la suma de dos versiones retardadas de $V(t)$ da como resultado una onda que es diferente tanto en forma como en espectro, de la onda original. La diferencia espectral entre $V(t)$ y $\phi(\vec{M}, t)$, puede ser modelada como el efecto de un filtro lineal, cuya función de transferencia es dependiente de la posición del punto donde se quiere calcular el campo.

Para el caso de dos emisores puntuales excitados por una onda sinusoidal coherente, $V(t) = V_0 \cos(2\pi f t)$, la suma de versiones retardadas lleva siempre a una forma de onda sinusoidal, $\phi(\vec{M}, t) = A(\vec{M} \cos 2\pi f t + \varphi(\vec{M}))$, cuya amplitud y fase son dependientes de la diferencia $(\tau_2 - \tau_1)$. Esto es, el efecto de la difracción aparece únicamente como una modulación espacial de la amplitud y fase del patrón de ondas sinusoidal.

Para excitaciones pulsadas, el efecto de la función de difracción es el de un filtro dependiente de la posición del punto y se puede definir la respuesta al impulso de la función de difracción, para cada uno de los puntos del espacio. Este enfoque nos permite

interpretar el campo producido por un transductor como un proceso de convolución en el tiempo.

Dicho de otra forma el efecto de la función de difracción, para el caso en que el emisor y objeto se encuentren en reposo, puede ser interpretado como el de un filtro invariante en el tiempo y variante en el espacio. A continuación extenderemos este enfoque a una distribución continua de puntos emisores.

2.2.3 Respuesta espacial al impulso de un pistón plano. Método de Stepanishen para el cálculo de la RI

Limitando el estudio a la vibración de superficies planas en modo espesor, la función $V_n(\vec{M}_0, t)$ es separable y puede ser escrita como:

$$V_n(\vec{M}_0, t) = O(\vec{M}_0)V(t) \quad (2.13)$$

Lo cual indica que la velocidad puede tener distintas amplitudes en cada punto emisor $O(\vec{M}_0)$, pero que su forma temporal $V(t)$ es uniforme en todos los puntos de la superficie radiante; esto es ligeramente diferente al enfoque presentado por Stepanishen, en el cual se asume la vibración uniforme de toda la superficie radiante [Stepanishen, 1971], [Fink, 1984], [Gómez, 1990]. En la ecuación (2.8), la dependencia temporal de $V_n(\vec{M}_0, t - r/c)$ puede ser expresada por:

$$V(t - r/c) = \int_{-\infty}^{\infty} V(\tau)\delta(t - r/c - \tau)d\tau \quad (2.14)$$

Sustituyendo (2.14) en (2.8) e intercambiando el orden de la integración, el resultado puede ser expresado por:

$$\phi(\vec{M}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} V(\tau) \int_A \frac{O(\vec{M}_0)\delta(t - r/c - \tau)}{2\pi r} dA d\tau \quad (2.15)$$

Definiendo la función $h(\vec{M}, t)$, como:

$$h(\vec{M}, t) = \int_A \frac{O(\vec{M}_0)\delta(t - r/c)}{2\pi r} dA \quad (2.16)$$

La velocidad potencial puede ser expresada como la convolución de $h(\vec{M}, t)$ con la forma de onda de la velocidad del pistón.

$$\phi(\vec{M}, t) = V(t) \otimes h(\vec{M}, t) \quad (2.17)$$

La expresión anterior pone de manifiesto las propiedades de linealidad y de invarianza temporal de (2.8). Si se considera que el radiador se comporta como un pistón, o lo que

es lo mismo, que todos sus puntos se mueven con la misma velocidad, y suponiendo la misma de valor unitario, la ecuación (2.16) se reduce a la expresión más conocida dada por Stepanishen [Stepanishen, 1971]:

$$h(\vec{M}, t) = \int_A \frac{\delta(t - r/c)}{2\pi r} dA \quad (2.18)$$

La función $h(\vec{M}, t)$ dada en la expresión anterior, es conocida como “*Respuesta Espacial a un Impulso*”, y expresa el potencial de velocidad creado en un punto $\vec{M}$ del espacio, al aplicar una excitación de velocidad, en forma de delta de Dirac en cada uno de los puntos de la superficie del transductor. Para cada punto $\vec{M}$ del espacio, $h(\vec{M}, t)$ es una función temporal dependiente tanto del perfil del transductor como de la posición del punto. Queremos resaltar el hecho de que el campo generado por una apertura radiante, es totalmente determinado por el conocimiento de la función $h(\vec{M}, t)$. Para el caso de excitación monocromática, $V(t) = V_0 e^{j2\pi f_0 t}$, la velocidad potencial del campo resulta en:

$$\phi(\vec{M}, t) = V_0 e^{j2\pi f_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f_0 \tau} h(\vec{M}, \tau) d\tau \quad (2.19)$$

La cual describe una función sinusoidal cuya amplitud es proporcional a la transformada de Fourier de $h(\vec{M}, t)$. Para calcular la RI de un pistón plano, existen diferentes métodos basados en consideraciones geométricas [Harris, 1981], [Fink, 1984], [Gómez, 1990]. Uno de esos métodos es el desarrollado por Stepanishen y colaboradores, denominado por Fink como el método del “observador local”, el cual explicamos a continuación:

Sea un pistón A de perfil arbitrario, cuya superficie es excitada por un impulso unitario de Dirac, en contacto con un medio fluido homogéneo y sin pérdidas; supongamos dicho pistón situado en el plano $Z = 0$, que se comporta como una pantalla rígida e infinita.

Sea $M(x, y, z)$ un punto cualquiera del semiespacio $Z > 0$, en el que se quiere calcular la perturbación y $M'(x, y, 0)$ la proyección de $M(x, y, z)$ sobre el plano $Z = 0$, Fig.2-5. En un instante determinado los únicos puntos del transductor que contribuyen al campo en M , son aquellos que se encuentran a una distancia $r = ct$ del punto M . Es decir, aquellos que se encuentran en la intersección de la superficie radiante A , y una esfera con centro en M y radio $r = ct$. Dicha intersección consiste en un arco de circunferencia de centro en M' y radio $\sigma(t)$ tal que:

$$\sigma^2(t) = r^2(t) - z^2 = (r(t) \sin \theta(t))^2 \quad (2.20)$$

Donde $\theta(t)$ es el ángulo que forma el radio con la perpendicular al plano $Z = 0$. Si llamamos $\Gamma(r)$ a la longitud del arco de intersección de la esfera de radio r y el transductor, y se toma un elemento de superficie diferencial $dA = \Gamma dr$ que se encuentra excitado en el instante t , se obtiene para la respuesta al impulso $h(\vec{M}, t)$:

$$h(\vec{M}, t) = \int_{\sigma_1}^{\sigma_2} \frac{\delta(t - r/c)}{2\pi r} \Gamma(r) dr \quad (2.21)$$

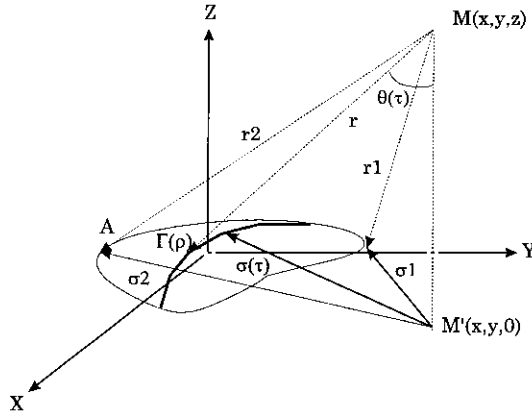


Figura 2-5: Pistón de geometría arbitraria y un arco de aportación simultánea al campo en M.

donde σ_1 y σ_2 se corresponden a los puntos más cercano y más lejano del pistón con respecto al punto M' , respectivamente. Teniendo en cuenta que de la ecuación (2.20), $rdr = \sigma d\sigma$ y que en un instante τ ;

$$r = c\tau = \frac{\sigma(c\tau)}{\sin \theta(c\tau)} \quad (2.22)$$

Efectuando un cambio de variables, la integral anterior puede ser puesta de la forma:

$$h(\vec{M}, t) = \int_0^\infty \frac{\Gamma(c\tau)}{2\pi\tau \sin \theta(c\tau)} \delta(t - \tau) d\tau \quad (2.23)$$

Por último, aplicando la propiedad de desplazamiento de la función delta de Dirac a (2.23), resulta la expresión dada por Stepanishen, [Stepanishen, 1971]:

$$h(\vec{M}, t) = \frac{\Gamma(ct)}{2\pi t \sin \theta(ct)} \quad (2.24)$$

Esta ecuación puede expresarse de forma más compacta en función de $\Omega(ct)$, ángulo con que un observador situado en M' ve al arco $\Gamma(ct)$, Fig.2-6. Dado que $\Gamma(ct) = \sigma\Omega(ct)$ y a partir de (2.23), resulta la expresión para la respuesta espacial a un impulso:

$$h(\vec{M}, t) = \frac{c}{2\pi} \Omega(ct) \quad (2.25)$$

Una primera interpretación de la ecuación (2.24) muestra que la respuesta a un impulso en un punto M , para el instante t , es proporcional a la longitud $\Gamma(ct)$ del arco formado por los puntos que contribuyen al campo en ese instante (Arco de aportación simultánea).

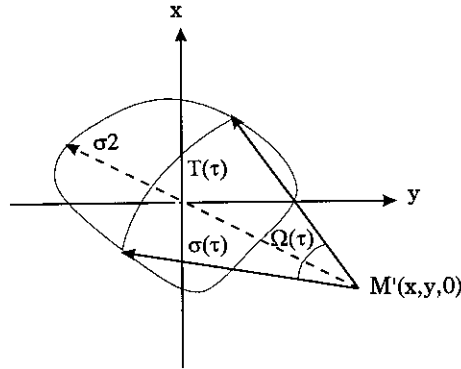


Figura 2-6: Ángulo con que un observador en $\vec{M}'$ ve al arco de aportación simultánea $\Gamma(ct)$.

El factor $1/(2\pi t)$, resulta del conocido comportamiento de una onda esférica divergente en expansión, y el factor $1/(\sin\theta(ct))$ indica que los puntos con menor inclinación θ contribuyen más intensamente a la formación del campo. Por otro lado, de la ecuación (2.25) se desprende que para cada instante t , la respuesta en un punto M debida a un impulso producido en el pistón, es proporcional al ángulo con el que un observador situado en la proyección del punto M (M'), ve el arco formado por los puntos de la fuente, que contribuyen al campo en ese instante. Dado que el máximo valor posible de $\Omega(ct)$ es 2π radianes, el mayor valor que se puede obtener es la velocidad c , de propagación del sonido en el fluido [Gómez, 1990].

2.2.4 Validación experimental del campo acústico generado por un pistón circular plano

En el apartado anterior hemos presentado el método propuesto por Stepanishen, [Stepanishen, 1971], para calcular la función de difracción de un pistón plano. Nosotros utilizaremos dicho método para el análisis del campo de presión y realizaremos una contrastación experimental del mismo. El método de la respuesta al impulso ha sido seleccionado, porque nos permite expresar el campo acústico generado como un proceso de convolución, entre la forma temporal de la onda de excitación y la geometría del sistema, lo cual facilita el análisis del campo, ya que podemos combinar toda la potencia de la teoría de ondas, con la elegancia de la teoría de los sistemas lineales.

Tanto el método de la convolución como el de la integral de Schoch toman como punto de partida la integral de Rayleigh y ambos métodos utilizan el enfoque del observador local, en el sentido de elegir un sistema de coordenadas centrado en el punto donde se desea calcular el campo acústico, siendo la diferencia fundamental el orden en que se efectúa una integral doble, lo que conduce a interpretaciones físicas distintas de los algoritmos [Harris, 1981], [Gómez, 1990].

En este trabajo los análisis de campo serán particularizados para el caso de un pistón

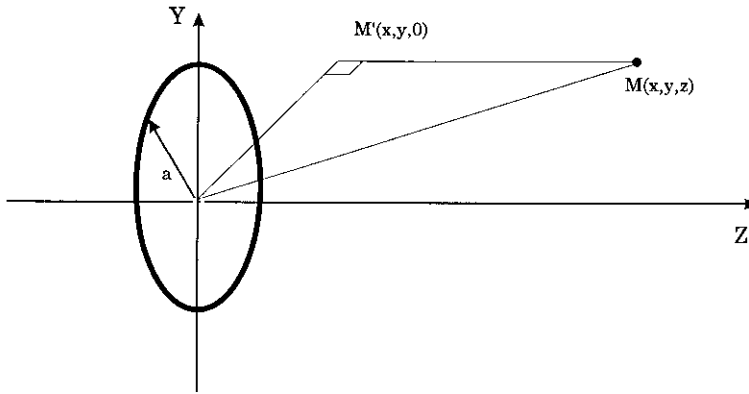


Figura 2-7: Geometría del pistón circular plano y un punto del espacio.

circular, Fig.2-7, por ser ésta la geometría de los transductores utilizados en la realización de las distintas experiencias; la del transductor capacitivo de Polaroid, de la serie 600, y el piezoeléctrico de Massa, el E188/220, ambos ampliamente utilizados en aplicaciones de automatización. A partir de ahora y en los siguientes capítulos en este trabajo, nos referiremos al transductor de Polaroid como capacitivo y al de Massa como piezoeléctrico. Todas las señales medidas y sintetizadas, así como los modelos obtenidos en este capítulo, han sido realizados considerando la geometría del transductor capacitivo.

Detalles de las características de los transductores utilizados y de la configuración del sistema de medida pueden ser consultados en el apéndice B. En los gráficos, serán utilizadas coordenadas normalizadas tanto para la RI (h/c), como para la presión debida al impulso ($p/\rho c^2$). El eje de abscisas será multiplicado por la velocidad de propagación del sonido (c), para expresarlo en unidades de distancia (mm).

2.2.4.1 Modelo utilizado en la síntesis de las señales de presión

Utilizando las expresiones (2.6) y (2.17), la presión generada en el punto de coordenadas $\vec{M}_p(x_p, y_p, z_p)$, por un pistón plano, puede ser expresada por:

$$p(\vec{M}, t) = \rho_0 \frac{\partial}{\partial t} (V(t) \otimes h(\vec{M}, t)) \quad (2.26)$$

La función $h(\vec{M}, t)$, será calculada utilizando el método de Stepanishen, recurriendo para ello al conocimiento de las dimensiones geométricas del transductor.

La función temporal de velocidad de los puntos de la membrana, puede ser calculada a partir del conocimiento de los parámetros del modelo de conversión electromecánica del transductor y del circuito de excitación o puede ser medida. Se ha optado por el segundo método, por ser éste más preciso. En la determinación de la velocidad hemos utilizado un micrófono, el 4135 de Brüel & Kjaer, cuya membrana posee un diámetro de 3.125

mm, [Brüel, 1982]. Sin embargo, cabe resaltar que la señal obtenida con el micrófono, es proporcional a la aceleración de los puntos de la membrana y no a su velocidad, lo cual constituye un detalle importante que puede conducir a confusiones.

Teniendo en cuenta que se emite un pulso con una longitud de onda de aproximadamente 6 mm, el diámetro del micrófono no es el ideal para realizar la medida, por lo que pueden esperarse diferencias con el campo modelado, debido a las interferencias de ondas producidas en el encapsulado del propio medidor. Otra técnica de medida, que podría ser utilizada para obtener la velocidad de la membrana, es la interferometría láser aunque para ello habría que retirar la rejilla protectora del transductor capacitivo.

El procedimiento utilizado en la síntesis del campo de presión, consta de dos etapas:

- Cálculo de la función de difracción para el punto en cuestión.
- Utilización de la fórmula (2.26) para el cálculo de la presión.

Como emisor de ondas hemos utilizado el transductor capacitivo, cuyo radio es de 18 mm, con una frecuencia central de 55 kHz, emitiendo en modo pulsado. El transductor ha sido excitado con un único pulso de corta duración, y se ha medido la presión generada para dos distancias axiales, una a 30 mm y otra a 155 mm del centro del transductor. Las demás características de los dispositivos de medida están detalladas en el apéndice B.

2.2.4.2 Campo generado en los puntos del eje de propagación

Para un punto $M(0,0,z)$ del eje de propagación OZ , Fig.2-7, los arcos $\Gamma(ct)$, de la ecuación (2.24) son circunferencias completas y el ángulo $\Omega(ct)$, de la ecuación (2.25) vale 2π radianes, durante todo el intervalo de existencia de la respuesta al impulso $h()$, comprendido entre los instantes: $\tau_0 = z/c$ y $\tau_1 = \sqrt{z^2 + a^2}/c$, siendo a , el radio del transductor; τ_0 y τ_1 , se corresponden a los tiempos que tarda la onda en llegar desde el punto más cercano y más lejano del transductor, que son el centro y el borde respectivamente.

De (2.25) se desprende que:

$$h(0,0,z,t) = \begin{cases} 0 & \forall t, \quad t < \tau_0 \\ c & \forall t, \quad \tau_0 \leq t \leq \tau_1 \\ 0 & \forall t, \quad t > \tau_1 \end{cases} \quad (2.27)$$

Lo que significa que en un punto del eje OZ , el potencial de velocidad, debido a un impulso, es una función rectangular de t , cuya duración es expresada por $D(z) = (\sqrt{z^2 + a^2} - z)/c$. La presión debida a un impulso en el transductor, para un punto del eje, puede ser calculada a partir de (2.6):

$$p_I = \rho_0 \frac{\partial}{\partial t} h(0,0,z,t) = \rho_0 c (\delta(t - \tau_0) - \delta(t - \tau_1)) \quad (2.28)$$

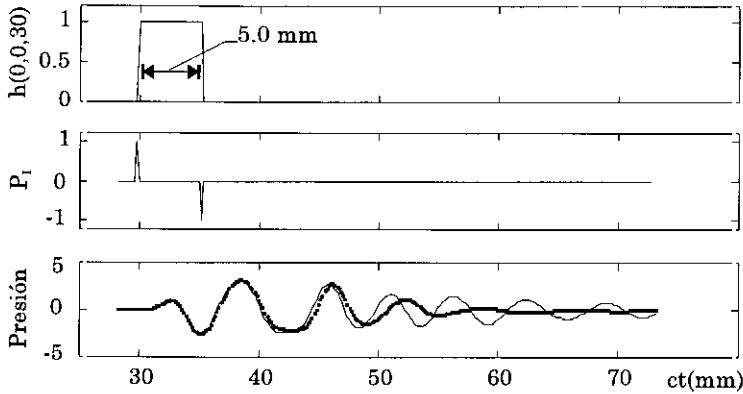


Figura 2-8: Análisis del campo de presión para $\vec{M}(0,0,30)$. De arriba hacia abajo, a) $h(0,0,30,ct)$. b) Impulsos teóricos de presión. c) Presión medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

Lo que representa a dos impulsos de Dirac, de peso $\rho_0 c$ y de signo contrario, que aparecen en los instantes τ_0 y τ_1 respectivamente. Si se desea calcular la presión producida por una excitación $V(t)$, únicamente se deberá aplicar la propiedad de desplazamiento del delta de Dirac, con lo cual la presión en un punto del eje del pistón quedaría expresada por:

$$p(0,0,z_0,t) = \rho_0 c (V(t - \tau_0) - V(t - \tau_1)) \quad (2.29)$$

Si la duración T de la función de velocidad del pistón, es menor que $(\tau_1 - \tau_0)$, aparecerán las dos ondas bien diferenciadas, mientras que si $T > (\tau_1 - \tau_0)$, las ondas de replica se superponen a partir de τ_1 durante un intervalo de tiempo $T - (\tau_1 - \tau_0)$. Las ondas en su interferencia pueden llegar a anularse o a duplicarse, teniendo en cuenta que la composición de ondas es vectorial. Obsérvese que la duración del pulso es una función decreciente con la profundidad, y que para puntos situados muy distantes del radiador, $Z \gg a$, ocurre que τ_0 y τ_1 tienden a confundirse, y aparece una única onda para la presión axial. Este comportamiento de la función de difracción, en el eje de simetría de un pistón circular, ha sido aprovechado para efectuar la medida, de la función temporal de la aceleración de los puntos de la membrana.

En el gráfico superior de la Fig.2-8, se puede observar la forma de la RI para una distancia axial de 30 mm, la cual tiene una duración teórica de aproximadamente 5.1 mm (próxima a una longitud de onda). En la misma figura (gráfico del centro, P_t) se pueden observar los impulsos teóricos de presión, calculados a partir de la ecuación (2.28), situados en los puntos de discontinuidades de la RI. Puede ser observado además, que la presión medida con el micrófono (gráfico inferior), es una onda compuesta por la interferencia de más de un pulso y en ella se refleja, además de la RI debido a la difracción, el comportamiento dinámico de todo el sistema de medida. Las diferencias entre la señal medida y la sintetizada provienen justamente del comportamiento dinámico del medidor, el cual no ha sido considerado en la síntesis de la señal.

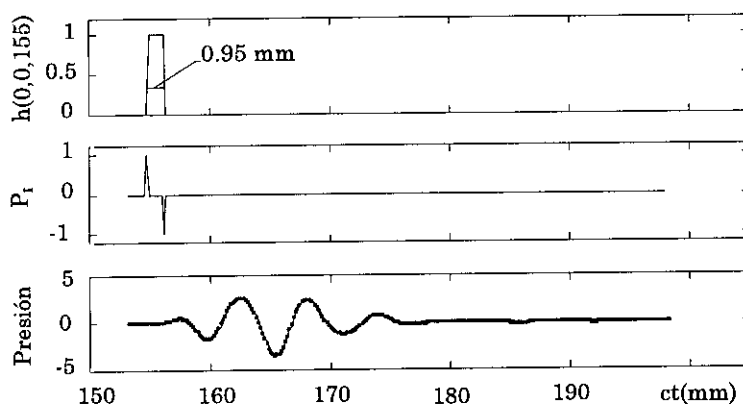


Figura 2-9: Análisis del campo de presión para $\vec{M}(0, 0, 155)$ mm. De arriba hacia abajo, a) $h(0, 0, 155, ct)$. b) Impulsos teóricos de presión. c) Presión medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

En la Fig.2-9, se pueden observar gráficos similares a las de la Fig.2-8, pero para una distancia de 155 mm sobre el eje de simetría del transductor.

En esta figura, en el gráfico correspondiente a la RI, vemos que ésta tiene una duración de 1.1 mm, la cual es mucho menor que los 5.1 mm para la distancia axial de 30 mm; con lo cual, los impulsos de presión producidos por el centro y el borde del transductor; están cada vez más próximos. Como ya ha sido mencionado anteriormente, el efecto de la difracción, producido a causa del tamaño finito del transductor, disminuye a medida que nos alejamos de él, aproximándose al comportamiento de un punto emisor con el aumento de la distancia.

En el gráfico correspondiente a la presión podemos observar que la onda de presión está compuesta de un único pulso, ya que el efecto de la difracción prácticamente no es apreciable para esa distancia y ancho de banda del emisor. Dicho de otra manera, el desfase (o diferencia de caminos) entre las señales generadas por el centro y el borde del transductor ya puede considerarse despreciable, con lo cual las oscilaciones de la señal son debidas a otros factores que intervienen en el proceso, siendo en este caso, el ancho de banda del transductor el de mayor preponderancia.

A partir de una determinada profundidad axial, en la cual se produce la última interferencia constructiva, los pulsos en P_I siguen aproximándose, lo que ocasiona la disminución paulatina de la interferencia constructiva, con lo que el campo de presión disminuye con la distancia. La región en la que se produce este efecto se conoce como región de campo lejano o de Fraunhofer y se cumple, para el caso de excitaciones continuas, para distancias mayores que $N = (4a^2 - \lambda^2)/\lambda^2$, siendo a , el radio del transductor, y λ la longitud de onda de la señal emitida. La distancia N es conocida como la longitud del campo próximo [Krautkrämer, 1990].

En campo muy lejano ($z \gg a^2/\lambda$) τ_0 y τ_1 tienden a coincidir y la RI tiende a un impulso

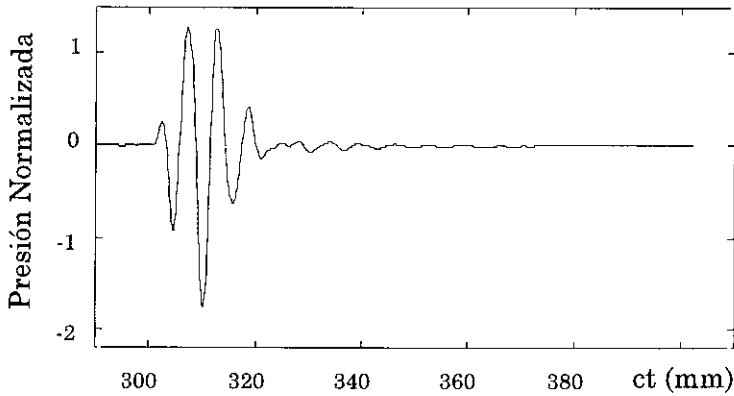


Figura 2-10: Forma de onda de la aceleración de los puntos de la membrana, debido a un pulso eléctrico de corta duración.

de Dirac de peso reducido $\frac{a^2}{2z}\delta(t)$ con lo cual la presión $p(z, t)$ coincide con la forma de onda de la aceleración de los puntos del pistón, según la expresión aproximada dada por Robinson [Robinson, 1974]:

$$p(z, t) \simeq \frac{\rho_0 a^2}{2z} \frac{\partial V(t)}{\partial t} \quad (2.30)$$

Considerando las dimensiones geométricas del transductor y una excitación continua monocromática de 55 kHz, el valor de N para el transductor capacitivo es de aproximadamente 51 mm.

Para observar el comportamiento del campo a lo largo de la dirección axial, se han calculado los valores máximos de presión, utilizando el modelo. Para las velocidades de vibración del pistón, se han utilizado dos señales, una de ellas considerando oscilación continua de la membrana, con una frecuencia de 55 kHz (CW), siendo la otra un pulso, cuya forma de onda puede observarse en la Fig. 2-10, el cual fue medido con el micrófono a 300 mm del transductor. Esta señal, como ya se ha dicho, coincide en su forma temporal, con la aceleración de cada uno de los puntos del pistón.

En la Fig.2-11 se presentan los resultados obtenidos, el gráfico en línea continua se corresponde a la variación del máximo de presión, a lo largo del eje de simetría, cuando se aplica al transductor la excitación continua, y la de línea de puntos a la excitación pulsada. Las profundidades en las que ocurren los máximos y mínimos de la presión son aquellas en la que se producen las interferencias constructivas y destructivas respectivamente. Puede observarse que la transición entre la región de Fresnel y la región de Fraunhofer, coincide bastante bien con el valor calculado, utilizando la fórmula anterior. De hecho no tienen por qué no ser iguales, ya que ambos resultados provienen de la integración de la ecuación lineal de ondas, utilizando métodos de integración diferentes, con condiciones de frontera similares.

Puede observarse además, que en el caso de la excitación por el pulso, el campo de presión

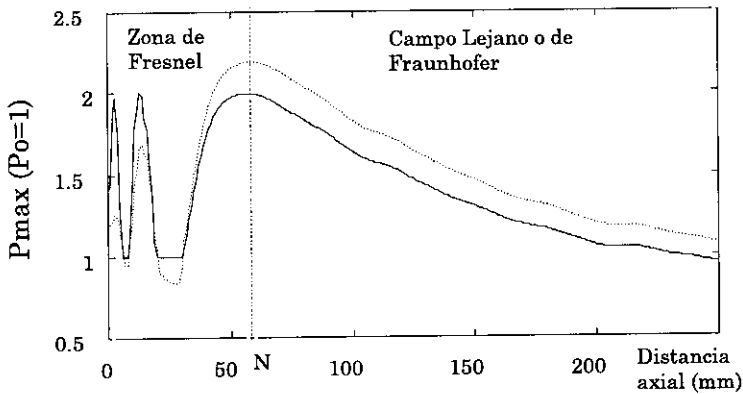


Figura 2-11: Valores máximos de presión a lo largo del eje de propagación, calculados utilizando el modelo. Excitación continua (línea continua) y un pulso de corta duración (línea de puntos).

en la zona de Fresnel es menos oscilante debido a que los mínimos y máximos están más “difuminados”. Sin embargo, en campo lejano la variación del campo de presión se ve afectada en menor grado por el tipo de excitación utilizada y para ambas excitaciones la atenuación en campo lejano, a lo largo de la dirección axial, se corresponde con la de una onda esférica en expansión.

Por último, queremos destacar que el pistón produce un efecto intrínseco de enfoque, estando el “foco” de emisión situado al final del campo próximo; siendo éste el punto de máxima sensibilidad acústica. El perfil de campo está determinado por la relación del diámetro del transductor y la longitud de onda emitida, como ya lo habíamos señalado en la sección 1.4.4 del primer capítulo. Destacar además, que la dependencia del perfil del campo de presión con la excitación puede afectar algunos métodos de enfoque de transductores, especialmente aquellos que dependen de la interferencia de las ondas para conformar el haz.

2.2.4.3 Cálculo del campo en puntos situados fuera del eje de propagación del pistón

Analicemos en primer lugar el campo producido en un punto M , cuya proyección M' se encuentra dentro del disco radiante, pero que no coincide con el centro O del mismo, Fig.2-7. Sea L la distancia entre M' y el centro del pistón. La RI adquiere un valor constante de c , a partir del instante $\tau_0 = z/c$, manteniéndose hasta $\tau_1 = \sqrt{z^2 + (a - L)^2}/c$, lo que corresponde al tiempo de propagación desde M' al borde más cercano del pistón. A partir de τ_1 , los arcos dejan de ser circunferencias completas y van decreciendo paulatinamente hasta $\tau_2 = \sqrt{z^2 + (a + L)^2}/c$, correspondiente al tiempo de propagación del impulso desde el punto M' al borde más lejano de pistón, momento en el cual la RI se anula.

El valor de $\Omega(ct)$ entre τ_1 y τ_2 , puede calcularse aplicando el teorema del coseno, con lo

que resulta para la RI, la expresión dada por Oberhettinger y corroborada por diferentes autores siguiendo métodos matemáticos distintos [Harris, 1981].

$$h(0, 0, z, t) = \begin{cases} 0 & \forall t, \quad t < \tau_0 \\ c & \forall t, \quad \tau_0 \leq t \leq \tau_1 \\ \frac{c}{\pi} \arccos \frac{L^2 + c^2 t^2 - z^2 - a^2}{2L \sqrt{c^2 t^2 - z^2}} & \forall t, \quad \tau_1 \leq t \leq \tau_2 \\ 0 & \forall t, \quad t > \tau_2 \end{cases} \quad (2.31)$$

Para los puntos $M(x, y, z)$ exteriores a la proyección geométrica del pistón los arcos activos nunca se completan, y el valor de RI se obtiene aplicando de nuevo el teorema del coseno:

$$h(0, 0, z, t) = \begin{cases} 0 & \forall t, \quad t < \tau_1 \\ \frac{c}{\pi} \arccos \frac{L^2 + c^2 t^2 - z^2 - a^2}{2L \sqrt{c^2 t^2 - z^2}} & \forall t, \quad \tau_1 \leq t \leq \tau_2 \\ 0 & \forall t, \quad t > \tau_2 \end{cases} \quad (2.32)$$

donde τ_1 y τ_2 corresponden a los instantes de propagación de la onda desde M' a los bordes más cercano y más lejano del pistón respectivamente, cuyas expresiones han sido vistas anteriormente.

En este caso el potencial de velocidad comienza a crecer lentamente en el instante τ_1 , hasta alcanzar un valor máximo menor que en los dos casos anteriores, y decrece posteriormente para anularse en τ_2 .

Siguiendo con el procedimiento de validación del modelo, se ha calculado y medido el campo de presión, para dos distancias axiales, $z = 30$ mm y $z = 155$ mm y dos desplazamientos laterales, $x = 10$ y $x = 25$ mm respectivamente.

En el cálculo de la presión para la aceleración de los puntos del pistón, se ha utilizado la señal pulsada, Fig.2-10. Los gráficos y comentarios acerca de los resultados son expuestos a continuación.

En las Fig.2-12 y Fig.2-13, en los gráficos superiores, puede observarse el comportamiento de la RI para un punto fuera del eje de propagación, pero aún situado dentro de la sombra geométrica del transductor, correspondientes a un desplazamiento lateral de $x=10$ mm, para dos distancias axiales $z=30$ y 155 mm respectivamente.

Puede observarse que las RIs se inician con discontinuidades, en $z=30$ y 155 mm respectivamente, manteniéndose constantes un determinado intervalo de tiempo, cuya duración depende de la posición relativa del punto, desplazamiento lateral y axial, respecto al centro del transductor. A medida que la proyección del punto se aproxime más al borde del transductor, para una misma distancia axial, este intervalo disminuye. A continuación la RI decrece monótonamente hacia cero, siendo la pendiente función directa de la distancia axial del punto al transductor, es decir que a mayor distancia, la pendiente se hace mayor, con lo que el efecto de la difracción se hace menor. En los gráficos correspondientes a la presión debida a un impulso de velocidad, se pueden observar los impulsos generados en los tres puntos de discontinuidad de la RI, así como sus amplitudes relativas.

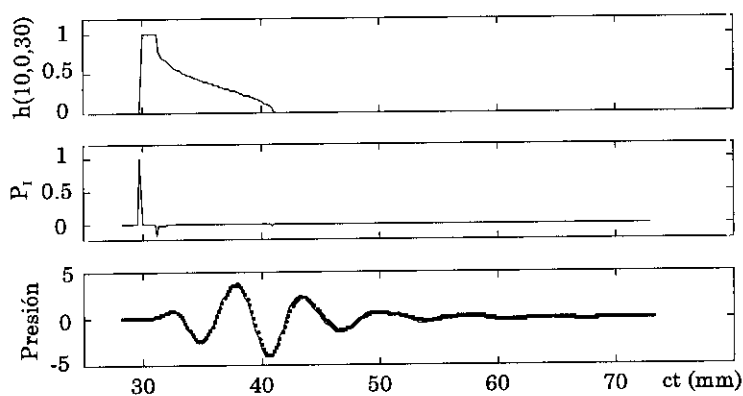


Figura 2-12: Análisis del campo de presión para $\vec{M}(10,0,30)$. De arriba hacia abajo, a) $h(10,0,30,ct)$. b) Impulsos de presión. c) Presión medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

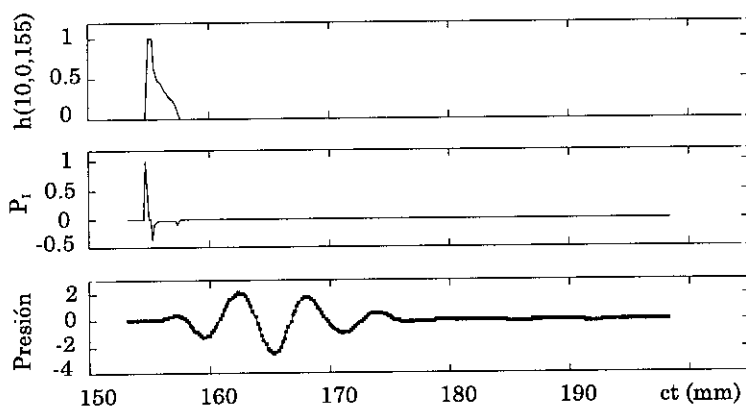


Figura 2-13: Análisis del campo de presión para $\vec{M}(10,0,155)$. De arriba hacia abajo, a) $h(10,0,155,ct)$. b) Impulsos de presión. c) Presión medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

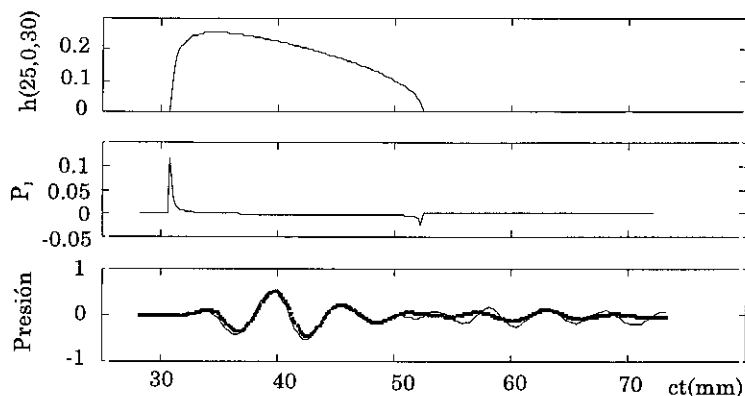


Figura 2-14: Análisis del campo de presión para $\vec{M}(25, 0, 30)$. De arriba hacia abajo, a) $h(25, 0, 30, ct)$. b) Impulsos de presión. c) Presión medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

En los gráficos correspondientes a la presión, se pueden observar la señal medida y la sintetizada utilizando el modelo.

En las Fig.2-14 y Fig.2-15, podemos ver el caso en el punto se encuentra fuera de la sombra geométrica del pistón. En esta situación la RI toma la forma de un semihemisferio asimétrico, cuya amplitud decrece a medida que crece el desplazamiento lateral; siendo el grado de asimetría función de la distancia axial desde el punto al centro del emisor.

En la Fig.2-14, en el gráfico correspondiente a la presión, se puede apreciar de forma más clara, tanto en la señal simulada como en la experimental, los pulsos debidos a las dos discontinuidades de la RI.

Este resultado no es tan notable en las demás figuras, ya sea por razones de rango de las amplitudes de los impulsos o de solapamiento. De las distintas figuras resulta evidente el grado de concordancia existente entre las señales medidas y las sintetizadas, lo que supone la validación del método utilizado y la comprobación experimental de que el transductor utilizado puede ser considerado como un pistón circular plano, lo cual nos permite determinar las características del campo emitido, tanto en campo lejano como próximo, realizando una única medida del campo de presión sobre el eje de simetría del transductor.

Existen pequeñas diferencias entre las señales experimentales y las sintetizadas, estas diferencias son debidas, entre otros factores, a la sensibilidad, el ancho de banda y la relación señal ruido (S/R) de todo el sistema de medida y al efecto de difracción introducido por el micrófono, el cual no ha sido considerado y afecta a la señal utilizada como referencia en el proceso de síntesis de las señales.

La ocurrencia de los impulsos en los puntos de discontinuidades de la RI con sus respectivos signos, la interpretamos físicamente, como una consecuencia directa de la tercera ley de Newton y de las condiciones de frontera aplicadas a la solución del

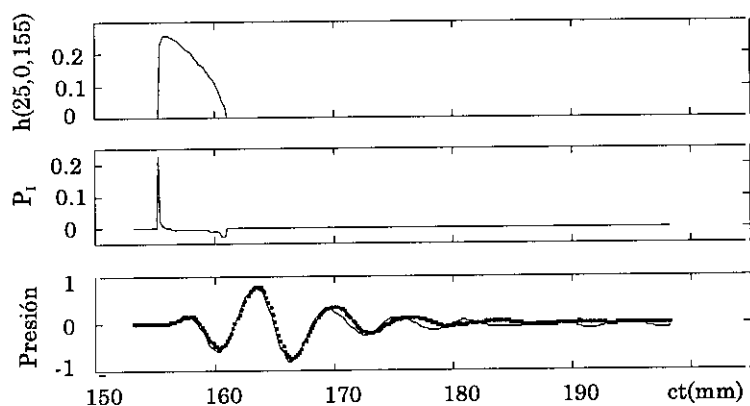


Figura 2-15: Análisis del campo de presión para $\vec{M}(25, 0, 155)$. De arriba hacia abajo, a) $h(25, 0, 155, ct)$. b) Impulsos de presión. c) Presión medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

problema.

Como ha sido expresado anteriormente, el conocimiento de la respuesta al impulso de una fuente emisora que se comporta como un pistón, conjuntamente con la función de velocidad de los puntos del radiador, nos permiten caracterizar totalmente el campo de presión acústico generado por dicha fuente.

En la Fig.2-16, se puede apreciar la evolución temporal de la RI, utilizando las dimensiones del transductor capacitivo para una distancia axial de 100 mm, cuando se realiza un barrido lateral en el intervalo comprendido en $[0 \leq x \leq 30]$ mm.

Es importante destacar que la duración de la RI, disminuye al aumentar la profundidad o al disminuir el desplazamiento lateral del punto; por tanto, el efecto de la difracción puede ser interpretado como un filtro en frecuencia cuyo ancho de banda se incrementa en las situaciones anteriormente expuestas. Puede observarse además, el cambio de comportamiento de la función de difracción, en la transición de la región de sombra del transductor.

Para concluir este apartado, en la Fig.2-17 se presenta la variación del máximo de presión al realizar un barrido del punto, tanto en la dirección axial como lateral, en el intervalo comprendido en $[-30 \leq x \leq 30]$ y $[10 \leq z \leq 200]$ mm, utilizando como velocidad del pistón la señal de la Fig.2-10. En el gráfico a) se representan regiones del campo próximo y lejano, en cuanto que en b) únicamente el campo lejano.

2.3 Análisis del proceso de reflexión y recepción

En la sección anterior, se han analizado los procedimientos utilizados para el cálculo del campo de presión en emisión, producido por un transductor plano, para cualquier

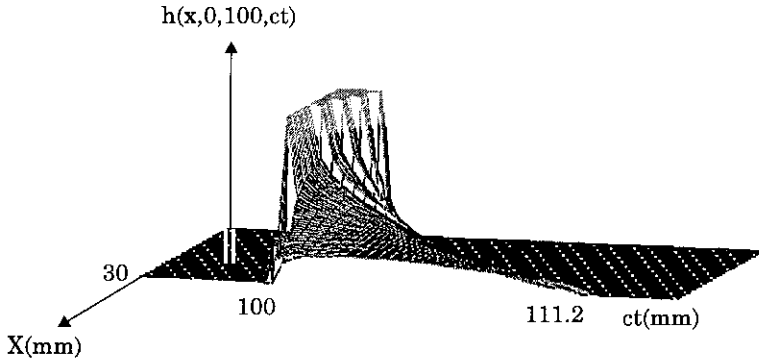


Figura 2-16: Variación espacio-tiempo de la RI, para $z=100$ y $[0 \leq x \leq 30]$ mm. Observe el cambio en la curva, en la frontera de la sombra del pistón.

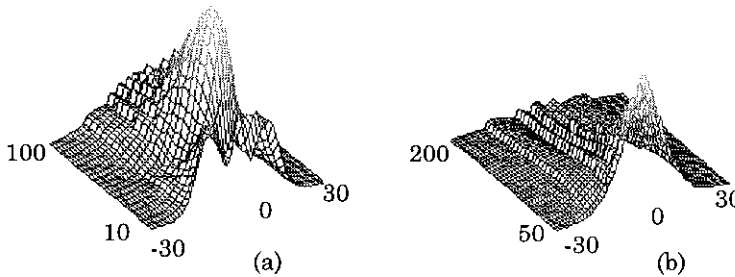


Figura 2-17: Variación 3D de la presión máxima, en el intervalo comprendido en $[-30 \leq x \leq 30]$ y $[10 \leq z \leq 200]$ mm. a) Región de campo próximo y lejano. b) Campo lejano.

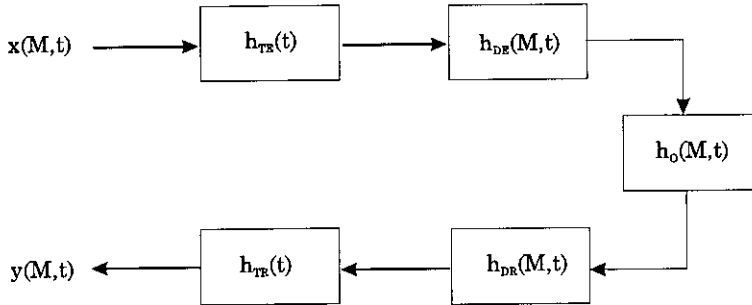


Figura 2-18: Diagrama de bloques de un sistema de emisión/recepción de ultrasonidos.

punto del espacio. En esta sección analizaremos los aspectos relativos a un proceso de emisión/recepción de ultrasonidos considerando las demás etapas involucradas, que van desde la conversión electromecánica de energía en el transductor hasta la recepción de las ondas reflejadas, pasando a través de la propagación en el medio y la reflexión en el objeto.

2.3.1 Descripción del proceso de emisión/recepción

El proceso de emisión/recepción puede ser descrito someramente de la siguiente forma: aplicando un impulso eléctrico al transductor, se provoca en el mismo un movimiento mecánico oscilatorio, que se amortigua progresivamente debido a la inercia de la membrana. Esta vibración es transmitida y propagada por el medio hasta alcanzar un objeto cuya impedancia acústica sea diferente de la del medio de propagación, ocurriendo en su superficie un fenómeno de reflexión de ondas, debido a la diferencia de impedancias acústicas entre el medio y el objeto; las ondas reflejadas son de nuevo propagadas por el medio, siendo finalmente captadas por un dispositivo receptor. Asumiremos que la impedancia acústica de los objetos es mucho mayor que la del medio de propagación, con lo cual las ondas se reflejan prácticamente en su totalidad; o sea, las superficies límites pueden considerarse como contornos con el vacío o superficies *libres*.

La función de transferencia, $h_S(\vec{M}, t; \vec{M}_0, t_0)$ la cual representa a un sistema acústico en emisión/recepción, es el resultado de la convolución de un determinado grupo de funciones de transferencia, cuyo diagrama de bloques puede verse en la Fig.2-18.

Estas funciones de transferencia pueden ser divididas en dos grupos [Fink, 1984]:

- Las que no dependen de la posición del reflector.
 - Las funciones de conversión electromecánicas del emisor y receptor, $h_{TE}(t)$ y $h_{TR}(t)$ respectivamente.
 - Las características de reflexión del objeto, $h_O(W)$, definida como la relación de las ondas reflejada e incidente.

- *Las asociadas con los fenómenos de difracción.*

En el diagrama de bloques no se ha incluido el correspondiente al fenómeno de propagación acústica en el medio, el cual ya ha sido tratado en el primer capítulo de esta memoria. Se ha visto, que las ondas sonoras de diferentes frecuencias son atenuadas de forma diferente y que tanto la temperatura como la humedad afectan al aire y por ende a la propagación.

La dependencia de la atenuación con la frecuencia modifica el perfil de directividad dado por la función de difracción, $h(\vec{M}, t)$. Si se considera que todos los puntos se encuentran equidistantes de la fuente emisora, a una distancia media $\bar{r}$, el efecto de la atenuación del aire puede ser separado matemáticamente del fenómeno de difracción, quedando reducido a un factor que afecta exclusivamente a la amplitud de la onda [Fink, 1984]. Con lo cual, la nueva función de emisión puede ser expresada por $h_m(\vec{M}, t) = h(\vec{M}, t) \otimes A(\vec{M}, t)$; donde $h(\vec{M}, t)$ es la función de difracción de la fuente y $A(\vec{M}, t)$, representa la respuesta al impulso del medio, siendo su transformada en frecuencia $A(\vec{M}, f) = e^{(-\alpha(f) + j\epsilon(f))\bar{r}}$. Esta aproximación no es válida en campo muy próximo, donde no se puede definir una distancia media $\bar{r}$ a partir de todos los puntos de la fuente.

Sin embargo, si se trabaja en una banda de frecuencias relativamente estrecha, lo que de hecho ocurre en aplicaciones en el aire, podemos asumir que este fenómeno afecta únicamente disminuyendo la amplitud de las ondas en función de la distancia, independientemente del fenómeno de la difracción. El efecto de la atenuación debido a la dispersión esférica, de una onda en expansión, está comprendida en las funciones de difracción, tanto en la de emisión como de recepción.

A continuación describimos someramente cada una de las funciones de transferencias del diagrama de la Fig.2-18.

Transductor como emisor de ondas. La respuesta a un impulso eléctrico de un transductor de ultrasonidos en emisión, $h_{TE}(t)$, depende del circuito electrónico de excitación, de la tecnología de fabricación y del diseño del transductor. Para el caso de transductores piezoeléctricos multicapas vibrando en modo espesor, existen numerosas publicaciones acerca del modelado aproximado de los mismos, como un sistema electromecánico de tres puertas [Mason, 1964], [Stepanishen, 1981b], [SanEmeterio, 1988b]. Para los transductores electrostáticos, como se ha explicado en el primer capítulo, las características finales del transductor son muy sensibles a las variables de construcción; las cuales no están totalmente modeladas, lo que dificulta la obtención de un modelo paramétrico; sin embargo, existen modelos simplificados, aunque no, según la bibliografía consultada, un consenso general acerca del mismo, ver sección 1.4.3.4. La ecuación $V(t) = h_{TE}(t) \otimes x(t)$, relaciona la velocidad de los puntos de la membrana con la tensión eléctrica de excitación.

Transductor como receptor de ondas. Una onda de presión variable en el tiempo $p_{TR}(\vec{M}, t)$, la cual ejerce una fuerza variable en la superficie sensible del receptor, producirá una tensión eléctrica en bornas del mismo.

Para realizar la conversión de energía mecánica en eléctrica generalmente el transductor, convierte primero la presión a un desplazamiento variable, normalmente a través de una membrana, y a continuación esta vibración es convertida a una señal de tensión eléctrica utilizando para el ello el efecto piezoeléctrico o electrostático.

Estos dos procesos más la respuesta de los circuitos de acondicionamiento de la señal, lo representamos por la *respuesta impulsiva del transductor en recepción*, $h_{TR}(t)$. Por lo tanto, la señal eléctrica generada en bornas del receptor puede ser representada por:

$$y(t) = h_{TR}(t) \otimes f(t) \quad (2.33)$$

Siendo $f(t) = \int_A p_{TR}(\vec{M}, t) dA$, la fuerza que actúa sobre la superficie del transductor.

El objeto como reflector de ondas. Cuando un frente de onda acústico incide sobre un cuerpo rígido de determinada forma, la energía incidente se redistribuye espacialmente de forma compleja, siendo el mecanismo de la distribución, función de un conjunto de variables; tales como la frecuencia de la radiación incidente y las características geométricas y superficiales del objeto.

Objetos cuyas dimensiones son grandes, y cuya rugosidad superficial es pequeña comparadas a la longitud de onda de la radiación incidente, se comportan como reflectores especulares. En el otro extremo, objetos cuyas dimensiones son pequeñas con respecto a la longitud de onda, tales como pequeñas partículas en un medio gaseoso, tienden a comportarse como reflectores isotrópicos. Grupos de partículas tienden a reflejar la radiación de forma difusa [Kino, 1987].

En una primera aproximación consideraremos que la reflexión es de naturaleza especular, lo cual nos interesa para la comprobación del desarrollo teórico y el afianzamiento de las herramientas utilizadas. Considerando reflexión especular, esto es, despreciando los efectos producidos por los bordes, y asumiendo que las ondas reflejadas por un elemento de superficie están distribuidas de igual forma sobre un ángulo sólido de 2π radianes, enfoque éste conocido como de Kirchhoff, es similar a considerar que cada elemento de superficie se encuentra inmerso en una pantalla rígida e infinita [Freedman, 1962].

Si las dimensiones y el radio de curvatura del objeto son por lo menos de algunas longitudes de onda de la radiación incidente, los errores introducidos por estas consideraciones son relativamente pequeños. Este modelo de la reflexión nos servirá además, en algunos ejemplos de aplicación práctica que han sido realizados, específicamente en el modelado del campo acústico debido a la reflexión en objetos y en la obtención de perfiles. En capítulos posteriores analizaremos que ocurre cuando la superficie posee rugosidades o irregularidades comparables con la longitud de onda de la radiación incidente.

RI debido a la difracción. Esta función depende, como ya ha sido analizado en la sección 2.2, de la geometría del transductor y de la posición relativa del punto donde se desea calcular el campo. El tamaño del transductor no distorsiona el campo generado, siempre que las dimensiones del mismo sean pequeñas comparados con la longitud de

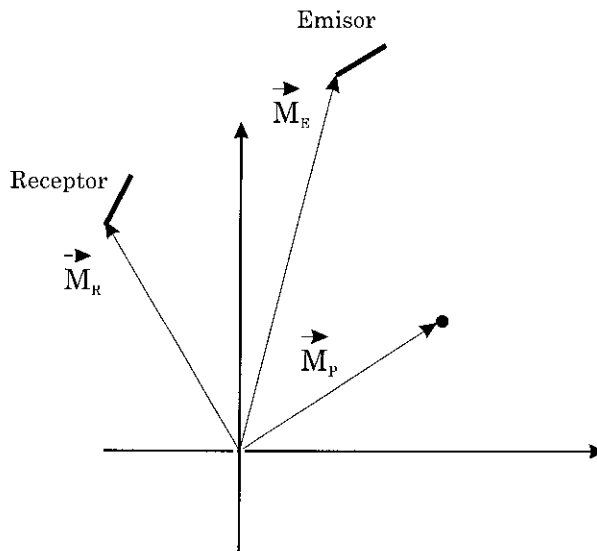


Figura 2-19: Sistema de coordenadas utilizado en la descripción del proceso de reflexión sobre un punto.

onda de la radiación incidente ($< \lambda/10$), en caso de no cumplirse esta condición los efectos debido a la difracción deberán ser considerados.

Con las consideraciones anteriormente citadas, podemos calcular el efecto de la función de difracción en emisión/recepción, teniendo en cuenta la posición y geometría del emisor, receptor y objeto. En el caso en que el emisor y el receptor sean el mismo transductor, la RI al impulso debido a la emisión y a la reflexión serán simétricas e iguales.

2.3.2 Obtención de la RI en un proceso de emisión/reflexión sobre un punto

A continuación, deduciremos una expresión para la señal eléctrica captada por un receptor plano de área A , debido a la reflexión en un objeto considerado como puntual, inmerso en un fluido ideal, homogéneo e isotrópico, de un campo de presión generado por un pistón plano. En la expresión que será deducida, las funciones que dependen de la geometría serán separadas de aquellas dependientes del proceso de conversión y de la dinámica de los circuitos de excitación y amplificación de la señal respectivamente.

La señal captada por el receptor es el resultado de la integración sobre su superficie del campo de presión reflejado por el punto y propagado por el medio hasta cada uno de los puntos del receptor, convolucionado con la respuesta de conversión electromecánica del transductor en recepción, $h_{TR}(t)$.

El diagrama de la Fig.2-19, esquematiza el sistema considerado, donde los vectores $\vec{M}_R$, $\vec{M}_E$ y $\vec{M}_P$ representan a los vectores de posición del receptor, emisor y del punto

respectivamente.

De acuerdo con lo expresado anteriormente, la señal eléctrica recibida puede ser representada por:

$$y(\vec{M}_R, t) = h_{TR}(t) \otimes \int_A p_s(\vec{M}_R, t) dA \quad (2.34)$$

Siendo el campo de presión p_s que actúa sobre el receptor igual a:

$$p_s(\vec{M}_R, t) = \int_t p(\vec{M}_P, \tau) \frac{\delta(t - \tau - |\vec{M}_R - \vec{M}_P|/c)}{2\pi |\vec{M}_R - \vec{M}_P|} d\tau \quad (2.35)$$

Reemplazando (2.35) en (2.34), utilizando la expresión (2.26) para el campo de presión incidente y efectuando la integración sobre la superficie A del receptor y en el tiempo tendremos:

$$y(\vec{M}_R, t) = \rho_0 \times h_{TR}(t) \otimes \frac{\partial V(t)}{\partial t} \otimes h_{DE}(\vec{M}_P, \vec{M}_E; t) \otimes h_{DR}(\vec{M}_R, \vec{M}_P; t) \quad (2.36)$$

Donde $h_{DE}(\vec{M}_P, \vec{M}_E; t)$ y $h_{DR}(\vec{M}_R, \vec{M}_P; t)$ son las funciones de difracción producidas por el emisor y el receptor con respecto a la posición del punto. La ecuación (2.36) puede ser escrita como:

$$y(\vec{M}_R, t) = \frac{\partial}{\partial t} U_{ER}(t) \otimes h_{DER}(\vec{M}_E, \vec{M}_P, \vec{M}_R; t) \quad (2.37)$$

La función $U_{ER}(t)$ contiene información acerca de la excitación del transductor, la respuesta de los circuitos de amplificación y la conversión electromecánica en emisión y recepción de los transductores. En tanto que en la función $h_{DER}(\vec{M}_E, \vec{M}_P, \vec{M}_R; t)$, se encuentra representada la geometría del sistema, constituida por el emisor, el punto y el receptor respectivamente, dependiendo por lo tanto de la posición de estos tres elementos. En lo que sigue, esta dependencia espacial será expresada de forma simplificada como $h_{DER}(\vec{M}_P, t)$. Hay que destacar que las características de conversión del emisor están incluidas en $U_{ER}(t)$ a través de la función de velocidad $V(t)$, de cada uno de los puntos de la membrana.

2.3.2.1 Modelo utilizado en la síntesis de las señales de presión

Procediendo de manera análoga que en el cálculo de la presión en emisión, se ha optado por medir la función $U_{ER}(t)$, en vez de calcularla utilizando modelos paramétricos; para ello se han utilizado dos transductores, uno como emisor y otro como receptor, los cuales fueron dispuestos sobre los raíles de la bancada (apéndice B), enfrentados y separados por una distancia de 300 mm, de manera que los efectos producidos por la difracción de ondas fuesen despreciables. El emisor fue excitado con un pulso de corta duración y la

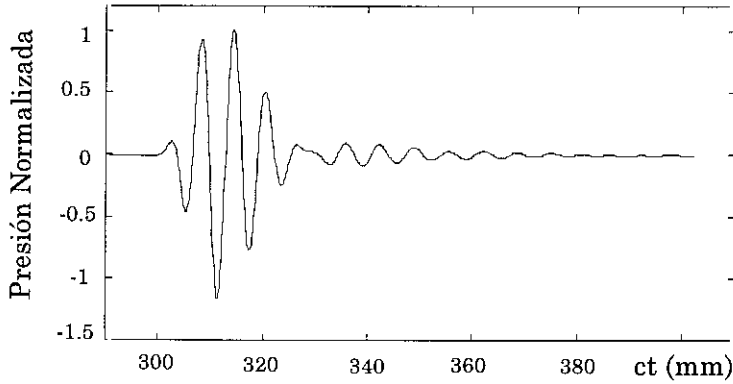


Figura 2-20: Señal $U_{ER}(t)$ obtenida con el emisor y el receptor enfrentados y separados por una distancia de 300 mm.

señal obtenida en bornas del receptor, una vez normalizada, es la que puede observarse en la Fig.2-20. Esta señal, contiene el comportamiento dinámico de los transductores en emisión y recepción, así como de los circuitos de excitación y de amplificación de la señal y será utilizada en la síntesis de las señales de presión, para las diferentes configuraciones, en el proceso de validación del modelo.

La señal de la Fig.2-20 posee una duración temporal mayor que la de la Fig.2-10, debido a que la respuesta en frecuencia del transductor es más estrecha que la del micrófono. Una vez calculada la función de difracción en emisión y la de recepción, hacemos uso de la ecuación (2.37) para sintetizar las diferentes señales de presión.

A continuación, se realizan una serie de simulaciones para analizar el comportamiento en emisión/recepción, debido a la reflexión sobre un elemento puntual. En las simulaciones se considera que el emisor y el receptor son el mismo dispositivo y que el centro del transductor coincide con el origen de coordenadas. Se analizan tres posiciones diferentes del punto reflector para una misma profundidad, que se corresponden a las mismas regiones ya analizadas en el caso de la emisión y son: i) un punto sobre el eje de propagación, ii) una región comprendida en la sombra geométrica del transductor y iii) una región fuera de la sombra geométrica del transductor.

En la Fig.2-21 se muestran la respuesta al impulso $h_{DER}(\vec{M}_P, t)$, su derivada temporal y la señal de presión recibida por un transductor actuando como emisor/receptor debida a la reflexión en un objeto puntual, situado sobre el eje de propagación a una profundidad de $z = 155$ mm. En las figuras (2-22 y 2-23) se representan las mismas funciones para dos desplazamientos laterales del punto, correspondientes a $x = 10$ y $x = 25$ mm respectivamente, para la misma profundidad anterior.

La función $h_{DER}(0, 0, 155, ct)$, Fig.2-21, para un punto situado sobre el eje de propagación tiene forma triangular ya que es el resultado de la convolución de dos pulsos rectangulares; puede notarse en el mismo gráfico, que la RI en emisión/recepción, tiene una duración temporal igual al doble que la RI en emisión, lo que se traduce en el espacio frecuencial, como el efecto de un filtro con un ancho de banda más estrecho.

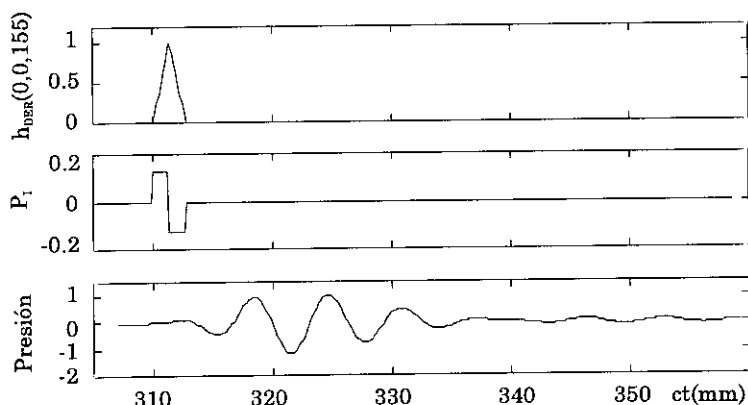


Figura 2-21: Análisis del campo de presión sobre el eje de propagación. De arriba hacia abajo, a) $h_{DER}(0,0,155)$ b) Pulsos de presión, debido a un impulso en emisión c) Señal de presión sintetizada.

La derivada temporal de la RI está formada por dos pulsos rectangulares de signos contrarios, cada uno de ellos con una duración similar a la RI en emisión, ver Fig.2-9, lo que ocasiona que las interferencias, para una determinada profundidad z , coincidan con las producidas en emisión y que los máximos y mínimos ocurran para las mismas profundidades que las de emisión, aunque más suavizados debido al proceso encadenado de convolución. Este análisis es válido únicamente cuando el emisor y el receptor coinciden físicamente ya que de no ser así, los resultados dependen en general de la posición relativa del objeto reflector respecto al emisor y receptor respectivamente.

De manera similar al comportamiento en emisión, vemos en las figuras (2-22) y (2-23), que el comportamiento de la RI al desplazar lateralmente el punto reflector, es el de un filtro cuyo ancho de banda va decreciendo a medida que el desplazamiento lateral del punto aumenta. Para poner en evidencia el estrechamiento del ancho de banda de la señal de presión, frente a un desplazamiento lateral del punto reflector, se ha realizado un análisis espectral de las señales de presión obtenidas para las tres posiciones anteriormente mencionadas; los resultados pueden apreciarse en la Fig.2-24. En la misma, es evidente la disminución de la banda de frecuencia de la señal, al aumentar el desplazamiento lateral del punto ocurriendo además, una reducción de la cantidad de energía captada, debida a una redistribución espacial de la misma.

Con el fin de analizar el perfil del máximo de la señal de eco $y(t)$, a lo largo de la dirección axial, se han calculado dichos valores utilizando el modelo y la función $U_{ER}(t)$. Los valores obtenidos están representados en la Fig.2-25. El gráfico en línea continua corresponde al máximo de presión en emisión/recepción. En la misma figura, con línea de puntos, se han vuelto a representar los valores máximos del campo de presión en emisión. Se puede observar, como ya ha sido anticipado, que los puntos de máximos y mínimos ocurren para las mismas profundidades y que en campo lejano la presión disminuye con una pendiente mayor que en el caso de la emisión, esto es debido a la dispersión esférica. Los valores en emisión/recepción han sido normalizados y escalados

respectivamente.

De acuerdo con lo expresado anteriormente, la señal eléctrica recibida puede ser representada por:

$$y(\vec{M}_R, t) = h_{TR}(t) \otimes \int_A p_s(\vec{M}_R, t) dA \quad (2.34)$$

Siendo el campo de presión p_s que actúa sobre el receptor igual a:

$$p_s(\vec{M}_R, t) = \int_t p(\vec{M}_P, \tau) \frac{\delta(t - \tau - |\vec{M}_R - \vec{M}_P|/c)}{2\pi |\vec{M}_R - \vec{M}_P|} d\tau \quad (2.35)$$

Reemplazando (2.35) en (2.34), utilizando la expresión (2.26) para el campo de presión incidente y efectuando la integración sobre la superficie A del receptor y en el tiempo tendremos:

$$y(\vec{M}_R, t) = \rho_0 \times h_{TR}(t) \otimes \frac{\partial V(t)}{\partial t} \otimes h_{DE}(\vec{M}_P, \vec{M}_E; t) \otimes h_{DR}(\vec{M}_R, \vec{M}_P; t) \quad (2.36)$$

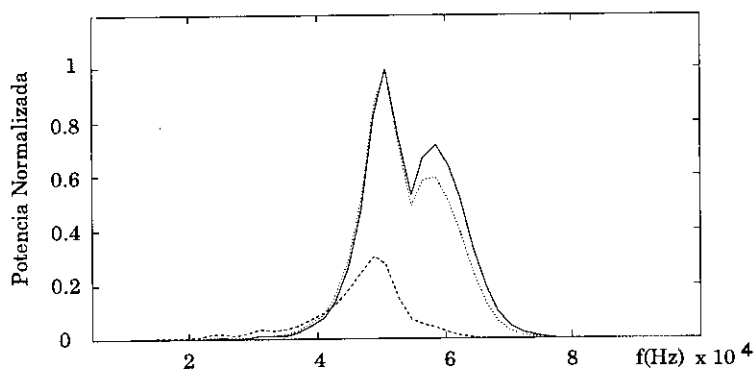


Figura 2-24: Efecto de la reducción del ancho de banda de la señal de presión, frente al desplazamiento lateral del punto.

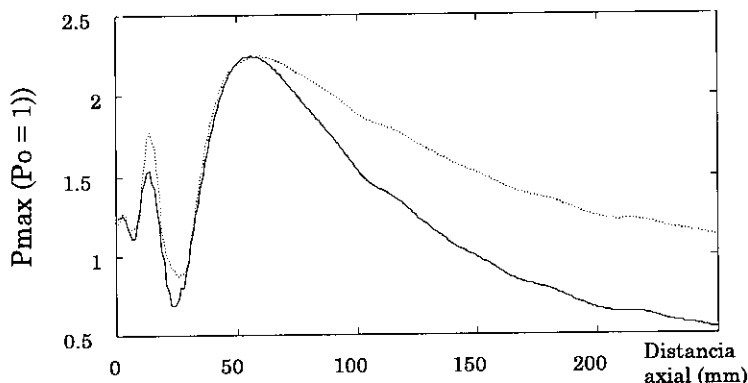


Figura 2-25: Variación del máximo de presión en el eje de propagación. En emisión (línea de puntos), emisión/recepción (línea continua).

respecto al valor del máximo de presión en emisión.

En la Fig.2-26 puede observarse el comportamiento espacio-tiempo, de la función $h_{DER}(\vec{M}_P, t)$, cuando se realiza un barrido lateral del punto reflector en el intervalo comprendido en $[0 \leq x \leq 30]$, para una profundidad de $z = 100$ mm. Se puede observar el cambio que ocurre en la transición entre la regiones correspondientes a la sombra del pistón y fuera de ella. La RI se ensancha al desplazar lateralmente el punto y se alisa de manera más notable que en el caso de la emisión, ver Fig.2-16; todo esto ocasiona que la amplitud de la señal decaiga con una pendiente mayor respecto a la de emisión, frente a un desplazamiento lateral del punto, lo que conlleva a una perfil de directividad más estrecho. Si representáramos la variación 3D de la presión máxima, obtendríamos un perfil de amplitudes parecido al de emisión, aunque más suavizado.

Todo lo anteriormente expuesto, nos da una idea acerca del comportamiento de la RI en

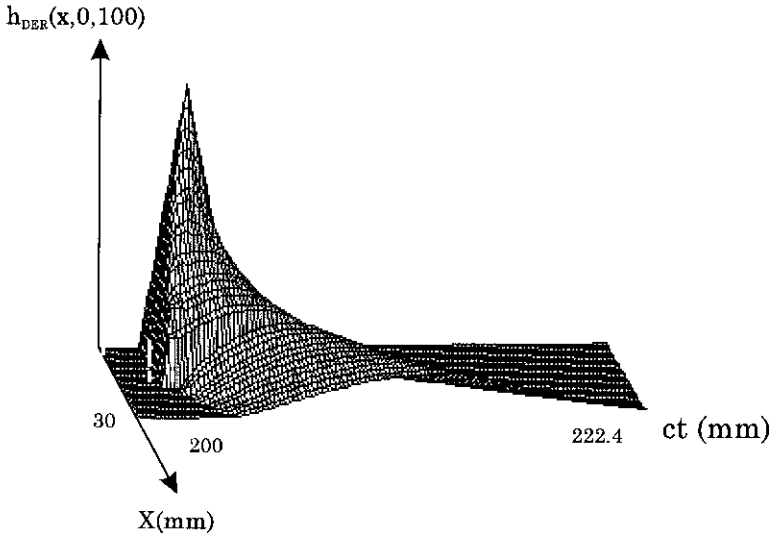


Figura 2-26: Evolución espacio-tiempo de la función $h_{DER}(\vec{M}_P, t)$ debido a la reflexión en un punto para $z = 100$ y $[0 \leq x \leq 30]$ mm.

un proceso de emisión/recepción. Sin embargo, aún no conocemos el grado de fidelidad que cabe esperar del modelo. Para confrontar los resultados teóricos con datos obtenidos experimentalmente, necesitamos un objeto reflector que pueda ser considerado como puntual, para la longitud de onda con la que estamos trabajando ($\lambda \approx 6$ mm, para que se opere en la región de reflexión conocida como de Rayleigh. Eso nos obliga a utilizar un objeto esférico cuyo radio sea menor que 1 mm, lo que acarrea el inconveniente de que un objeto de esas dimensiones refleja una fracción muy pequeña de la radiación incidente, ya que la presión reflejada, en el caso de objetos esféricos muy pequeños comparados con la longitud de onda, es proporcional al volumen del objeto [Kino, 1987], lo que de hecho, nos daría una relación señal ruido (S/R) baja. Estableciendo una relación de compromiso entre cantidad de energía reflejada frente al comportamiento “ideal” del objeto, se ha optado por un esfera de 3 mm de radio, la cual puede ser detectada, con el sistema de adquisición, con una relación S/R de aproximadamente 40 dB, lo que resulta adecuado para nuestros fines. El hecho de que el objeto no sea puntual ocasionará diferencias entre la presión medida y la sintetizada; sin embargo, la comparación entre ambas señales nos dará una idea acerca de la fidelidad del modelo.

En los experimentos realizados para la validación del modelo, se han utilizado dos transductores, uno como emisor y otro como receptor; dispuestos de la forma esquematizada en la Fig.2-27, las coordenadas del punto en las distintas posiciones del espacio, están referidas a este sistema coordenado de ejes.

Los centros geométricos de los transductores se encuentran separados por una distancia de 42 mm, y la esfera fue colocada a una profundidad de $z = 155$ mm de la membrana del transductor. Se ha situado a la esfera en tres posiciones espaciales, siendo las coordenadas de su centro: i) $\vec{M}_p(0, 0, 155)$, ii) $\vec{M}_p(21, 0, 155)$ y iii) $\vec{M}_p(42, 0, 155)$ respectivamente. La

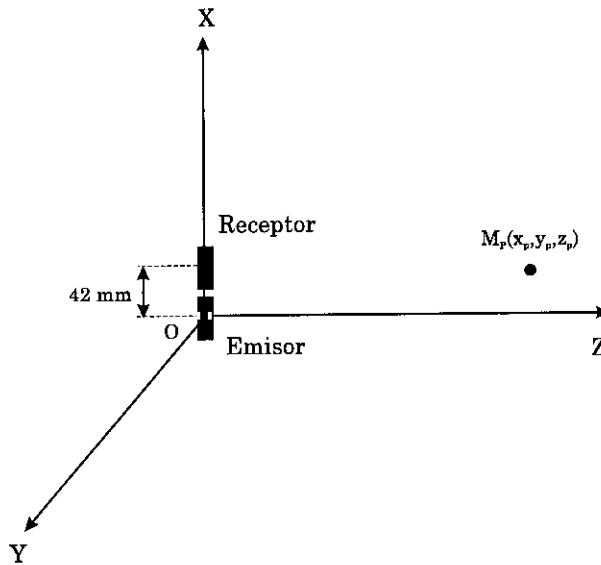


Figura 2-27: Disposición de transductores utilizada en la realización de las experiencias.

esfera fue suspendida en el aire, colgada de un hilo muy delgado, cuyo efecto es totalmente despreciable. El primer vector de posición corresponde a la esfera situada en el eje del emisor, el segundo a un punto de simetría del sistema emisor/receptor y el tercero a la esfera en el eje del receptor, respectivamente. Las posiciones i) y iii) son simétricas, con lo cual, desde el punto de vista geométrico, los resultados obtenidos deberán ser los mismos.

Se han calculado las RIs y sus derivadas, y se han sintetizado las señales de presión; para las tres posiciones anteriormente citadas. Los resultados pueden verse en las figuras (2-28), (2-29) y (2-30).

Como puede observarse en las figuras (2-29) y (2-30), la semejanza entre las señales experimentales y las sintetizadas es bastante buena y en la escala utilizada, prácticamente no se notan diferencias. Sin embargo, existen pequeñas diferencias entre ambas señales, las cuales son debidas entre otros factores, a la influencia del volumen del objeto reflector y a la existencia de ondas superficiales.

Las señales sintetizadas de las figuras (2-28) y (2-30) son totalmente idénticas debido a la simetría del sistema; sin embargo, en la Fig.2-28 la diferencia entre la señal de presión medida y la sintetizada es mayor que en la Fig.2-30, especialmente hacia el final de la onda. Esto es debido a la presencia de ondas superficiales también conocidas como ondas de Rayleigh [Mason, 1981] o "creeping waves" [Kino, 1987]; las cuales bordean a la esfera a una velocidad próxima a la de las ondas longitudinales y producen interferencias adicionales en la señal reflejada. Estas ondas superficiales adquieren importancia cuando la longitud de onda es comparable con las dimensiones del objeto.

El efecto de estas ondas es mayor cuando la esfera se encuentra en el eje de propagación

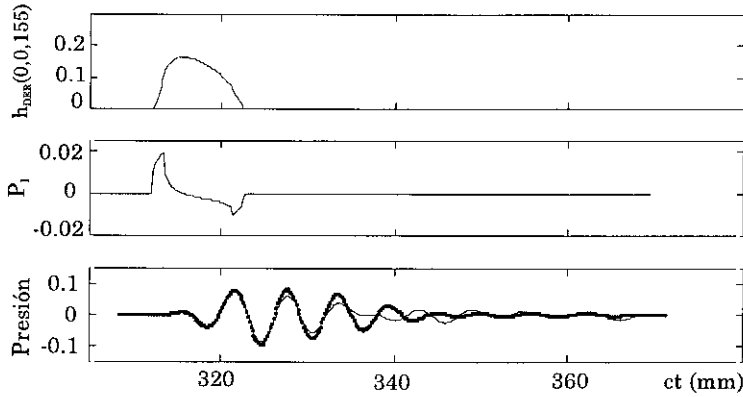


Figura 2-28: Análisis del campo de presión para la disposición de transductores de la Fig.2-27. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(0,0,155)$. b) Pulso de presión en el receptor, debido a un impulso. c) Señal medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

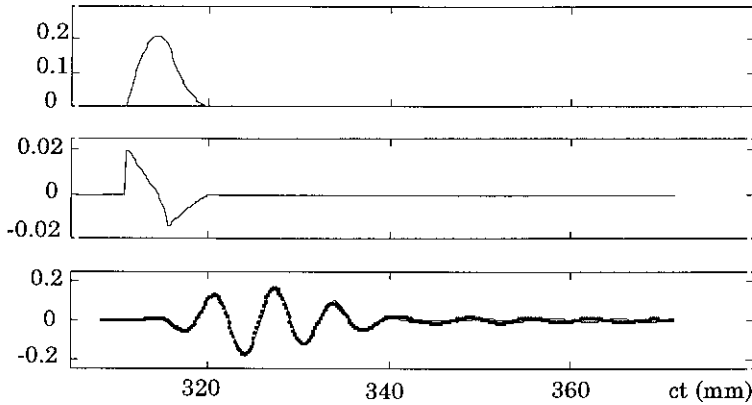


Figura 2-29: Análisis del campo de presión para la disposición de transductores de la Fig.2-27. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(21,0,155)$ b) Pulso de presión en el receptor, debido un impulso. c) Señal medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

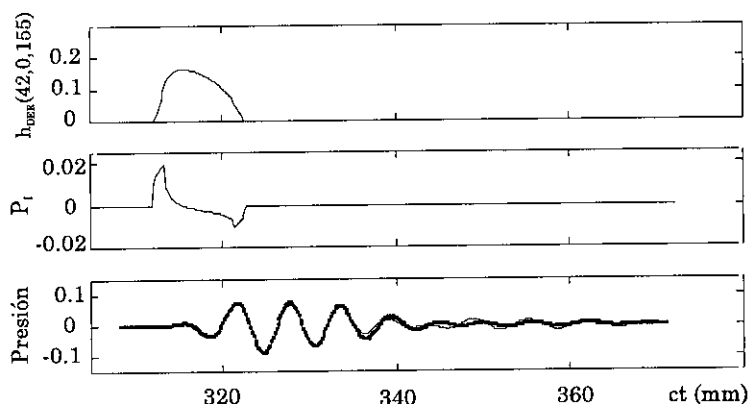


Figura 2-30: Análisis del campo de presión para la disposición de transductores de la Fig.2-27. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(42,0,155)$. b) Pulso de presión en el receptor, debido a un impulso. c) Señal medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

del emisor, motivo por el cual la diferencia entre la señal medida y sintetizada se acentúa para esta disposición. Es de destacar, que dicho modo de vibración no es considerado en el modelo por lo cual obviamente la ocurrencia de este fenómeno acentúa la diferencia entre la señal sintetizada y la experimental. Un estudio detallado de las ondas superficiales y de otros modos de vibración puede ser encontrado en [Mason, 1981]. En [Deppermann, 1954] pueden encontrarse estudios acerca de la amplitud relativa de estas ondas en relación al radio de la esfera y de la longitud de onda de la radiación incidente [Freedman, 1962].

Queremos hacer notar, que debido a las hipótesis utilizadas, estamos considerando únicamente el caso de reflexión especular y que los resultados serán tanto mejores para superficies planas o suaves. Sin embargo, el tratamiento es aproximadamente adecuado para superficies cóncavas o convexas para obtener el primer componente de una cadena que forma el complejo fenómeno de la reflexión.

2.3.3 Reflexión sobre objetos planos de dimensiones finitas

Procediendo de la misma forma que en la sección (2.3.2) y aplicando el principio de superposición, propio de los sistemas lineales, podemos llegar a una expresión similar a la ecuación (2.37), para el caso de un objeto que ocupa un volumen cerrado V , Fig.2-31.

Así, si consideramos que las dimensiones y los radios de curvatura del objeto son suficientemente grandes, con relación a la longitud de onda de la radiación incidente, de forma que la aproximación de Kirchoff pueda ser aplicable, lo cual supone tratar cada elemento superficial del volumen como si se encontrará inmerso en una pantalla rígida e infinita [Freedman, 1962] y utilizando la aproximación de Born de primer orden, lo que significa que las interreflexiones entre elementos de superficie no serán considerados [Jensen, 1991]; la señal en el receptor debida a la reflexión en los objetos contenidos en

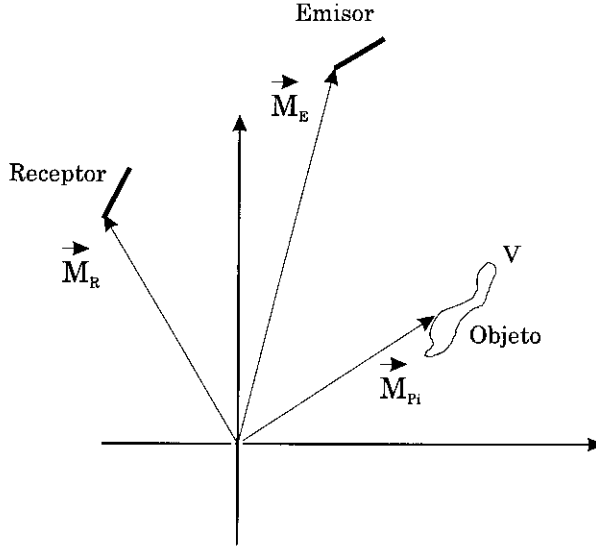


Figura 2-31: Sistema de coordenadas utilizado en la descripción del proceso de reflexión sobre un objeto.

el volumen V será:

$$y(\vec{M}_R, t) = \frac{\partial}{\partial t}(U_{ER}(t) \otimes \int_V h_{DER}(\vec{M}_E, \vec{M}_{Pi}, \vec{M}_R; t)) dv \quad (2.38)$$

Donde se han extraído fuera del símbolo de la integral aquellos términos que no dependen de la posición de los puntos reflectores. Si se tiene en cuenta que la región de frontera de los puntos reflectores es de algún material sólido frente al aire, cuyas impedancias acústicas difieren en varios ordenes de magnitud, ($Z_{aire} \approx 411$, $Z_{Al} = 17.1 \times 10^6 [Kg/m^2s]$), se puede considerar que toda la energía incidente se refleja. En este caso, la integral anterior puede extenderse a toda la superficie S de los objetos existentes en el volumen considerado, con lo cual:

$$y(t) = \frac{\partial}{\partial t}(U_{ER}(t) \otimes \oint_S h_{DER}(\vec{M}_E, \vec{M}_{Pi}, \vec{M}_R; t) ds \quad (2.39)$$

El integrando de la ecuación (2.39) es una función que depende de la posición de cada uno de los puntos respecto al emisor y receptor respectivamente y de la curvatura del objeto en el sentido de la determinación si el punto se encuentra “iluminado” por la fuente, como también si se encuentra en la zona de “visión” del receptor; esto es necesario para no considerar en la integral aquellas zonas del objeto que se encuentran en la región de sombra o de oclusión. Una vez más insistimos acerca de que este enfoque dará una muy buena aproximación, en tanto, que los radios de curvatura de las irregularidades sean grandes respecto a la longitud de onda incidente. Cuando los transductores son

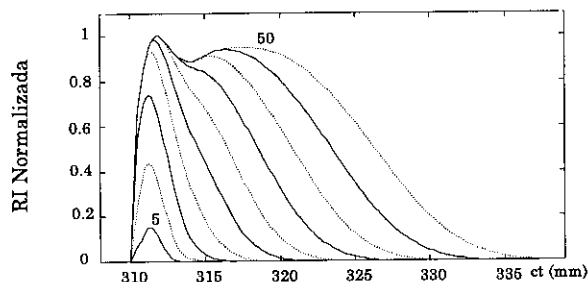


Figura 2-32: Respuestas al impulso de círculos de radios diferentes, colocados a una profundidad de $z = 155$ mm, centrados respecto al eje de un único transductor. Variando el radio del círculo en el intervalo $[5 \leq R \leq 50]$ mm.

considerados omnidireccionales, la integral anterior, se puede aproximar utilizando el método de las zonas de Fresnel [Freedman, 1962].

La derivada temporal de la integral en la ecuación (2.39), es la presión producida en el receptor, debido a la reflexión sobre la superficie S , cuando se aplica un impulso eléctrico al emisor.

2.3.3.1 Señal de eco debida a la reflexión sobre círculos perpendiculares al eje de simetría del transductor

La respuesta al impulso en emisión/recepción debido a la reflexión en un disco, puede ser fácilmente calculada a partir de la integración de la ecuación (2.39).

En la Fig.2-32 se presentan los resultados de la integración para círculos centrados respecto a un transductor, el cual se considera que opera como emisor/receptor, variando el radio del círculo en el intervalo $[5 \leq R \leq 50]$ mm, en incrementos de 5 mm; el centro del círculo fue colocado a una profundidad de $z = 155$ mm. La curva de menor área corresponde al radio de 5 mm y la de mayor al de 50 mm.

Como puede observarse en la Fig.2-32, a partir de $R = 20$ mm, valor próximo al radio del transductor, el aumento del radio del objeto, no produce incrementos notables en el valor de la amplitud máxima, produciendo únicamente un ensanchamiento temporal de la RI. Además, las RIs para todos los valores del radio presentan en común una subida brusca, que es debido al frente de onda plano que llega al receptor, siendo este tiempo de subida, prácticamente independiente del tamaño del objeto, excluyendo al círculo de $R = 5$ mm, el tiempo de subida puede ser calculado a través de la expresión aproximada $t_{sub} \cong a^2/2zc$ [Anaya, 1990]. Los gráficos de la Fig.2-32, a partir de $R = 35$ mm aproximadamente, presentan convexidad hacia abajo, que es debida a la interferencia entre el primer frente de onda plano y los sucesivos frentes que van llegando al receptor. El radio en el que se inician las convexidades se corresponden con el final del campo lejano del objeto respecto al receptor e inicio, lógicamente, del campo próximo, pudiendo ser calculada a través de la expresión $N = (4R^2 - \lambda^2)/\lambda^2$, siendo R el radio del círculo. Expresado de otra

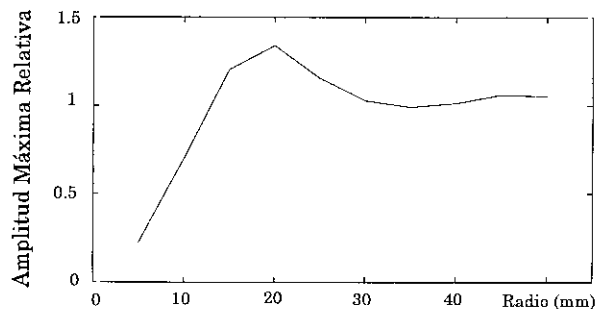


Figura 2-33: Variación de la amplitud máxima de la señal de eco, en función del radio del círculo.

manera, a partir de un determinado radio, para una misma profundidad, el objeto deja de encontrarse en campo lejano del receptor.

Se han calculado además, las amplitudes máximas de las señales de eco, utilizando para ello la ecuación (2.39) y la función $U_{DER}(t)$; los resultados obtenidos son representados en el gráfico de la Fig.2-33. En dicho gráfico, puede observarse el crecimiento lineal de la amplitud máxima hasta un determinado radio, produciéndose a continuación un punto de máximo para finalmente estabilizarse a un valor constante, a partir del cual, el aumento de la superficie del disco ya no produce incrementos en la amplitud máxima de la señal de eco. Los resultados anteriores podrían servir, por ejemplo, para la implementación de un sistema de clasificación de discos de tamaños diferentes, utilizando como parámetro de clasificación, la amplitud máxima de eco; aunque únicamente será útil en un rango determinado de radios, ya que a partir de un determinado valor, como puede apreciarse en el gráfico de la Fig.2-33, la relación entre el radio de la superficie reflectora y el valor máximo de la señal de eco es biunívoca, es decir, valores de amplitudes máximas iguales son obtenidas para radios diferentes. La variación de la amplitud máxima es función del diámetro del transductor, de la longitud de onda emitida y de la profundidad a la que se encuentra el disco.

Para comprobar la validez y precisión de los resultados, se ha utilizado el modelo para la síntesis de señales de eco, midiendo además, señales de eco experimentales para lo cual, se ha utilizado la configuración de transductores de la Fig.2-27. Las coordenadas corresponden al vector de posición del centro del disco $\vec{M}_c(x, y, z)$; hay que recordar que estamos considerando que el centro del emisor se encuentra en el origen del sistema de coordenadas.

En las experiencias se han utilizado tres discos, de radios 6, 15 y 30 mmm, colocados a una profundidad de $z = 155$ mm de forma que la normal a la superficie del disco, sea perpendicular al plano de los transductores. Cada uno de los discos se ha situado en tres posiciones espaciales distintas, para la misma profundidad. Estas posiciones coinciden con el centro del disco siendo colineal al centro del emisor, a un punto en el eje de simetría del sistema emisor/receptor, y al centro del receptor respectivamente.

Los resultados de las simulaciones y las señales experimentales están representadas en

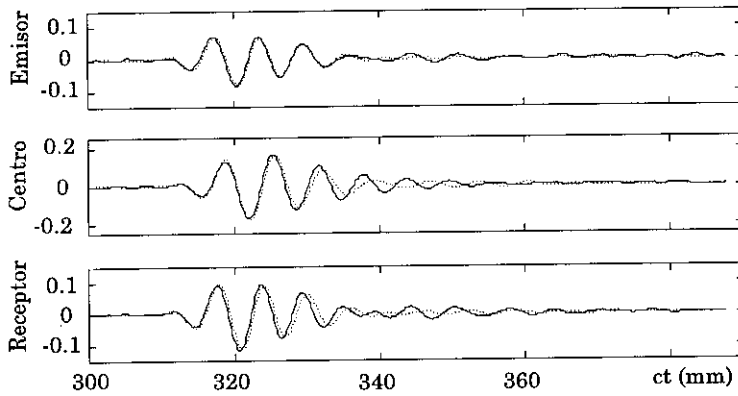


Figura 2-34: Señales de eco para discos de $R = 6$ mm. Experimentales (línea continua) y sintetizadas (línea de puntos). Posición del centro del disco, de arriba hacia abajo: a) $\vec{M}_c(0, 0, 155)$, b) $\vec{M}_c(21, 0, 155)$, c) $\vec{M}_c(42, 0, 155)$.

las figuras (2-34), (2-35) y (2-36). En cada figura se representan tres gráficos, que se corresponden con el disco enfrentado al emisor, a un eje de simetría del sistema receptor/emisor y al receptor respectivamente. Queremos destacar que la situación en la que el disco está enfrentado al emisor es totalmente equivalente a cuando el disco se encuentra enfrentado al receptor, motivo por el cual, las señales sintetizadas para dichas posiciones son idénticas.

La concordancia de las señales sintetizadas con las obtenidas experimentalmente es bastante buena, pudiendo las diferencias ser atribuidas a errores normales a cualquier sistema de medida y que son muy difíciles de modelar; como por ejemplo, errores de alineamiento o posicionamiento, ruidos eléctricos o acústicos, entre otros.

Comparando los gráficos centrales de las figuras (2-34), (2-35) y (2-36) podemos ver como el modelo representa con mayor fidelidad a la señal experimental, a medida que el radio del círculo crece. Este es un resultado previsible, considerando que el número de puntos del objeto que satisfacen las condiciones impuestas en las hipótesis de partida en la deducción del modelo aumentan; dicho de otra manera, los puntos del borde del círculo adquieren menor importancia a medida que el radio aumenta.

2.3.4 Reflexión de ondas sobre un plano infinito

Siendo uno de los objetivos principales de este trabajo, el análisis de la reflexión de ondas acústicas sobre superficies, estamos interesados en calcular la expresión de la RI de un plano liso, de grandes dimensiones, utilizando dos transductores, uno como emisor y otro como receptor, situados ambos en posiciones arbitrarias del espacio.

Para ello, utilizaremos el mismo criterio adoptado por Rhyne [Rhyne, 1977], el cual considera que el cálculo del campo de presión, debido a la reflexión sobre un plano, como consecuencia de un frente de onda incidente generado por un pistón circular, cuya normal

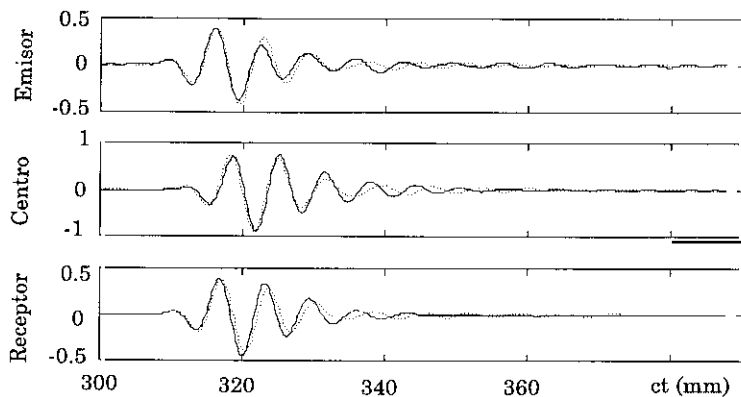


Figura 2-35: Señales de eco para discos de $R = 15$ mm. Experimentales (línea continua) y sintetizadas (línea de puntos). Posición del centro del disco, de arriba hacia abajo: a) $\vec{M}_c(0, 0, 155)$, b) $\vec{M}_c(21, 0, 155)$, c) $\vec{M}_c(42, 0, 155)$.

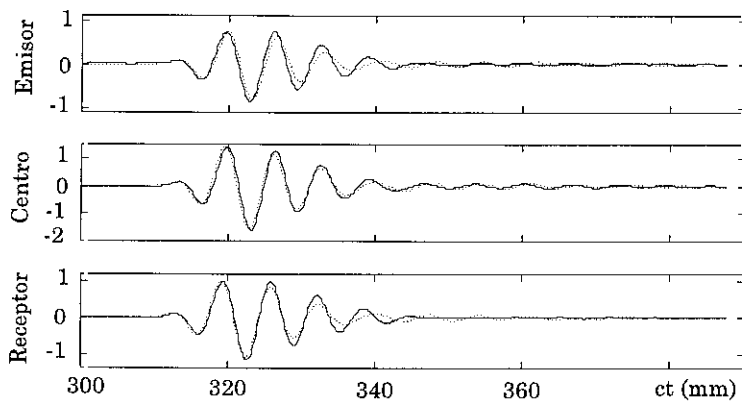


Figura 2-36: Señales de eco para discos de $R = 30$ mm. Experimentales (línea continua) y sintetizadas (línea de puntos). Posición del centro del disco, de arriba hacia abajo: a) $\vec{M}_c(0, 0, 155)$, b) $\vec{M}_c(21, 0, 155)$, c) $\vec{M}_c(42, 0, 155)$.

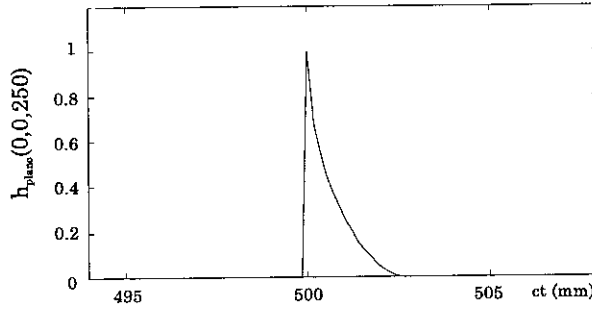


Figura 2-37: Respuesta al impulso de un plano perpendicular a un transductor que opera como emisor/receptor y cuyo centro se encuentra a una distancia de 250 mm del plano.

es perpendicular al plano de incidencia, es idéntico al de dos transductores enfrentados, separados por una distancia igual al doble de la que separa el emisor del plano. Rhyne ha calculado la expresión analítica de la RI, considerando el criterio anteriormente citado e integrando la expresión de la RI deducida por Stepanishen para un punto, que se encuentra en la sombra del transductor, cuya expresión ya ha sido dada por la ecuación (2.31) y que repetimos a continuación:

$$h(0,0,z,t) = \begin{cases} 0 & \forall t, \quad t < \tau_0 \\ c & \forall t, \quad \tau_0 \leq t \leq \tau_1 \\ \frac{c}{\pi} \arccos \frac{L^2 + c^2 t^2 - z^2 - a^2}{2L \sqrt{c^2 t^2 - z^2}} & \forall t, \quad \tau_1 \leq t \leq \tau_2 \\ 0 & \forall t, \quad t > \tau_2 \end{cases} \quad (2.40)$$

Considerando que el plano reflector se encuentre situado a una distancia de $z/2$ e integrando (2.40) sobre la superficie del disco receptor se obtiene:

$$h(0,0,z,t) = \begin{cases} 0 & \forall t, \quad t < \tau_1 \\ 2ca^2 \arccos\left(\frac{(ct)^2 - z}{2a}\right) & \forall t, \quad \tau_1 \leq t \leq \tau_2 \\ -\frac{c^3}{2} \left(t^2 - \frac{z^2}{c^2}\right) \left[(-t^2 + \frac{4a^2 + z^2}{c^2})\right]^{1/2} & \forall t, \quad t > \tau_2 \\ 0 & \forall t, \quad t > \tau_2 \end{cases} \quad (2.41)$$

Siendo $\tau_1 = z/c$ y $\tau_2 = (\frac{4a^2 + z^2}{c^2})^{1/2}$, los tiempos de llegada de los puntos más cercanos y lejanos, respectivamente. En [Anaya, 1990], se sigue el mismo enfoque, y dicho autor, analiza la RI debido a planos inclinados, realizando la integración a través de segmentos lineales. Evaluando la expresión (2.41) para el transductor capacitivo y suponiendo que el plano se encuentre a una profundidad de $z = 155$ mm se obtiene la curva de la Fig.2-37.

Como puede observarse en la Fig.2-37, la RI es un escalón inicial, que se corresponde con el frente de onda plano inicial, que llega al receptor; disminuyendo a continuación rápidamente a zero. El comportamiento de la RI de un plano, a lo largo del eje del transductor, es similar al que ya ha sido observado para el punto, en el sentido de que

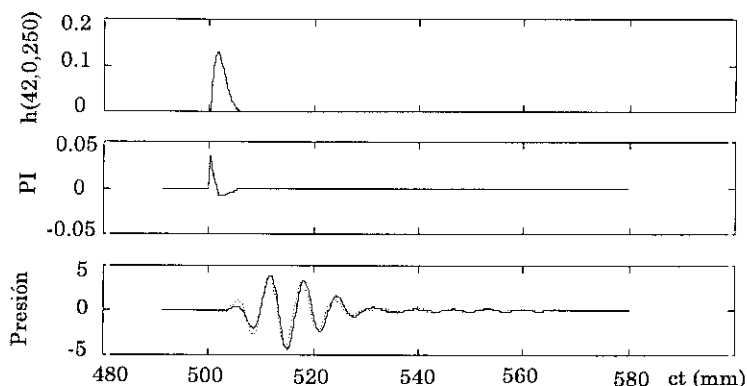


Figura 2-38: Análisis del campo de presión debido a la reflexión sobre un plano, con los transductores de la Fig.2-27. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(42, 0, 0)$. b) Pulso de presión en el receptor. c) Señal medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

si se acerca el transductor al plano, la RI sufre un ensanchamiento temporal; en cuanto, la RI se estrecha temporalmente, si se aleja el transductor del plano. Por lo tanto, en campo lejano del transductor, la señal de eco debida a la reflexión sobre un plano liso e infinito, coincide prácticamente con la señal de velocidad de la membrana del pistón. En [Rhyne, 1977] se realiza un análisis de la RI en el dominio frecuencial, para una profundidad determinada y se confirma que el proceso es esencialmente un filtro paso alto, de valor nulo para $\omega = 0$, tendiendo a un valor constante al aumentar la frecuencia.

Sin embargo, en los citados trabajos, solamente se trata el caso de un único transductor, operando como emisor y receptor. En este trabajo nos interesa determinar la RI de un plano infinito, cuando son utilizados dos transductores, uno como emisor y otro como receptor; situados en posiciones arbitrarias del espacio. Esto complica el proceso de integración, ya que antes de considerar la influencia de un determinado punto hay que determinar primero sus coordenadas respecto al emisor de forma a calcular el campo incidente, a continuación se deben calcular las coordenadas respecto al emisor realizando para ello los desplazamiento y giros necesarios.

En primer lugar deseamos conocer la influencia sobre la RI y por ende de la señal de presión recibida, cuando se utiliza el sistema de transductores de la Fig.2-27; esto es, cuando el emisor y el receptor no son el mismo dispositivo físico. Para ello se ha colocado un plano a una profundidad de 250 mm enfrenteado al sistema de transductores citado anteriormente.

Los resultados obtenidos son representados en los gráficos de la Fig.2-38. En el gráfico superior, puede observarse como la RI se ensancha temporalmente y se aplanan en amplitud debido al desplazamiento lateral del receptor respecto al emisor. Una vez más, para esta configuración de transductores, puede apreciarse como la señal sintetizada se corresponde con la señal experimental. El ensanchamiento temporal de la RI trae aparejado la disminución de resolución axial del sistema de adquisición, este tema será tratado con mayor profundidad en el siguiente capítulo.

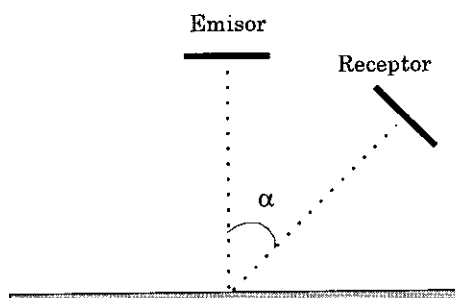


Figura 2-39: Geometría correspondiente a la reflexión sobre un plano, utilizando dos transductores.

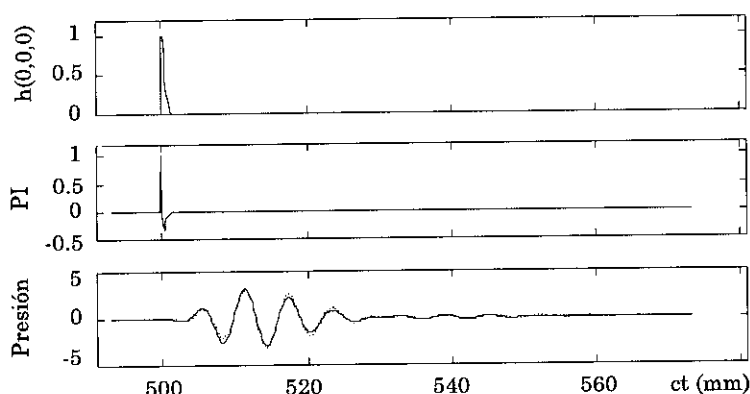


Figura 2-40: Análisis del campo de presión debido a la reflexión sobre un plano, para $z_p = 250$ mm y $(\alpha = 0^\circ)$. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(0, 0, 0)$. b) Pulso de presión en el receptor. c) Señal medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

A continuación se han dispuesto los transductores de la forma esquematizada en la Fig.2-39, lo cual ha sido realizado utilizando un posicionador lineal programable. El emisor se ha dejado fijo, siendo la normal del mismo, perpendicular al plano reflector. El receptor se gira con un ángulo α , siguiendo una trayectoria circular en torno a la proyección del centro del emisor sobre el plano, girando al mismo tiempo el plano del receptor de forma solidaria al punto.

Se han calculado las RI para ángulos comprendidos entre $[0^\circ \leq \alpha \leq 45^\circ]$, en intervalos de 5° . Utilizando dichas RI se han sintetizado las señales de presión para cada una de las posiciones angulares del receptor. A continuación, se comparan las señales sintetizadas con las experimentales y los resultados obtenidos han sido muy satisfactorios. A modo de ejemplo, en las figuras (2-40) y (2-41) se representan los resultados de los cálculos para dos valores del ángulo α , correspondientes a 0° y 15° respectivamente. En esta experiencia se ha colocado el plano reflector, a una distancia de 250 mm del emisor.

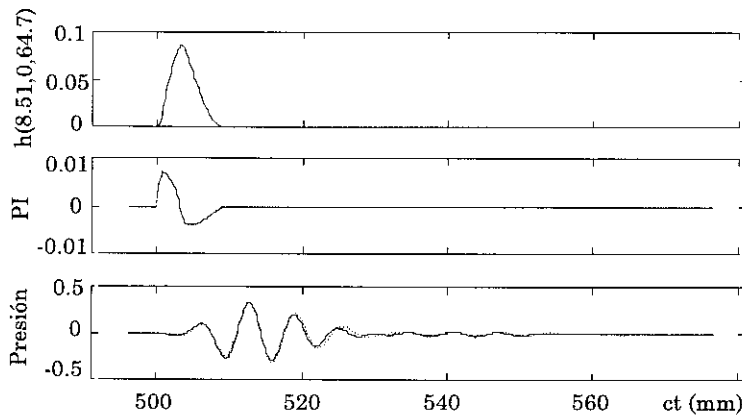


Figura 2-41: Análisis del campo de presión debido a la reflexión sobre un plano, para $z = 250$ mm y $\alpha = 15^\circ$. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(8.51, 0, 64.7)$. b) Pulso de presión en el receptor. c) Señal medida (línea continua) y sintetizada (línea de puntos).

En la Fig.2-40 se pueden observar los resultados obtenidos para $\alpha = 0^\circ$, los cuales lógicamente coincide con la respuesta dada por Rhyne, siendo válidas las consideraciones anteriormente realizadas. A medida que el ángulo α vaya en aumento, cada vez menos puntos coinciden con la sombra geométrica del receptor, con lo cual la RI disminuirá paulatinamente con el crecimiento del ángulo, ocurriendo además, un ensanchamiento temporal por el mismo motivo. En la Fig.2-41 se puede observar este comportamiento para $\alpha = 15^\circ$. En la misma figura, en el gráfico inferior, se puede apreciar como la señal sintetizada coincide plenamente con la señal experimental, con lo cual queda establecido que podemos modelar el comportamiento del campo de presión resultante debido a la reflexión en un plano de grandes dimensiones para posiciones espaciales arbitrarias del dispositivo receptor.

2.4 Extensión del método a la reflexión en objetos de geometría más compleja

Una vez más, haciendo uso del principio de superposición, podemos obtener la RI de superficies complejas dividiéndolas en superficies parciales más simples, calculando la RI de las partes y combinándolas para obtener la RI. Esto puede ser realizado siempre que la superficie compleja esté formada por superficies “suaves” con respecto a la longitud de onda de la radiación incidente y que las partes no se encuentren en regiones de sombra o de oclusión respecto al sistema de adquisición, en cuyo caso, el principio de linealidad ya no podrá ser aplicado, a no ser que las regiones de sombra u oclusión sean detectadas y no sean incluidas en el proceso de integración. De esta manera y cumpliendo con los supuestos propuestos anteriormente, se puede calcular la RI de objetos de perfiles más

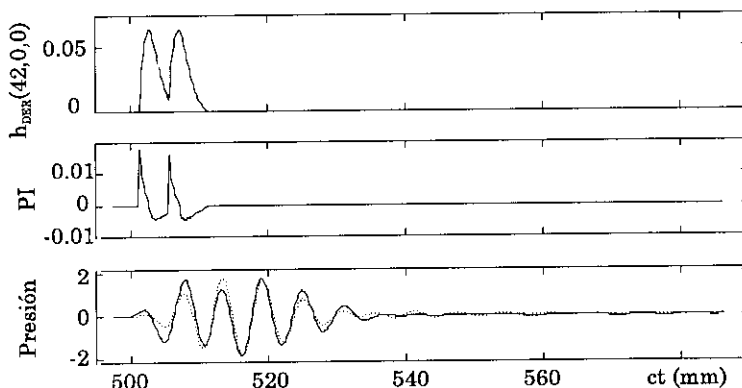


Figura 2-42: Análisis del campo producido por la reflexión sobre dos semiplanos separados por 2 mm. De arriba hacia abajo a) $h_{DER}(42,0,0)$. b) Pulsos de presión en el receptor, debido a un impulso en el emisor. c) Señales de presión, experimental (línea continua), sintetizada (línea de puntos).

complejos, siendo la resultante expresada de forma general por:

$$h_{DER}(\vec{M}, t) = \sum_{i=1}^n h_{DERi}(\vec{M}_i, t) \quad (2.42)$$

2.4.1 Composición de las RIs de objetos planos para el cálculo de la RI de objetos planos complejos

Para comprobar de forma experimental, que la RI de una superficie compleja puede ser obtenida como la composición lineal de la RI de las superficies que forman el objeto, se ha utilizado como reflector un objeto formado por dos semiplanos que pueden ser desplazados uno respecto al otro y cuyo desplazamiento puede ser controlado por medio de un micrómetro. De nuevo, se ha utilizado la configuración de transductores de la Fig.2-27. Se ha dispuesto el plano de simetría horizontal de los transductores, perpendicular a los semiplanos reflectores, conteniendo el mismo la línea de separación entre los semiplanos; esto fue realizado de forma que ambos semiplanos presenten una superficie reflectora semejante para los transductores.

El objeto reflector fue colocado a una distancia de 250 mm de los transductores, y se ha realizado un desplazamiento relativo de 2 mm entre los semiplanos. Los resultados de los cálculos realizados, así como la señal experimental obtenida son representados en la Fig.2-42. En el gráfico correspondiente a la presión se aprecian ligeras diferencias entre la señal sintetizada y la experimental y que son debidas al comportamiento no ideal de los elementos de la cadena de medida, así como de las imprecisiones de nuestro sistema de sujeción. Sin embargo, el alto grado de similitud confirma plenamente la validez del modelo. Similares resultados han sido obtenidos para diferentes desplazamientos entre los dos semiplanos.

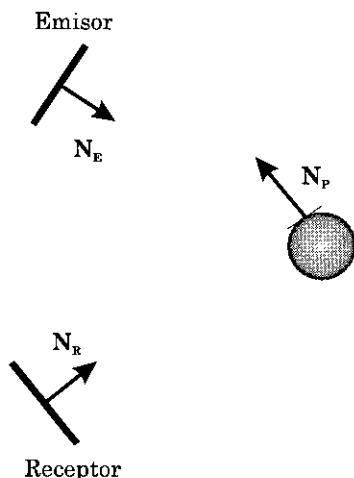


Figura 2-43: Definición de las variables geométricas para la reflexión sobre esferas.

2.4.2 Obtención de la RI de esferas

En la obtención de la RI de esferas, procedemos de la misma forma que en el caso de los círculos, la consideración adicional realizada para el caso de las esferas, es que antes de sumar la influencia del punto, se verifica, si el mismo se encuentra “iluminado” por la fuente, como también si se encuentra en la zona de “visión” del receptor; esto es necesario, para no considerar en la integral aquellas zonas del objeto que se encuentran en la región de sombra o de oclusión y puede ser considerado como la inclusión de un bloque funcional adicional en el sistema. En la Fig.2-43, puede observarse la disposición geométrica del sistema considerado, así como las variables involucradas. Los puntos de sombra o de oclusión son obtenidos analizando los ángulos de los vectores unitarios $\vec{N}_{EP} = \frac{\vec{N}_E + \vec{N}_P}{\|\vec{N}_E + \vec{N}_P\|}$ y $\vec{N}_{RP} = \frac{\vec{N}_R + \vec{N}_P}{\|\vec{N}_R + \vec{N}_P\|}$ respectivamente.

En la Fig.2-44 representamos la RI de esferas de distintos radios, cuyos centros han sido posicionados a profundidades distintas, de manera que el punto de la esfera más cercano al transductor se mantenga a una profundidad constante e igual a $z = 155$ mm, para todos los radios. La esfera se encuentra centrada respecto al transductor, el cual opera como emisor/receptor, se ha hecho variar el radio de la esfera en el intervalo $[5 \leq R \leq 50]$ mm.

Puede observarse que el comportamiento de la RI de las esferas es bastante similar al de los círculos, Fig.2-32, aunque el crecimiento de la misma con el radio se produce de manera más suave para el caso de las esferas; esto es lógico, considerando que el “área efectiva” que presenta una esfera es menor de la que presenta un círculo de mismo radio. Con relación a la duración temporal de la RI, podemos observar que la RI de los círculos presentan una duración temporal mayor comparada con la RI de esferas del mismo radio. Esto puede explicarse teniendo en cuenta que los puntos de la esfera están más “concentrados” respecto al eje de simetría del transductor, y se encuentran a una

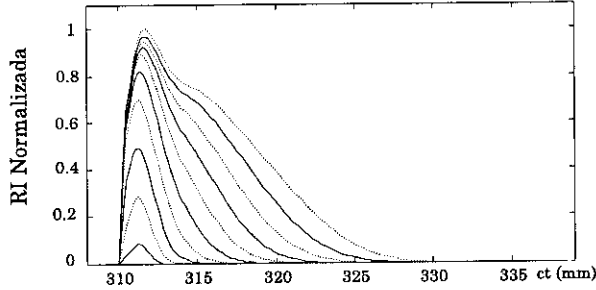


Figura 2-44: Respuesta al impulso de esferas centradas respecto al eje del transductor, variando el radio en el intervalo $[5 \leq R \leq 50]$ mm.

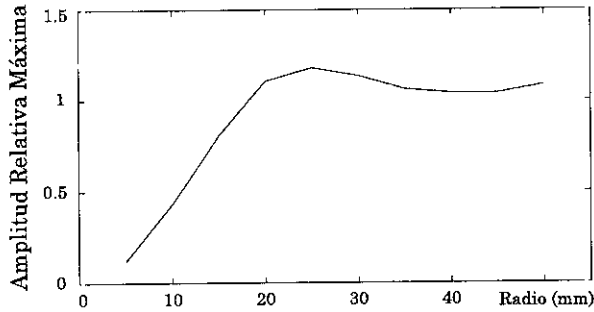


Figura 2-45: Variación de la amplitud máxima de la señal de eco, en función del radio de la esfera.

mayor profundidad que los puntos “simétricos” del círculo, motivo por el cual, la RI de las esferas presentan duraciones temporales menores que círculos de mismo radio, ya que la RI de un reflector puntual disminuye al acercarse el punto al eje de propagación y al aumentar la profundidad del mismo respecto al transductor, como ha sido analizado en la sección 2.3.2.

En la Fig.2-45 representamos la variación de la amplitudes máximas de las señales de eco, calculada a partir de la ecuación (2.39), siendo $U_{ER}(t)$ la señal de la Fig.2-20. El comportamiento de la curva de amplitud máxima con respecto al radio de la esfera es bastante similar a la curva correspondiente para los círculos, en esta curva puede observarse también, el comportamiento descrito anteriormente, con lo cual la pendiente de crecimiento de la recta es menor. Es de destacar que el perfil de esta curva es función de la longitud de onda de la radiación, de la profundidad y del radio del transductor

Para concluir el análisis de los reflectores esféricos y validar el método para las esferas, se ha utilizado nuevamente la configuración de transductores de la Fig.2-27, donde como en el caso de los círculos, las coordenadas corresponden al vector de posición del centro de

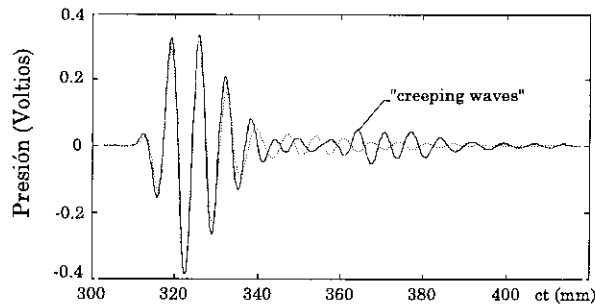


Figura 2-46: Señal de eco debido a la reflexión sobre una esfera de $R = 10$ mm, cuyo centro se encuentra en $\vec{M}_e(21, 0, 165)$ mm. Señal experimental (línea continua), sintetizada (línea de puntos).

la esfera $\vec{M}_e(x, y, z)$. Se han obtenido señales de eco de tres esferas de 10, 15 y 20 mm de radio. El centro de la esfera de 10 mm fue posicionado en $\vec{M}_e(21, 0, 165)$, la de radio = 15 mm en $\vec{M}_e(21, 0, 170)$ y la de 20 mm en $\vec{M}_e(21, 0, 175)$ respectivamente; esto fue realizado para situar el punto más cercano de la esfera a 155 mm del centro del transductor. Las señales de eco obtenidas, así como las señales sintetizadas son representadas en las figuras (2-46), (2-47), (2-48) respectivamente.

En la fig.2-46, se puede observar como el modelo representa con bastante fidelidad a la señal experimental, excepto en la parte final de la onda, en la gráfica de la señal experimental puede observarse además, la presencia de ondas superficiales, ondas que bordean a la esfera a una velocidad próxima a la de las ondas longitudinales y que llegan al receptor con un tiempo de retraso igual a $t = (2 + \pi)R/c$ [Kino, 1987]; para una esfera de $R = 10$ mm, esto es traducido en espacio a 51.4 mm, lo que concuerda con el valor observado en la práctica. Insistimos una vez más que el modelo no incluye este modo de vibración y que por lo tanto la presencia de estas ondas acrecenta la diferencia entre la señal sintetizada y la experimental. La amplitud relativa de las ondas superficiales es función de la relación del radio de la esfera y de la longitud de onda de la radiación incidente [Freedman, 1962].

En las figuras (2-47) y (2-48) podemos observar como las ondas superficiales se debilitan paulatinamente a medida que el radio de la esfera aumenta, llegando a ser prácticamente imperceptibles para la esfera de 20 mm. En estas dos figuras, podemos decir también, que el modelo representa a la señal experimental con bastante exactitud.

2.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han sentado las bases teóricas para el análisis del proceso de emisión/recepción de ultrasonidos. Para ello, se ha utilizado el método de la integral de convolución propuesto por Stepanishen, el cual permite realizar un tratamiento por separado de los efectos de la geometría de los del proceso de conversión electromecánica

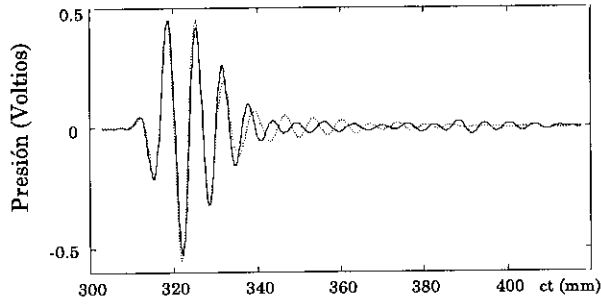


Figura 2-47: Señal de eco debido a la reflexión sobre una esfera de $R = 15$ mm, cuyo centro se encuentra en $\vec{M}_e(21, 0, 170)$. Señal experimental (línea continua), sintetizada (línea de puntos).

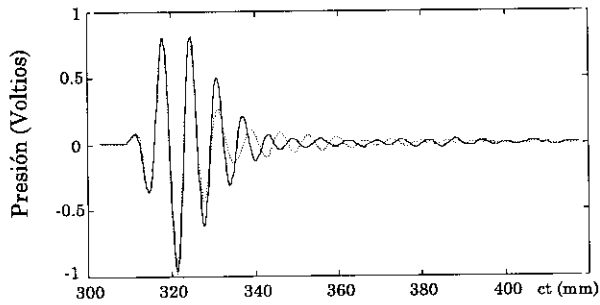


Figura 2-48: Señal de eco debido a la reflexión sobre una esfera de $R = 20$ mm, cuyo centro se encuentra en $\vec{M}_e(21, 0, 175)$. Señal experimental (línea continua), sintetizada (línea de puntos).

de la señal. Lo que hace posible, tratar el fenómeno de la difracción de ondas como el de un filtro lineal, combinando toda la potencia de la teoría de ondas, con las ventajas de la teoría de los sistemas lineales. En esta metodología confluyen:

- El método convolucional, el cual constituye de cierta forma una representación externa, ya que modela el sistema a partir de las señales de entrada y salida.
- La expresión de Rayleigh, formalización matemática del principio de Huygens, basada en las interacciones locales entre las fuentes puntuales de Huygens y de la propagación del campo generado por dichas fuentes en el medio.

Además, se han efectuado medidas del campo acústico de emisión, generado por transductores circulares planos, tanto en la zona de Fresnel (campo cercano) como en la de Fraunhofer y en diferentes posiciones espaciales para ambas zonas. A través de la comparación de las señales medidas y sintetizadas utilizando el modelo, se ha comprobado que los transductores pueden ser considerados como pistones planos. Esta contrastación ha servido además, para corroborar que la RI es una herramienta precisa para el modelado del campo acústico de emisión.

Utilizando el modelo de Stepanishen, se ha deducido una expresión para modelar la señal eléctrica generada por un receptor plano de área A , debido a la reflexión de ondas acústicas sobre un objeto considerado como puntual. En la expresión obtenida, las variables dependientes de la geometría se encuentran separadas de las que dependen del proceso de conversión y de la dinámica de los circuitos de excitación y amplificación de la señal. Por medio de una generalización de la expresión para un objeto puntual y utilizando la aproximación de Kirchoff, se obtiene una expresión similar para el caso de objetos con dimensiones finitas. En los términos de las expresiones deducidas intervienen integrales de volumen o de superficie según sea el caso. Estas expresiones han sido utilizadas en diversos casos particulares, para lo que se han desarrollado los algoritmos para la síntesis de las señales de eco.

De las distintas experiencias realizadas en el análisis del proceso de reflexión, se ha observado que existe un alto grado de similitud entre las medidas experimentales y los previstos por la teoría. Las diferencias encontradas pueden ser atribuidas a errores normales de cualquier sistema de medida, así como, al funcionamiento no ideal de los transductores, al medio de propagación o a la presencia de ruido en el entorno. Con lo que queda demostrado que las hipótesis asumidas en la obtención del modelo son correctas.

Se ha corroborado que el método de la RI puede ser empleado como base para el diseño de una herramienta de simulación, a ser utilizada en la fase de definición de sistemas sensoriales basados en ultrasonidos para la clasificación de reflectores. Esta herramienta podría ser bastante útil en la selección de parámetros discriminantes y en la búsqueda de la configuración óptima de los transductores. Ya que conocida la geometría de los transductores, de los objetos reflectores y la forma de la señal de excitación, se tiene la información necesaria y suficiente para tomar decisiones acerca de la separabilidad de un determinado conjunto de objetos para una determinada posición de los elementos transductores, sin necesidad de montar previamente el sistema sensorial. Es importante destacar, que en la obtención del modelo se ha asumido que el objeto es de naturaleza

especular y que los efectos de bordes y de interreflexiones entre elementos de superficie no son considerados.

Se ha verificado además, que cuando los objetos presentan superficies reflectoras semejantes, sus respuestas al impulso son parecidas; lo que ocasiona muchas veces que ecos provenientes de objetos de formas diferentes (un prisma rectangular y uno cilíndrico, por ejemplo), originen señales bastante similares. Por lo general, esto ocurre cuando los objetos tienen una alta simetría axial. En estos casos, se puede romper la simetría del sistema emisor/receptor, ya sea moviendo el receptor respecto al emisor o desplazando lateralmente el objeto en relación al sistema emisor/receptor. Este es un hecho conocido hace bastante tiempo, sin embargo olvidado por muchos autores a la hora de obtener parámetros para realizar la clasificación de objetos con simetría axial, utilizando transductores simétricos.

Para el caso de la reflexión sobre las esferas se ha incluido una función de sombra en los algoritmos, para no considerar en la integral aquellas zonas del objeto que se encuentran en la región de sombra o de oclusión. Además, se ha verificado de forma experimental la existencia de ondas superficiales en objetos curvos. Esto último, es un fenómeno conocido y estudiado por diversos autores, sin embargo, no se tiene constancia que ningún autor haya realizado hasta ahora comprobaciones experimentales en el aire.

Capítulo 3

Técnicas de procesamiento de señal para la mejora de la resolución

En este capítulo, se aborda el problema de la localización precisa de la posición de los ecos individuales que puedan originarse debido a la reflexión de una onda ultrasónica sobre un objeto de geometría compleja, situado en la dirección axial del transductor. En el análisis de las señales se plantean dos situaciones, el tratamiento de señales sin acoplamiento entre los diferentes ecos y aquellas en la que existen acoplamientos. Se analizan a fondo las características de un sistema de ultrasonidos operando en modo pulso-eco, con el fin de buscar técnicas que permitan obtener un máximo de rendimiento en cuanto a precisión y resolución se refieren. Utilizando conceptos de la teoría de la información, se desarrolla una expresión para calcular la resolución axial que puede obtenerse con un sistema ultrasónico, operando en modo pulso-eco, considerando tanto el ancho de banda de la señal emitida, así como la relación (S/R).

Se realiza además, un análisis crítico teórico y experimental de diversas técnicas de procesamiento de señal desarrolladas en principio para sistemas radar y sonar, estudiando su utilización para señales ultrasónicas en aire. Estas técnicas resultan especialmente eficaces en la separación de ecos cuando los mismos se encuentran acoplados en la señal, mejorando su localización temporal, así como la relación S/R .

Se estudia como mejorar la resolución de un sistema operando en modo pulso-eco por medio de la señal de excitación, para lo cual se ensayan diversos tipos de señales. Finalmente, se elabora un procedimiento original utilizando métodos complementarios para la mejora de la capacidad de resolución, presentando ventajas adicionales sobre otros métodos.

3.1 Introducción

En muchos casos de automatización industrial, se requiere localizar de manera precisa la posición, ya sea de superficies o de discontinuidades en las mismas, detectar la existencia de ranuras o de oquedades, extraer perfiles etc. Estos problemas se presentan por ejemplo, en procesos de soldadura o en otros de mecanizado y en numerosos casos de inspección.

Para tratar este tipo de problema con un sensor de ultrasonidos, se hace necesario determinar de forma precisa la posición de los distintos ecos provenientes de las superficies o de las discontinuidades en las mismas, según sea el caso. Esto puede ser una tarea relativamente simple cuando los ecos se encuentran desacoplados en la señal, siendo necesario únicamente procesar la señal en la ventana temporal adecuada, Fig.3-1 (a). Sin embargo, si los ecos están acoplados, o sea, los ecos individuales están mezclados entre sí, se deben aplicarse técnicas de procesamiento de señal más refinadas para determinar la posición de los distintos ecos comprendidos en la señal, Fig.3-1 (b). Básicamente, el acoplamiento entre los diferentes ecos ocurre cuando la duración espacial del pulso emitido es mayor que la distancia entre las superficies. Si se excita el transductor con un impulso de corta duración, el tiempo de amortiguamiento del transductor es inversamente proporcional al ancho de banda del mismo. Un problema análogo se tiene cuando se quiere medir el espesor de capas o substratos que componen el objeto bajo medida, como es el caso de la ecografía del globo ocular por ejemplo [Betta, 1993], [Daponte, 1996].

En el análisis de las superficies o discontinuidades, serán estudiados dos casos, que corresponden a superficies deterministas y aleatorias. En el primero de los casos se cuenta con un número limitado de discontinuidades superficiales, las cuales están formadas por superficies geoméricamente bien definidas, en cuanto que en el segundo, las discontinuidades se encuentran formadas por irregularidades aleatorias cuyas características no son conocidas en detalle y serán tratadas como rugosidades superficiales. Del análisis de este tipo de superficies, nos ocuparemos en el siguiente capítulo de este trabajo.

Pasamos a continuación a analizar las técnicas que pueden ser utilizadas en la

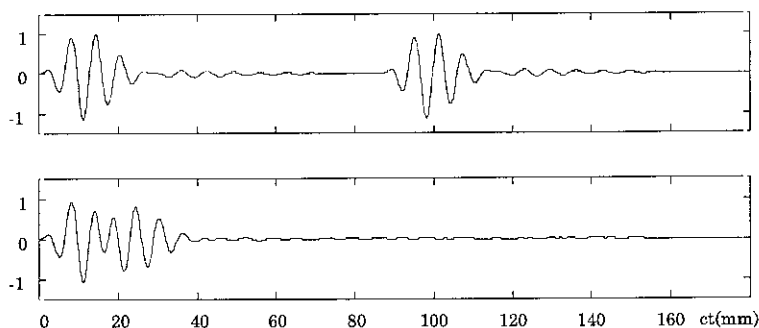


Figura 3-1: Señales de ecos provenientes de dos objetos planos compuestos. a) Señales de ecos desacoplados. b) Ecos acoplados.

determinación de la posición de un eco para el caso de superficies formadas por objetos definidos en el espacio de forma determinista.

3.2 Técnicas de detección de ecos desacoplados

Determinar el instante de comienzo de una señal de eco, con respecto a un tiempo de referencia, es equivalente a realizar la medida de distancia desde el elemento transductor al objeto sobre el cual se ha producido la reflexión. Existen diferentes técnicas desarrolladas para la obtención de la medida de distancia utilizando ultrasonidos; descripciones detalladas de las mismas pueden ser encontradas en [Lynnworth, 1989] o en [Everett, 1995]. La mayoría de los autores utilizan la técnica pulso-eco, la cual se basa en la medida del tiempo de tránsito (TOF, por sus siglas en inglés). Esta técnica es preferida, en la obtención de la medida de distancia, frente a la de emisión continua (CW) por los siguientes motivos:

- Puede ser implementada utilizando un único elemento transductor operando como emisor y receptor, lo que elimina problemas de paralaje [Shirley, 1989].
- La medida de distancia puede obtenerse, en principio y para casos sencillos, directamente sin necesidad de recurrir a complicados análisis.
- La medida es lineal en todo el rango de medida y puede ser efectuada en cuanto sea posible la detección fiable de la señal de eco.

En el caso de la emisión continua se requieren como mínimo dos elementos transductores y pueden surgir problemas de acoplamiento entre emisor y receptor. Esta técnica presenta ambigüedad en la medida. El rango máximo de medida sin ambigüedad viene dado por $c/2\beta$, siendo el mismo de 70 mm aproximadamente para un $\beta = 2.5kHz$ [Webster, 1994].

Si se utiliza la técnica pulso-eco, son diversos los métodos que pueden emplearse para efectuar la detección de la señal de eco, para la medida del TOF. Siendo los más utilizados, el del umbral, ya sea fijo o dinámico [Freire, 1994], el análisis de la envolvente [Martín, 1992], de la diferencia de fase [Webster, 1994], [Martín, 1998], de la modulación en frecuencia [Kay, 1985] o de la correlación [Bryant, 1984], siendo esta última, la técnica más usual de detección en los sistemas de radar.

3.2.1 Medida del tiempo de tránsito utilizando la técnica pulso-eco

Como ha sido mencionado, la gran mayoría de los sistemas de ultrasonidos diseñados para operar en aire utilizan la técnica pulso-eco. Teniendo en cuenta que la velocidad de propagación del sonido es lo suficientemente baja para ser medida con una electrónica relativamente sencilla, la medida del TOF es hoy en día, una de las técnicas más comúnmente utilizada por ejemplo, en sistemas de robots móviles. En la última década, un esfuerzo considerable de investigación ha sido realizado en la implantación de esta

técnica en áreas tales como la del “modelado del mundo”, en la navegación, estimación de la posición, o detección de movimiento [Lynnworth, 1989]. En este método, como su nombre lo indica, lo que se realiza es la medida del tiempo de propagación t_p de la señal desde un receptor hasta un emisor. La distancia es calculada multiplicando la velocidad de propagación c de la onda por t_p .

La gran difusión que ha alcanzado esta técnica de medida ha motivado el diseño y la fabricación de circuitos integrados, así como de módulos, diseñados exclusivamente para excitar los transductores de ultrasonidos en modo pulso-eco y amplificar las señales de eco recibidas. Entre los circuitos integrados podemos citar como ejemplo, el LM1812N de National Semiconductor, que utiliza para el emisor un amplificador clase C que puede suministrar una corriente máxima de hasta 1A; posee además, un amplificador con ganancia programable, con una sensibilidad de $220 \mu V_{pp}$, lo que permite efectuar la detección del pulso con un umbral dinámico, y un detector de pulsos. Adicionando componentes externos, la característica de ganancia programable puede ser utilizada para incrementar gradualmente la sensibilidad del receptor con el tiempo [National, 1982]. Texas Instruments, fabrica los circuitos integrados TL851, TL852 y TL853, que en conjunto poseen funciones similares al LM1812N, y que pueden ser utilizados con transductores piezoeléctricos o electrostáticos para el diseño de medidores de distancia. Estos integrados son los utilizados en los sistemas Polaroid [Polaroid, 1994].

Pese a lo expuesto, persisten varios problemas cuando se utilizan sensores basados en transductores de ultrasonidos para la obtención de mapas del entorno. Uno de los principales problemas es la falta de resolución angular, que es debida al ancho lóbulo de emisión acústico. Otro problema es que la mayoría de los sistemas y módulos disponibles miden únicamente la distancia al objeto más cercano, que no necesariamente es el objeto de interés. Los sistemas existentes utilizan normalmente técnicas de detección relativamente simples, con lo cual gran parte de la información contenida en la señal de eco no es convenientemente aprovechada.

Uno de los métodos más convencionales para la determinación del TOF, consiste en poner en marcha un contador al mismo tiempo en que se aplica el pulso de excitación al transductor y pararlo cuando la señal de eco alcanza un determinado umbral, ver Fig.3-2.

Este método posee un alto grado de incertidumbre en la determinación del TOF debido a las variaciones que sufre la señal de eco en función del objeto reflector y de las condiciones de propagación, como se ha analizado en los primeros capítulos de este trabajo. Los errores cometidos por los dispositivos no compensados, utilizando transductores convencionales, están alrededor de varios milímetros. Aunque este error pueda ser tolerable para algunas aplicaciones, en otras, se requiere una mayor precisión en la medida. Debido a esto, algunos autores han desarrollado sistemas sensores que poseen amplificación o umbrales dinámicos [Canhui, 1993], [Freire, 1994], para contrarrestar los efectos de la propagación. Un umbral dinámico introduce compensaciones de atenuación en la propagación, aunque no puede corregir errores debido a cambios en la forma de la señal producidos por efectos de la reflexión sobre objetos.

Existen diferentes criterios que pueden ser utilizados en la localización temporal de un eco. Supongamos un pulso de un ancho de banda determinado, cuya forma es diferente del ruido de fondo, que puede ser interpretado como un evento único, Fig.3-3. El instante de llegada del pulso puede asociarse a un determinado aspecto del mismo, por ejemplo,

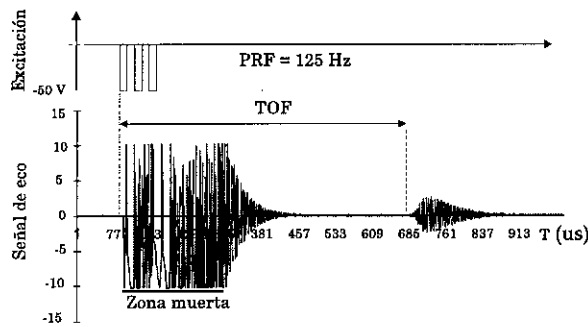


Figura 3-2: Diagramas de la señal de excitación y de eco(RF) debida a la reflexión sobre una superficie plana, obtenida con el E-188/220.

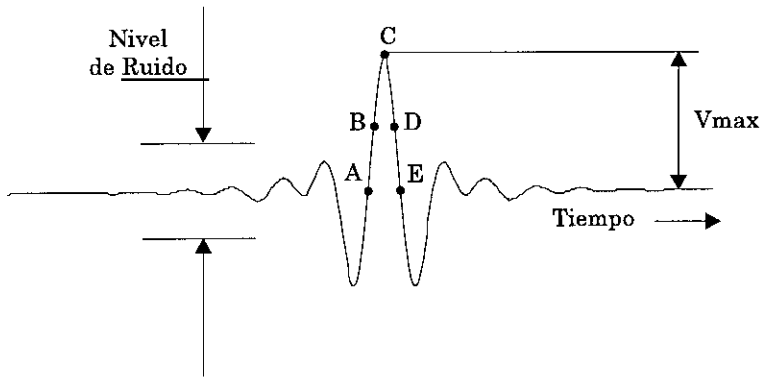


Figura 3-3: Puntos que podrían ser utilizados para determinar el instante de llegada de un pulso.

puede ser definido utilizando el primer cruce por cero después de haberse superado el umbral considerado como de ruido (A), o el 50% de la amplitud máxima en el flanco ascendente de la señal (B), el punto de amplitud máxima (C), el 50% de la amplitud máxima en el flanco descendente, o el punto E. Pueden encontrarse argumentos tanto a favor como en contra a cualquiera de las opciones anteriormente citadas. Si se prevé que la forma del pulso puede sufrir cambios, habrá que considerar mayor cantidad de información del pulso para determinar el instante de llegada antes que basarse en la de un único punto. Una manera de realizar esto es analizar dos puntos en vez de uno y tanto mejor cuando estos puntos se encuentren en regiones de transiciones abruptas, para disminuir las incertidumbres en la determinación de los respectivos instantes.

Si la señal de eco es previamente digitalizada, pueden aplicarse técnicas de procesamiento de señal en la determinación del TOF. Técnicas tales como la correlación por ejemplo, resultan adecuadas cuando los pulsos se encuentran atenuados o distorsionados debido

a diferencias de camino o a la presencia de ruido enmascarante. La correlación resulta adecuada incluso con relaciones S/R bastantes bajas, tanto como -1 dB, en algunas medidas que se han realizado. La correlación probablemente sea uno de los métodos más robustos para realizar la detección de un pulso, debido a que utiliza la energía y la información contenida en toda la señal y no únicamente la información de una parte de ella. Comparado con los métodos de umbral o de cruce por cero, la correlación es un proceso con mayor carga computacional, debido al proceso tanto de digitalización, como del análisis de los puntos. Sin embargo, con los avances en la tecnología y disponibilidad de los DSP, esto está dejando de constituir una limitación [Gueuning, 1997].

A continuación, analizaremos una técnica de detección y procesamiento que nos permitirá obtener mejores resultados respecto al método del umbral fijo en la determinación de la posición de un eco y que puede ser utilizada en cuanto se cumplan determinadas restricciones respecto al objeto reflector sobre el cual se efectúa la medida. Este método resulta interesante en aplicaciones en las que se requiera determinar la posición de un objeto simple, y pueden llegar a obtenerse precisiones del orden de las décimas del milímetros, en entornos normales de operación, esto es, sin ninguna adecuación del mismo.

3.2.2 Análisis de la envolvente para la determinación precisa del instante de llegada

Cuando se desea establecer de manera precisa y estable la “posición” de un eco, se hace necesario considerar las posibles variaciones de amplitud que puede sufrir la señal y buscar técnicas de procesamiento para que esas variaciones no afecten la medida de distancia. Si se considera que el haz ultrasónico incide perpendicularmente sobre objetos que presentan múltiples superficies planas, y que los respectivos ecos no se encuentran acoplados en la señal, puede asumirse que la misma no cambia de forma, con lo cual un método bastante robusto y preciso para realizar la medida de distancia es propuesto en [Martín, 1992]. El método consiste en hacer depender la medida de distancia, de la relación entre dos puntos de la señal de eco; al no cambiar la forma de la señal, la relación entre dos puntos de la señal se mantiene mucho más estable ante cambios de amplitud. Considerar que la forma de la señal de eco permanece constante, es una hipótesis que puede ser asumida en determinadas circunstancias, ya que la misma puede sufrir grandes variaciones debido al fenómeno de composición de ondas, como ya ha sido analizado en el segundo capítulo de este trabajo.

Con las suposiciones realizadas anteriormente, reflexión sobre superficies planas y ecos desacoplados, la portadora no introduce ninguna información adicional acerca de la posición de las distintas superficies que puedan formar el objeto. Debido a esto, la señal de eco puede ser demodulada para trabajar con la envolvente, sin perder información relevante, reduciendo sin embargo, el volumen de datos a procesar, Fig.3-4. En la siguiente sección, se verá que cuando se desea separar ecos que se encuentran acoplados, habrá que analizar toda la señal y no únicamente la envolvente. Sin embargo, como ya ha sido expresado, para ello deberán ser aplicadas técnicas de procesamiento de señal más complejas, las que generan una carga computacional mayor y necesitan posiblemente del diseño de circuitos específicos para realizar el procesamiento de la señal en tiempo

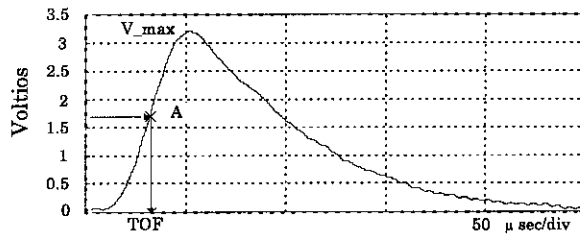


Figura 3-4: Envolvente de la señal de eco debida a la reflexión sobre una superficie plana, obtenida con el transductor piezoeléctrico.

real. Decimos posiblemente ya que el término, “tiempo real”, es un término relativo, que depende de las especificaciones de un problema dado. En la Fig.3-4 puede observarse la envolvente de una señal de eco debido a la reflexión sobre una superficie plana. La señal fué generada y captada utilizando un transductor de 220 kHz de frecuencia de resonancia, que opera como emisor y receptor conmutado en el tiempo. Esto elimina problemas de paralaje, acarreando sin embargo, dificultades en el diseño del circuito amplificador [Svilainis, 1998].

Trabajar con la envolvente posibilita la utilización de un tiempo de muestreo mayor en el proceso de digitalización de la señal, lo que de hecho conlleva el diseño de un sistema más simple. Si se utilizan los puntos de la señal digitalizada para calcular el TOF, la indeterminación depende del tiempo de muestreo t_m y el valor máximo de la indeterminación es de $t_m/2$. Este valor puede ser reducido si se efectúa una interpolación entre los puntos muestreados, utilizando una curva apropiada de ajuste para la mejora de la estimación del TOF. La mejora en la estimación dependerá, como resulta lógico, del grado de ajuste de los puntos con la curva seleccionada.

El procedimiento utilizado en la obtención de la estimación del TOF es el siguiente: una vez digitalizada la envolvente de la señal de eco y almacenados los puntos en la memoria principal del procesador, se efectúa una interpolación lineal de las N muestras de la zona ascendente de la señal, Fig.3-4, por el método de los mínimos cuadrados. En el proceso de interpolación, se utilizan únicamente los puntos comprendidos entre $V = 0.1 \times V_{max}$ y $V = 0.9 \times V_{max}$. Los primeros puntos no son utilizados debido a que éstos se ven más afectados por el ruido del entorno; los puntos superiores tampoco, para evitar las diferencias entre la realidad y la curva de ajuste [Martín, 1992]. A continuación, la recta obtenida a través del proceso de interpolación es interceptada con la recta horizontal $y = V_{max}/2$ y el punto de intersección es considerado como el TOF. Este método de cálculo introduce un error sistemático, que es compensado en el proceso de calibración del medidor.

La estrategia de medida descrita presenta las siguientes ventajas:

- El procesamiento de la señal es mínimo e introduce retardos que son independientes de la amplitud de la señal.
- El valor del 50% del máximo fue seleccionado debido a que en esta zona de la

envolvente de la señal de eco, la forma es bastante lineal, Fig.3-4, con lo cual la interpolación da buenos resultados; siendo además este punto, el de máxima pendiente, motivo por el cual, es el que menos incertidumbre presenta.

- La carga computacional es relativamente baja con lo que puede ser utilizada una arquitectura de procesamiento digital convencional para trabajar en tiempo real. En la sección (3.6), presentaremos resultados obtenidos utilizando este método para una aplicación industrial concreta, desarrollada dentro del marco de trabajo de esta tesis.

El sensor ultrasónico mide el tiempo de tránsito t_p de la señal de eco reflejada por un objeto, y calcula la distancia entre transductor y objeto. La onda ultrasónica viaja a una velocidad c aproximada de 340 m/s en el aire. La distancia d , desde el transductor al objeto viene expresada por:

$$d = ct_p/2 \quad (3.1)$$

La velocidad sufre variaciones con la temperatura y debe ser compensada si se requiere una medida precisa. Hay que recordar que la temperatura de una sala puede variar en un rango hasta del 10% de un punto a otro, con lo que la velocidad de propagación cambiaría en un 0.47 %. La variación de la velocidad de propagación con la temperatura puede ser expresada por:

$$c(T) = 331.5 + 0.61 \times T \quad (3.2)$$

Siendo c expresada en ms^{-1} y T en $^{\circ}C$. El algoritmo de detección descrito ha sido implementado y para ello, se ha diseñado un sistema de medida operando en modo pulso-eco, para lo cual se diseñaron los respectivos circuitos de excitación y de acondicionamiento de la señal respectivamente. Como emisor de ondas de ultrasonidos, se ha utilizado un transductor piezoeléctrico de 220 kHz de frecuencia de resonancia, el E-188/220 de Massa, que posee la ventaja de poder ser utilizado como emisor y receptor de ondas, [Massa, 1996]. Las características mecánicas y eléctricas de este transductor pueden ser consultadas en el apéndice B. Para realizar la compensación de temperatura se ha utilizado un sensor externo de temperatura diseñado ad hoc con una resistencia normalizada de platino (PT100). Otros autores utilizan diferentes técnicas de compensación, como por ejemplo, otro sistema ultrasónico para medir el tiempo de propagación a lo largo de una distancia de referencia [Chande, 1984] o para el caso de transductores piezoeléctricos, la variación de la frecuencia de resonancia con la temperatura [Martín, 1990]. Sin embargo, nosotros consideramos que incluir un sensor de temperatura no añade apenas dificultad al diseño del sistema, por lo que se ha optado por esta técnica de compensación. Otros parámetros como la presión atmosférica o turbulencias tienen menor influencia y por lo general son constantes en entornos reducidos.

El método del análisis de la envolvente es bastante robusto siempre que no se tengan superficies que ocasionen ecos acoplados; ante la presencia de estos, el análisis de la

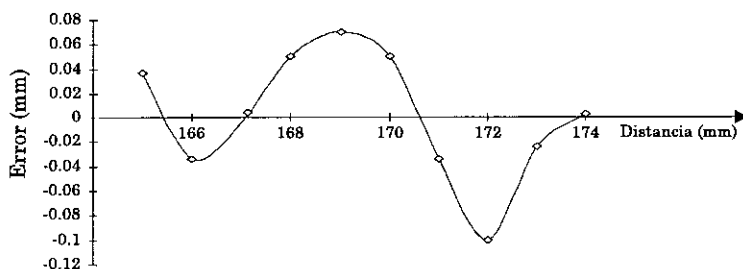


Figura 3-5: Curva de error absoluto cometido en la medida de distancia.

envolvente no es el método más adecuado para determinar la posición de los distintos ecos comprendidos en la señal y para ello debe procesarse la señal de eco sin demodular.

Se han realizado algunas experiencias para evaluar la precisión del sistema sensor con relación a la medida de distancia utilizando el método del análisis de la envolvente. Las medidas fueron efectuadas sobre una superficie plana de grandes dimensiones y se ha variado la distancia en pasos de 1 mm. En el gráfico de la Fig.3-5 puede observarse la curva de error absoluto en función de la distancia. Utilizando un umbral fijo para la detección, la precisión del sistema medidor está alrededor de los 4 a 5 mm, por lo que el método del análisis de la envolvente mejora la precisión de la medida casi en un orden de magnitud aproximadamente.

Cabe destacar, que las medidas han sido realizadas en un entorno normal, sin ninguna protección para evitar posibles corrientes de aire.

3.3 Problema general de la detección de ecos acoplados

En la sección precedente se han expuesto algunos métodos de detección que pueden ser utilizados para la determinación de la posición de ecos y que resultan adecuados cuando los ecos no se encuentran acoplados en la señal. En particular, se ha visto que el análisis de la envolvente posee un comportamiento robusto frente a variaciones en amplitud de la señal, pero dicho método se basa en la invariancia de la forma de la señal y por lo tanto no resulta adecuado cuando se tienen ecos acoplados o compuestos, originados por dos o más superficies próximas, ya que en estas circunstancias, la forma de la señal es función del número de ecos presentes y de las fases relativas entre los mismos [Freedman, 1962], [Gmyrin, 1995]. La técnica del análisis de la envolvente tampoco puede considerarse idónea para la detección de señales de eco ante la presencia de ruido con componentes espectrales en la banda de la señal. En estas situaciones se deben aplicar técnicas de procesamiento de señal más robustas para efectuar la detección. El análisis

de la efectividad y el rendimiento de algunas de estas técnicas ocupará gran parte de los siguientes apartados.

Antes de presentar las diferentes técnicas de procesamiento que pueden ser utilizadas, creemos conveniente definir algunos conceptos así como la terminología que será utilizada.

3.3.1 Criterios utilizados en la literatura para el estudio de la resolución

Queremos resaltar, que aunque a continuación discutamos el problema de la resolución desde un punto de vista general, en el cual intervienen tanto la resolución angular, como la resolución en la determinación de la velocidad de un móvil, a través del efecto Doppler, en este trabajo nos ocuparemos únicamente de la resolución espacial y de la influencia de las características de la señal sobre la misma.

En la localización espacial de un objeto existe un determinado grado de incertidumbre ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$) motivado por errores en la medida y por el tamaño y forma del objeto. Las señales utilizadas en la inspección de un determinado medio poseen un ancho de banda finito $\Delta\omega$. La incertidumbre en la determinación de la posición de una señal de eco depende de su duración temporal Δt . Un telescopio de diámetro Δd posee una determinada resolución angular máxima dada por $\Delta\theta$. Por lo general, en la realización de las medidas se hace necesario reducir al máximo el valor de estas incertidumbres. Las variables que intervienen en la resolución de un sistema interactúan unas con otras de forma que la reducción de una necesariamente incrementa otra o una combinación de las otras.

En general, podemos definir la resolución como la capacidad de un sistema para distinguir objetos que se encuentran próximos, y ser capaz de identificarlos separadamente. En la literatura se pueden encontrar diferentes enfoques al problema de la resolución, dependiendo del área de aplicación particular para el cual ha sido enunciado.

A continuación analizaremos algunos de los criterios normalmente utilizados en la literatura para la definición de la resolución, para posteriormente presentar una interpretación particular al problema de la resolución espacial de un sistema pulso-eco.

Criterio de Rayleigh para la resolución angular. En óptica, la resolución se encuentra limitada por el efecto de la difracción, Fig.3-6. Supongamos que la función de distorsión sea producida por la difracción de una rendija rectangular. Si dos fuentes de luz de igual intensidad son colocadas frente a la rendija y próximas entre sí, se dice que las fuentes son distinguibles, utilizando el criterio de Rayleigh, si el primer cero del patrón de difracción coincide con el máximo del patrón adyacente. Esta separación entre las fuentes ocasiona una atenuación en la intensidad del 19% con respecto al máximo de un patrón único [Jansson, 1984].

Aunque este mismo criterio puede ser aplicado para el caso de los ultrasonidos, existen complicaciones adicionales, ya que normalmente la forma del pulso emitido no se corresponde con la de la función de difracción de la rendija. En la Fig.3-6 puede observarse el criterio de forma gráfica.

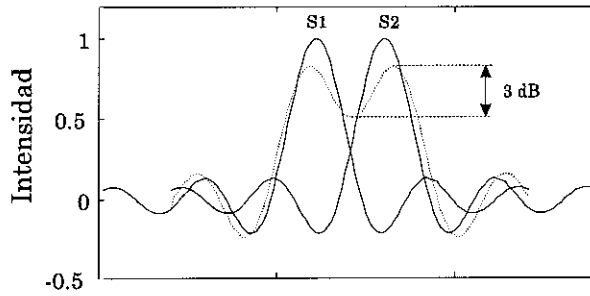


Figura 3-6: Criterio de resolución de Rayleigh.

Resolución simultánea en distancia y velocidad. La función de ambigüedad. La función de ambigüedad (AF) de una señal de energía finita, es definida como [Porat, 1994]:

$$A_y(\varphi, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t)y^*(t - \tau)e^{j\varphi t} dt \quad (3.3)$$

Dicha función fue introducida por [Woodward, 1953] en el contexto de aplicaciones de radar y es utilizada como una medida de la capacidad de resolución de diferentes tipos de señales en aplicaciones tanto de radar como de sonar. Suponiendo que $y(t)$ sea un pulso sonar transmitido en el instante cero; la señal de eco procedente de un objeto situado a una distancia r desde el emisor y desplazándose a una velocidad radial v , estaría retardada en el tiempo y desplazada en frecuencia. El retardo viene dado por $2r/c$, siendo c la velocidad del sonido. El desplazamiento en frecuencia debido al efecto Doppler, asumiendo que $|v| \ll c$, es $2v\omega_0/c$. La señal de eco puede ser expresada por $y(t - 2r/c)e^{-j(2v\omega_0/c)t}$. La correlación cruzada entre la señal transmitida y la señal de eco equivale a la función de ambigüedad evaluada en $\tau = 2r/c$ y $\varphi = 2v\omega_0/c$. La función de ambigüedad, y por ende la resolución en rango y frecuencia, dependen de la forma de onda del pulso transmitido. Supongamos que la función de ambigüedad tenga un ancho efectivo de $(\Delta\tau, \Delta\varphi)$; esto significa que dos reflectores separados por menos de $c\Delta\tau$ en rango y $c\Delta\varphi/2\omega_0$ en velocidad radial, no podrían ser distinguidos por el sistema sonar, o dicho de otra manera, aparecerán como un único reflector; se dice en estas circunstancias que la detección de los reflectores es ambigua. Veremos más adelante como podemos mejorar la resolución axial de un sistema sonar aplicando otros algoritmos de procesamiento en vez de la correlación.

Criterio de la razón de banda. En un sistema pulso-eco convencional, la resolución axial se define como el parámetro que cuantifica la distancia mínima entre reflectores, en la dirección de propagación longitudinal de la onda, tal que sus ecos aparecen separados en el pulso reflejado [Cobo, 1994]. Puede ser expresada en unidades de distancia o tiempo, estando ambas medidas relacionadas por la velocidad del sonido en el medio. Son varios los factores que afectan a la resolución de un sistema pulso-eco, siendo algunos de ellos: la forma del pulso emitido, la relación (S/R) y la función de difracción.

Como se ha expresado anteriormente, la resolución axial depende de la forma de onda del pulso emitido por el sistema, el pulso emitido que proporcionaría la máxima resolución axial sería el delta de Dirac; una fuente impulsiva de Dirac emitiría toda su energía en un intervalo infinitesimal de tiempo. Desgraciadamente, una fuente tal es solo una entidad matemática, y no puede ser construida físicamente, ya que las fuentes reales tienen un tiempo finito de respuesta, de modo que emiten pulsos con una cierta duración temporal. En el dominio frecuencial, el pulso sólo contiene frecuencias dentro de un cierto intervalo (f_l, f_h) . Se dice entonces que las fuentes usadas son de banda limitada. La consecuencia inmediata es que los sensores de ultrasonidos operando en modo pulso-eco tienen un límite de resolución, que depende de la banda de frecuencias del pulso emitido.

En función de las frecuencias inferior, f_l , y superior, f_h , del espectro, se definen:

$$f_c = \frac{f_h + f_l}{2} \quad (3.4)$$

$$\beta = \frac{f_h - f_l}{2} \quad (3.5)$$

$$\beta R = \frac{f_h}{f_l} \quad (3.6)$$

Siendo f_c la frecuencia central, β el semiancho de banda, y βR la razón de banda del pulso.

Este criterio de resolución axial depende por lo tanto de la razón de banda. Los pulsos de razón de banda alta se caracterizan por tener una oscilación central perfectamente definida de los oscilaciones laterales. Por el contrario, la forma de onda de un pulso de razón de banda baja es la típica oscilación de un resonador, con un tiempo de subida (transitorio), una estabilización en amplitud (estacionario) y un tiempo de caída. De acuerdo a la discusión anterior no se debería usar el mismo criterio para cuantificar la resolución vertical para los pulsos de razón de banda alta que para los pulsos con razón de banda baja. Para los primeros se suele utilizar el criterio de Ricker, según el cual dos receptores proporcionan ecos discernibles siempre que estén separados una distancia (en tiempos) igual o mayor que el ancho de la oscilación principal del pulso, medido entre sus puntos de inflexión.

Criterio de la duración efectiva y ancho de banda efectivo. De acuerdo con Kallweit y Wood [Kallweit, 1982], el criterio expuesto en la sección anterior solo puede ser aplicado para razones de banda mayores que 3 (banda mayores que 1.5 octavas), característica bastante difícil de ser obtenida para el caso de los ultrasonidos en el aire. Para razones de banda menores, las oscilaciones laterales se confunden con la principal. En muchas situaciones de exploración, como es el caso de un reflector débil en las proximidades de uno fuerte, son estas oscilaciones laterales las que determinan la resolución axial.

Si se quiere tener en cuenta las oscilaciones laterales, se puede hacer uso de la definición de la duración efectiva de un pulso [Lin, 1995], en la cual se pesan las oscilaciones laterales en función de la distancia al centro del pulso.

Definición: La duración efectiva de una señal $x(t)$ puede ser expresada por:

$$L_t = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (t - t_0)^2 x^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt}} \quad (3.7)$$

siendo t_0 , el centro del pulso, definido como:

$$t_0 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t x^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt} \quad (3.8)$$

Puede observarse en la ecuación (3.7), cómo esta definición tiene en cuenta las oscilaciones laterales. De hecho, cuanto más alejadas estén estas oscilaciones del centro del pulso, mayor peso tienen en la cuantificación de la longitud, a través del término $(t - t_0)^2$.

De la misma forma puede definirse el ancho de banda efectivo.

Definición: El ancho de banda efectivo de una señal $x(t)$ es dado por

$$\Delta\omega = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\omega - \omega_0)^2 X^2(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} X^2(\omega) d\omega}} \quad (3.9)$$

donde:

$$\omega_0 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \omega X^2(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} X^2(\omega) d\omega} \quad (3.10)$$

Siendo $X(\omega)$ la FFT de $x(t)$.

Algunas veces, en la literatura especializada, la duración efectiva L_t es considerada como la resolución temporal de la señal y el ancho de banda efectivo $\Delta\omega$ como la resolución en frecuencia. La duración efectiva L_t y el ancho de banda efectivo $\Delta\omega$ de una señal ultrasónica dependen tanto de la señal de excitación como del transductor utilizado. Este es el criterio adoptado en este trabajo y a partir de este punto cuando se haga referencia a la duración efectiva de un pulso o al ancho de banda efectivo de una señal, se estarán utilizando las definiciones dadas anteriormente. Sin embargo, es de destacar, que aunque la expresión (3.7) nos proporciona un parámetro cuantitativo acerca de la resolución de un pulso, no dice nada acerca de la máxima resolución que puede ser alcanzada a través de un procesamiento de la señal.

Hablando en términos generales, podemos afirmar que un incremento en la resolución viene acompañado de un ensanchamiento del espectro en frecuencia de la señal. Con lo cual puede decirse, que cualquier operación que modifique la magnitud de las altas frecuencias respecto a las bajas frecuencias, por lo general mejora la resolución y por ende aumenta el detalle. Por el contrario, estrechando el espectro en frecuencia casi

siempre se reduce la resolución y se causa suavizados. Es necesario recordar que cualquier amplificación de las altas frecuencias respecto a las bajas frecuencias en un intento por mejorar la resolución deberá ser efectuada con buen criterio, dadas entre otras por las limitaciones físicas de los elementos implicados.

Se ha expuesto que la resolución de un sistema pulso-eco puede ser incrementada, con lo cual inmediatamente surge una cuestión: ¿Cuál es la máxima resolución espacial que puede obtenerse de un sistema que utiliza la técnica pulso-eco?. Se intentará responder a esta cuestión en la siguiente sección.

3.3.2 Criterio de resolución desarrollado para la técnica pulso-eco

Como se ha destacado anteriormente, la duración efectiva de un pulso nos da una idea cuantitativa de la resolución espacial. Pero no nos brinda información acerca de cuanto podemos mejorarla por medio de un procesamiento. Otra característica que no es expresada de manera explícita en las anteriores definiciones de la resolución, es la relación S/R del pulso, la cual constituye un factor decisivo a considerar, ya que en principio no se puede obtener la misma resolución con una señal de 80 dB de S/R , que con una de 10 dB, aunque esto depende del grado de conocimiento que se tenga acerca de las características del ruido. A continuación se dará una visión particular sobre el tema de la resolución.

En el segundo capítulo de este trabajo se ha visto cómo la difracción afecta a la resolución, en esta sección nos centraremos en las limitaciones debidas tanto al ancho de banda y de la relación S/R de la señal, sin considerar el efecto de la difracción de ondas.

En el análisis a seguir, serán asumidas las siguientes hipótesis:

- El ruido es aditivo, blanco y gaussiano.
- Todos los sub-ecos poseen igual amplitud.
- El sistema es lineal e invariante en el tiempo, de manera que la señal recibida puede ser considerada como la superposición lineal de los sub-ecos.
- El sistema puede ser descrito como un filtro paso banda ideal, con un ancho de banda efectivo de β_F .

De hecho, en la práctica estas hipótesis no son satisfechas en su totalidad, de manera que la resolución obtenida será siempre peor. Sin embargo, es interesante establecer un límite teórico, para el caso de métodos lineales, independiente del procesamiento de señal utilizado.

Si se desea detectar la presencia de múltiples ecos, y su número es desconocido, se tiene que decidir la presencia o ausencia de un eco tantas veces como sea posible, en un determinado intervalo de tiempo, esto puede ser considerado como un proceso de detección binaria. Con lo cual, puede utilizarse un resultado de la teoría de la información conocido como teorema de Shannon-Hartley, para determinar el número máximo de decisiones robustas, bajo las condiciones anteriormente impuestas [Papoulis, 1984]. Dicho

en otros términos, es posible establecer la resolución interespacial teórica máxima que puede ser obtenida con un sistema pulso-eco. Para ello, se requiere utilizar el concepto de la capacidad de un canal de información, la cual es expresada por (3.11), [Sklar, 1988].

$$C = \beta_T 2 \log_2(1 + S/R) \quad (3.11)$$

Donde β_T es el ancho de banda de un canal paso banda ideal, S/R es la relación de la potencia espectral de la señal versus la potencia espectral del ruido, y $\log_2(y)$ es el logaritmo de base 2 de y . Si el canal es utilizado a una velocidad mayor que la capacidad C del mismo, la cantidad de datos por transmisión es menor que un símbolo, lo que significa que no es posible que se realice una detección "segura" a esa velocidad. Si se tiene que decidir C veces por segundo si un eco ha llegado o no, el tiempo mínimo entre decisiones es $t_b = 1/C$. En este tiempo la onda se habrá desplazado $c \times t_b/2$ metros, la cual es la mínima distancia que puede ser medida de entre dos ecos. Como resultado final, la distancia mínima entre dos ecos provenientes de dos semiplanos que puede ser resuelto por un sistema operando en modo pulso-eco, sin tener en cuenta los efectos debidos a la difracción puede ser expresado por 3.12.

$$d_{i_{min}} = \frac{c}{2\beta_T \log_2(1 + S/R)} \quad (3.12)$$

Donde:

c = la velocidad del sonido en el medio,

β_T = ancho de banda efectivo del transductor y del medio,

S = potencia promedio de la señal recibida,

R = potencia promedio del ruido.

Si se dispone de un sistema sin ruido ($R = 0$), la distancia mínima que podría ser medida sería infinitamente pequeña, siempre que el ancho de banda de la señal no se reduzca a cero. El efecto de la atenuación de la señal debido a las interferencias destructivas, se encuentra reflejado en este enfoque a través de la disminución de la potencia S de la señal, lo cual incrementa el valor de la distancia mínima que puede ser obtenida. Por ejemplo, si S es atenuado por un factor de 1000 y la potencia del ruido permanece constante, el valor de $d_{i_{min}}$ se incrementaría en un factor de 3,84.

En la Fig.3-7 se representa la distancia mínima que puede resolverse en función de la relación S/R , las gráficas han sido parametrizadas respecto al ancho de banda de la señal de eco.

Los transductores de ultrasonidos que han sido utilizados en este trabajo, poseen un ancho de banda efectivo de 2.5 y 20 kHz aproximadamente. Con los sistemas de acondicionamiento diseñados se ha conseguido, en entornos normales de operación, una relación S/R del orden de los 50 dB. Con los anchos de banda y S/R citados anteriormente, se pueden lograr según la expresión (3.12) resoluciones del orden de los 24 y 3 μ segundos, lo que a una temperatura de 27° Celsius se corresponden con 8.3 y 1.40 mm respectivamente.

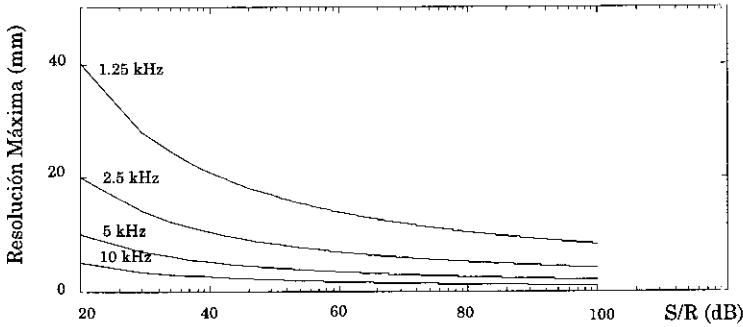


Figura 3-7: Variación de la resolución máxima en función de la relación S/R , para diferentes valores del ancho de banda.

No se ha encontrado que ningún autor haya planteado el problema de la resolución de un sistema pulso-eco utilizando el enfoque que se le ha dado en esta sección. Resultando sin embargo, de gran utilidad en la práctica; ya que se ha obtenido una expresión matemática, que relaciona de una manera sencilla y a través de parámetros fácilmente cuantificables, la máxima resolución que cabe esperar de un sistema operando en modo pulso-eco, cuando la señal es procesada a través de algoritmos lineales. La comprobación experimental de la expresión (3.12), se realiza más adelante en este capítulo en la sección 3.6.

3.4 Técnicas de procesamiento para la mejora de la resolución

En la sección anterior se ha realizado una revisión de diferentes criterios de resolución utilizados en la literatura, se ha planteado el problema de la resolución de un sistema pulso-eco y desarrollado una expresión para cuantificarla. Una vez establecida, la resolución máxima que cabe esperar de un determinado sistema, y algunas de las métricas que permitan cuantificarlas, el siguiente paso consiste en la búsqueda de los algoritmos de procesamiento que permitan aproximarse al máximo a dichos límites.

3.4.1 El filtro adaptado o de correlación.

Un problema típico en sistemas de radar, es la detección y posterior localización de la señal $x(t)$, ante la presencia de ruido aditivo $n(t)$. La información de la que se dispone, es la suma de una versión retardada de la señal con el ruido.

$$s(t) = x(t - D) + n(t) \quad (3.13)$$

Considerando diferentes modelos estadísticos para la señal de referencia $x(t)$ así como para el ruido $n(t)$, un gran número de algoritmos óptimos y subóptimos utilizados para

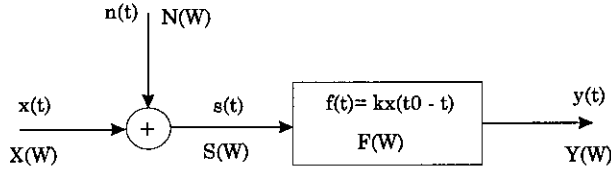


Figura 3-8: Diagrama de bloques del filtro de correlación.

la estimación del TOF han sido propuestos. Para el caso de ruido blanco gaussiano el estimador óptimo es el conocido como filtro adaptado o de correlación [Nandi, 1995].

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. Una forma de plantear el problema, consiste en cuantificar el grado de similitud existente entre la señal $x(t)$ y la señal recibida $s(t)$. La correlación puede ser entendida como un procedimiento en el cual se determina el grado de similitud entre dos señales [Nandy, 1995]. Un procedimiento válido para la correspondencia sería por lo tanto cuantificar el grado de similitud entre la señal detectada y la señal de referencia para desarrollar un método que maximice la función de similitud para las señales en cuestión.

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 $x(t_0)$ (valor de la función $x(t)$ en un determinado instante 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 puede observarse en la Fig.3-8.

Si se utiliza como entrada al filtro la señal $s(t)$, la salida sería:

$$y(t) = y_x(t) + y_n(t) \quad (3.14)$$

Donde $y_x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)F(\omega)e^{j\omega t}d\omega$, es debida a la señal $x(t)$ y $y_n(t)$ al ruido.

El objetivo consiste por lo tanto en diseñar un filtro $F(\omega)$ para maximizar la relación S/R , la cual puede ser expresada por:

$$r_0 = \frac{|y_x(t_0)|}{\sqrt{\langle y_n^2(t) \rangle}} \quad (3.15)$$

Donde el símbolo $\langle \rangle$ representa el valor medio o la esperanza matemática. Si el espectro del ruido es una función arbitraria $S_n(\omega)$, puede demostrarse utilizando la desigualdad de Schwarz [Papoulis, 1984], que la función de transferencia que maximiza la relación r_0

es igual a:

$$F(\omega) = k \frac{X^*(\omega)}{S_n(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (3.16)$$

El símbolo * denota el conjugado complejo de la señal. De la ecuación (3.16) puede deducirse que la forma del espectro del ruido modifica al espectro conjugado de la señal de referencia, con que el filtro óptimo amplifica aquellas frecuencias donde el espectro de la señal de entrada posee un valor elevado y atenúa aquellas en las que el espectro del ruido tiene un valor alto.

En la presencia de ruido blanco $S_n(\omega) = S_0 = CTE$, con lo cual la expresión (3.16) puede simplificarse a $F(\omega) = kX^*(\omega)e^{-j\omega t_0}$. El sistema $F(\omega)$ obtenido de esta manera es conocido como filtro adaptado o de correlación; siendo su respuesta al impulso $f(t) = kx(t - t_0)$, debido a que $X^*(\omega)$ es la transformada de Fourier de $x(-t)$.

3.4.1.1 Implementación y evaluación del algoritmo con señales de eco ultrasónicas

A continuación, se analiza la respuesta del filtro de correlación frente a diferentes señales de entrada, para ello se ha diseñado el filtro de correlación utilizando las señales obtenidas con el transductor capacitivo (55 kHz) y el piezoeléctrico (220 kHz), cuyas características pueden ser consultadas en el apéndice B. Dichas señales de eco fueron captadas a partir de la reflexión sobre una superficie plana, utilizando un impulso eléctrico como señal de excitación, siendo las señales de eco digitalizadas con una frecuencia de muestreo de 2 MHz. Los filtros FIR obtenidos, han sido aplicados a las mismas señales con las que han sido diseñados, siendo los resultados obtenidos representados en las figuras 3-9 y 3-10. En la gráfica de la izquierda de la Fig.3-9 se representa la señal de eco del transductor capacitivo, en la de centro se representa la respuesta al impulso del filtro y en la gráfica de la derecha la salida del filtro. Los resultados correspondientes al transductor piezoeléctrico se representan, en el mismo orden anterior, en las gráficas de la Fig.3-10. Otra forma de obtener estos resultados, es realizando la operación de autocorrelación con las señales de eco respectivas.

A fin de cuantificar los efectos del algoritmo sobre la resolución y el ancho de banda de las señales, se han calculado la longitud y el ancho de banda efectivos de las mismas, antes y después de realizar el filtrado. Los resultados están recogidos en la tabla 3-1, siendo la longitud efectiva expresada en milímetros para una temperatura de 27° Celsius.

En la tabla 3-1, se han representado los valores de la longitud efectiva (L_t), ancho de banda efectivo $\Delta\omega$, y el producto longitud efectiva por ancho de banda efectivo, $L_t \times \Delta\omega$, que de acuerdo con el principio de incertidumbre debe satisfacer $L_t \times \Delta\omega \geq 1/4\pi$. Siendo $\Delta\omega$ expresado en hertzios [Bracewell, 1986].

Como puede observarse, de los valores obtenidos para la longitud y ancho de banda efectivos de la señal de salida, estos dos parámetros resultan degradados para las dos señales de entrada debido a la aplicación del filtro. O sea, las longitudes efectivas de los pulsos a la salida del filtro han aumentado y los anchos de banda efectivos han

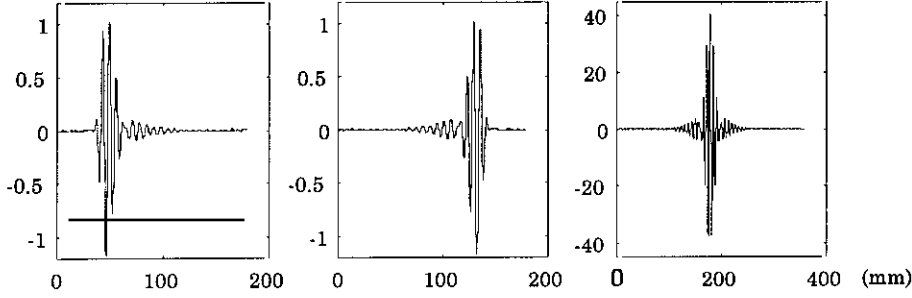


Figura 3-9: Señales correspondientes al transductor capacitivo. De izquierda a derecha: a) Señal de eco. b) Respuesta al impulso del filtro. c) Salida del filtro.

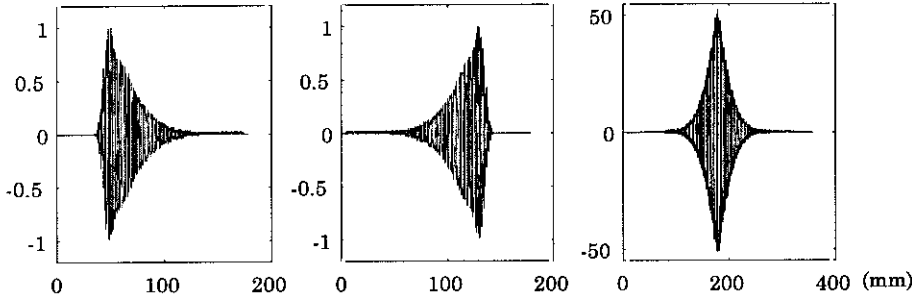


Figura 3-10: Señales correspondientes al transductor piezoeléctrico. De izquierda a derecha: a) Señal de eco. b) Respuesta al impulso del filtro. c) Salida del filtro.

Tabla 3-1: Características de entrada y salida de las señales procesadas por el filtro de correlación.

Transductor	Señal de Entrada			Señal de Salida		
	$L_t(mm)$	$\Delta\omega(Hz)$	$L_t\Delta\omega$	$L_t(mm)$	$\Delta\omega(Hz)$	$L_t\Delta\omega$
Piezoeléctrico	11.345	9151	0.298	15.073	2225	0.096
Capacitivo	5.40	7563	0.117	7.30	5186	0.108

disminuido. Sin embargo, el producto $L_t \Delta \omega$ se ha reducido en ambos casos, lo que significa que desde el punto de vista global la salida ha mejorado y puede observarse además, que la reducción del producto $L_t \Delta \omega$ ha sido mayor para la señal obtenida con el transductor piezoeléctrico, esto es debido a su menor relación S/R inicial. El relativo gran ancho de banda inicial del transductor piezoeléctrico se debe en gran parte a la componente de ruido en la señal. Es importante resaltar que $L_t \Delta \omega$ es adimensional y para efectuar el producto, la longitud efectiva L_t debe ser expresada en unidades de tiempo.

El rendimiento global del filtro de correlación depende por tanto del ancho de banda de la señal y de su relación S/R. El objetivo del filtro es el de mejorar la relación S/R y lo cumple amplificando aquellas frecuencias que se encuentran comprendidas en la señal de referencia. Desde el punto de vista de la 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 determinación más precisa del TOF.

Una de las razones que ha motivado a varios autores a utilizar el filtro de correlación para el procesamiento de señales ultrasónicas, es el comportamiento robusto de este filtro ante la presencia de ruido en la banda de la señal.

Bryant y colaboradores realizan un análisis matemático exhaustivo de este filtro y determinan las características del espectro del pulso para maximizar criterios de detección y minimizar la varianza en la estimación. Estos autores tienen la posibilidad de realizar estos análisis y aplicarlos, gracias a contar con transductores de banda relativamente ancha (del orden de unos 100 kHz), construido por los mismos [Bryant, 1984].

Audenaert y colaboradores utilizan el filtro de correlación para optimizar la relación S/R y posteriormente mejorar la resolución axial. Estos autores consiguen una resolución axial de 2 cm utilizando los transductores capacitivos de 55 kHz. Desde nuestro punto de vista el filtro de correlación no es el más idóneo para intentar mejorar la resolución axial ya que no disminuye la longitud efectiva del pulso, como ya ha sido comprobado con los resultados obtenidos en la tabla 3-1; más adelante analizaremos otros procedimientos que no tienen un comportamiento tan robusto frente al ruido como el filtro de correlación, pero que nos permitirán lograr una mejora de un orden de magnitud sobre los resultados de estos autores [Audenaert, 1992].

Se han realizado algunas experiencias para cuantificar el rendimiento del filtro en la detección del eco y posterior determinación del TOF, ante la presencia de ruido blanco gaussiano. Se han efectuado además, comparaciones de los rendimientos obtenidos con este filtro, en relación a los de detección por umbral y del análisis de la envolvente, discutidos en la sección 3.2.

Para ello, se han procesado los ecos provenientes de la reflexión sobre una superficie plana, paralela al plano en que se encuentran los transductores. Se han utilizado dos transductores de 55 kHz, uno operando como emisor y el otro como receptor de ondas. En la Fig.3-11 puede observarse la señal de eco cuando la superficie se encuentra a la distancia inicial de 150 mm.

Se ha variado la distancia del plano de los transductores a la superficie en el intervalo comprendido en $[150 \leq d \leq 170]$ mm, en incrementos de 1 mm. La variación de la distancia fue controlada a través de un tornillo micrométrico de $5\mu\text{m}$ de precisión. Las

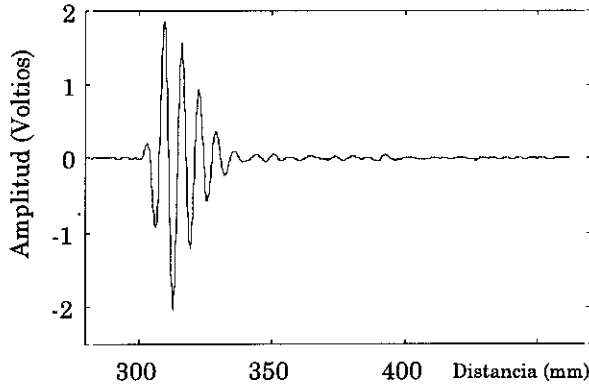


Figura 3-11: Señal de eco de la superficie plana para una distancia de 150 mm, sin ruido adicionado.

señales de eco digitalizadas poseen una relación S/R del orden de los 60 dB y han sido adquiridas utilizando la instrumentación descrita en el apéndice B, con una frecuencia de muestreo de 2 Mhz. Se tiene un conjunto de datos con 20 señales de ecos, con una longitud de 1024 muestras por cada señal.

Hemos añadido, a las señales digitalizadas, ruido blanco gaussiano y se han establecido 11 conjuntos de 20 señales, de manera que la relación S/R de cada conjunto de señales varíe desde 40 a -10 dB en decrementos de 5 dB. El valor eficaz de la señal ha sido calculado utilizando la versión discretizada de $V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$, donde el período de la señal se ha considerado igual a 6 veces la longitud efectiva de la misma. La relación S/R se ha calculado utilizando la expresión (3.17).

$$S/R = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{RMS}}{\sigma_{nn}} \right) \quad (3.17)$$

Siendo σ_{nn} la desviación estándar del ruido. A modo de ejemplo, se representa en el gráfico superior de la Fig.3-12, la misma señal de eco de la Fig.3-11 pero a la que se ha añadido ruido blanco gaussiano para que la relación S/R sea de 0 dB.

Para todas las señales digitalizadas y las diferentes relaciones S/R, se han estimado los TOF utilizando la detección por el método del umbral, el análisis de la envolvente y el filtro de correlación respectivamente. En los tres métodos se han utilizado las envolventes de las respectivas señales para realizar la estimación del TOF. La envolvente de la señal ha sido obtenida utilizando la expresión $E(t) = \sqrt{y^2(t) + \hat{y}^2(t)}$, donde $y(t)$ es la señal de la cual se desea obtener la envolvente y $\hat{y}(t)$ es la transformada de Hilbert de dicha señal. A modo de ejemplo, en el gráfico inferior de la Fig.3-12 puede observarse la envolvente de la señal de salida del filtro de correlación cuando se aplica el filtro a una señal de eco cuya relación S/R es de 0 dB. En este gráfico, el valor del máximo de la salida del filtro equivale a la energía de la señal. Es de destacar, que aunque se haya presentado la salida del filtro como una función temporal ($Distancia = ct$), el eje de abscisas representa

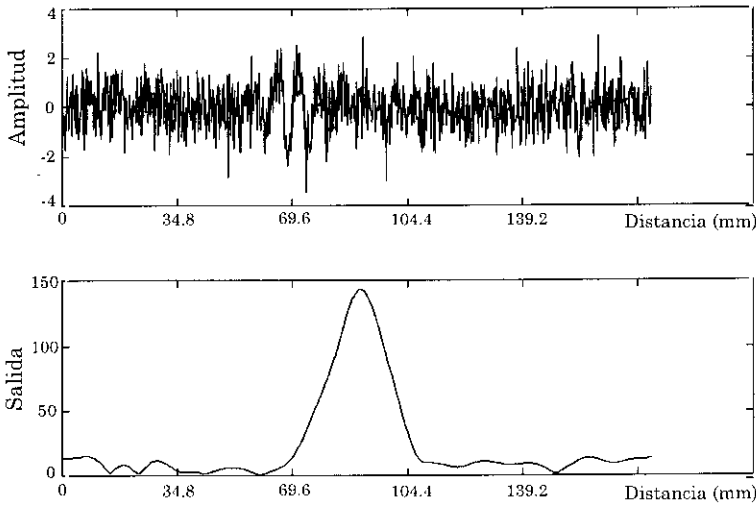


Figura 3-12: Señal de eco con ruido blanco gaussiano, S/R de 0 dB. Envolvente de la señal de salida del filtro de correlación. Gráficos superior e inferior respectivamente.

una diferencia de tiempo existente entre la forma del eco y una versión desplazada de la misma, [Sklar, 1988].

Para señales reales, la salida del filtro de correlación es simétrica con respecto al punto de TOF, siendo además el punto correspondiente al TOF, el máximo de la función, ver Fig.3-9 (c) y 3-10 (c). Debido a que el valor del TOF no coincidirá necesariamente con un múltiplo entero del tiempo de muestreo, el valor puede ser estimado de forma más precisa si se efectúa una interpolación entre muestras en el entorno del punto de máximo. Una curva apropiada para efectuar la interpolación, debido a la forma de la señal de salida del filtro de correlación, la constituye una parábola.

El procedimiento para la estimación del TOF puede ser descrito de la siguiente manera: de la envolvente de la salida del filtro de correlación, se determinan las coordenadas del punto de máximo τ_m , por medio un algoritmo de detección de picos. Utilizando la posición del máximo, así como de otros dos puntos adyacentes, uno a cada lado del máximo, se efectúa la interpolación de los tres puntos a través de una parábola. A continuación, se determina la posición del vértice de la parábola, siendo éste el valor considerado como el TOF. Resumiendo, la estimación del TOF puede expresarse como [Nandi, 1995]:

$$TOF = \tau_m - 0.5 \frac{y_e(\tau_m + 1) - y_e(\tau_m - 1)}{y_e(\tau_m + 1) - 2y_e(\tau_m) + y_e(\tau_m - 1)} \quad (3.18)$$

Siendo $y_e(t)$ la envolvente de la salida del filtro de correlación. Este procedimiento funcionará adecuadamente siempre que el valor de τ_m pueda ser determinado correctamente.

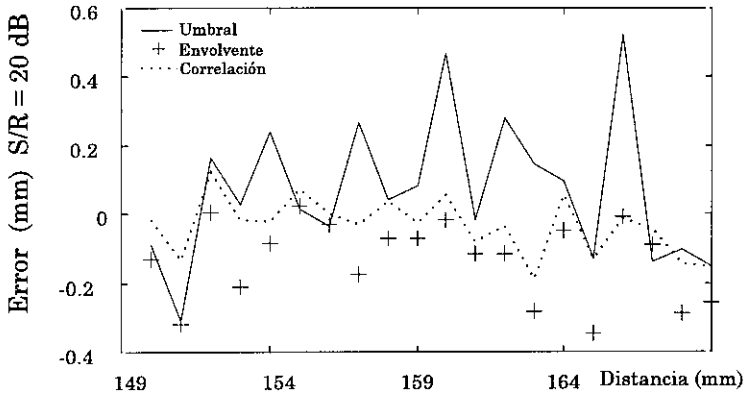


Figura 3-13: Gráfico del error absoluto en la estimación del TOF en el intervalo $[150 \leq d \leq 169]$ mm, relación S/R de 20 dB.

Para señales con relación S/R altas los rendimientos obtenidos con los tres métodos son bastante similares. La detección por el método del umbral comienza a generar falsas detecciones, como resulta lógico, a partir de que los niveles del ruido alcancen el umbral, para el caso de las simulaciones efectuadas esto ocurre aproximadamente para una relación S/R de 20 dB. El método del análisis de la envolvente presenta una mayor robustez frente al ruido respecto al de umbral fijo, debido al algoritmo de validación de eco, ver sección 3.2. La estimación del TOF realizada por este método es más precisa y posee una varianza menor que la obtenida con la técnica del umbral. Para relaciones S/R altas el método de la envolvente y el de la correlación poseen rendimientos bastante similares, siendo el de la correlación ligeramente superior. Sin embargo, a partir de una relación S/R de aproximadamente 25 dB es el método de la correlación el más preciso y estable para efectuar la estimación.

Por motivos de espacio, no serán presentadas todas las gráficas de los errores para todas las relaciones S/R mencionadas, sino únicamente aquellas que consideramos más representativas. En la Fig.3-13 pueden apreciarse las gráficas de los errores absolutos para cada uno de los tres métodos utilizados, el del umbral (línea continua), el del análisis de la envolvente (+) y del filtro de correlación (···) todos ellos para una relación S/R de 20 dB. Se presentan las gráficas correspondientes a esta relación S/R debido a que a partir de este punto es donde se empieza a notar la superioridad del método de la correlación.

En las gráficas de la Fig.3-14 se presentan los errores para una relación S/R de 0 dB. La gráfica correspondiente al método del umbral no ha sido representada por razones obvias.

Para observar el comportamiento global de los tres métodos en todo el intervalo de medida, para todas las relaciones S/R, en la Fig.3-15 se presenta el error medio de la estimación del TOF, en función de la relación S/R y en la Fig.3-16 se presentan las gráficas correspondientes a la desviación estándar del error.

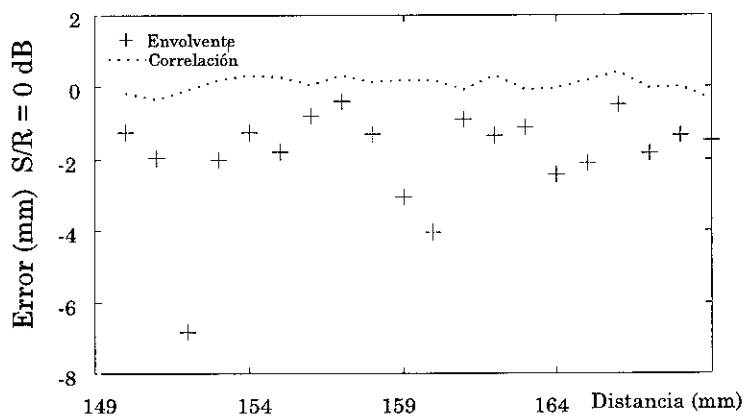


Figura 3-14: Gráfico del error absoluto en la estimación del TOF en el intervalo $[150 \leq d \leq 169]$ mm, relación S/R de 0 dB.

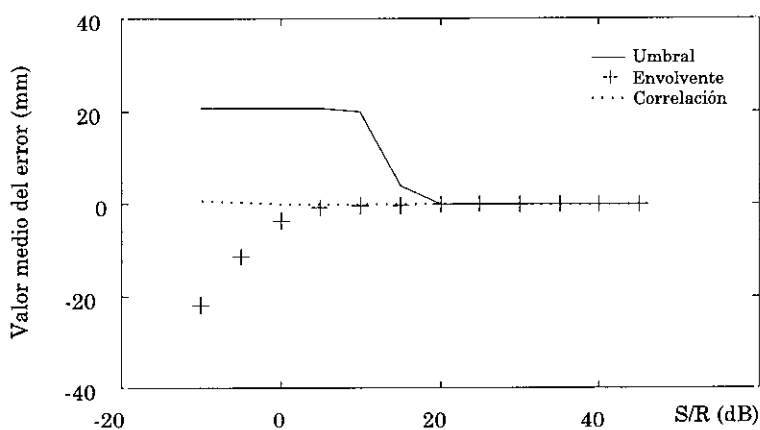


Figura 3-15: Error medio en el intervalo $[150 \leq d \leq 169]$ en función de la relación S/R.

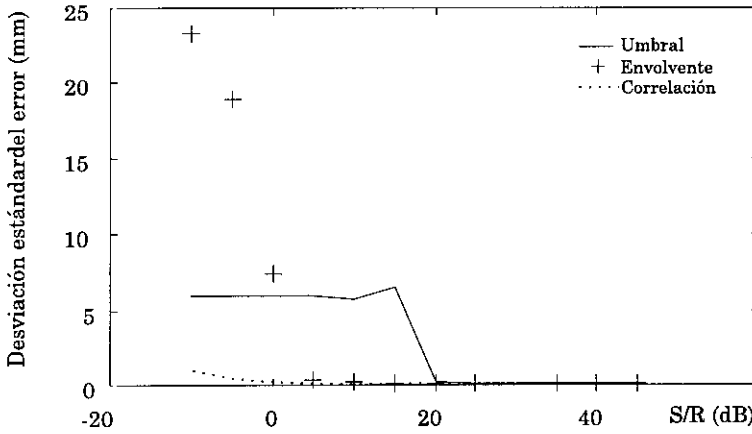


Figura 3-16: Desviación estándar del error en el intervalo $[150 \leq d \leq 169]$ en función de la relación S/R.

En estas dos últimas figuras puede observarse el comportamiento que ha sido descrito anteriormente. Con lo cual, aunque el filtro de correlación sea uno de los filtros lineales más utilizados para la detección de señales ultrasónicas en entornos ruidosos [Bryant, 1984], [Audenaert, 1992], [Nandi, 1995]; hemos comprobado que desde el punto de vista de la resolución, el filtro posee una respuesta temporal muy ancha y por lo tanto fallará en correlacionar patrones que están parcialmente ocultos (como puede ocurrir en imágenes visuales) o linealmente superpuestos (como es el caso que nos ocupa). Otra desventaja de la correlación es que el resultado es sensible a variaciones en la amplitud de la señal. Existen versiones mejoradas para aliviar este inconveniente (correlación normalizada), pero no resuelven el problema de la superposición y el de la oclusión [Rao, 1995]. Además, la correlación normalizada genera una carga computacional mayor en relación a la correlación sin normalizar. A continuación serán analizados otros métodos de procesamiento que maximizan otros criterios de similitud.

3.4.2 Métodos de deconvolución

La señal obtenida por un sistema de medida no se presenta normalmente de forma a revelarnos el máximo de información posible, debido a estar 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:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (3.19)$$

Donde $y(t)$ representa la señal medida, $h(t)$ es la función de distorsión o respuesta al impulso de todo el sistema de medida, cuyos efectos normalmente se desean eliminar,

y $x(t)$ la señal de entrada al sistema medidor, la cual es la que se desea restaurar. Si la cadena de medida fuese ideal la función $h(t)$ sería un delta de Dirac, la señal $y(t)$ no presentaría ninguna distorsión y se correspondería con la señal de entrada al sistema. Para el objetivo que nos ocupa, que es determinar la posición de los distintos ecos acoplados en la señal, la función $h(t)$ engloba la respuesta electromecánica del transductor, el efecto de la propagación del medio, así como el efecto debido a la difracción de ondas, siendo este último variante en el espacio.

Desde el punto de vista matemático, la operación de deconvolución es definida como la inversa de la convolución. El problema de despejar $x(t)$, a partir de la ecuación 3.19, dados $h(t)$ e $y(t)$ es conocido como operación de deconvolución. Un problema similar es despejar $h(t)$ en función de $y(t)$ y $x(t)$, proceso conocido como identificación de sistemas. Como la operación de convolución es conmutativa, se trata del mismo problema desde el punto de vista matemático.

Deconvolución directa en el dominio temporal. Considerando las versiones digitalizadas de los operandos de la ecuación (3.19), esta ecuación puede ser expresada por:

$$y[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]x[n-k] \quad (3.20)$$

Si $h[0] \neq 0$, $x[n]$ puede ser calculado de forma iterativa utilizando la ecuación:

$$x[n] = \begin{cases} y[n]/h[n] & n = 0 \\ \frac{y[n] - \sum_{k=0}^{n-1} h[k]x[n-k]}{h[0]} & n \geq 1 \end{cases} \quad (3.21)$$

La solución de esta ecuación parece ser bastante sencilla, sin embargo, resulta conveniente examinarla con algún detalle. Supongamos que el primer valor de la función de distorsión $h[0]$ sea pequeño en relación a los otros valores de h , lo cual es una situación típica. Considerando que no se pueden efectuar medidas en el mundo real que no estén sujetas a errores, la primera estimación estaría dada por $x[0] = (y[0] + n[0])/h[0]$. Aún para señales con buena relación S/R, el error en la estimación podría ser bastante grande, siendo igual a $n[0]/h[0]$. Si se tiene en cuenta que el algoritmo es iterativo, los errores cometidos en la sucesivas iteraciones se van acumulando, lo cual hace inviable la utilización de este algoritmo en la práctica.

Filtros inversos. La ecuación (3.20) puede ser transformada al dominio de la frecuencia utilizando el teorema de la convolución [[Oppenheim, 1989], con lo cual puede ser expresada como:

$$Y(\omega) = H(\omega)X(\omega) \quad (3.22)$$

En el dominio de la frecuencia, la operación de deconvolución queda definida como una división:

$$X(\omega) = \frac{Y(\omega)}{H(\omega)} \quad (3.23)$$

Aún nos queda por responder si es posible diseñar un filtro lineal $f(t)$ tal que por un proceso de convolución se puede eliminar el efecto de distorsión introducido por la respuesta al impulso del sistema. Si se utiliza la ecuación (3.23) y se trabaja con señales de banda limitada, con valores pequeños en algunas regiones del espectro, pequeñas variaciones en las señales $H(\omega)$ o $Y(\omega)$ conducen a grandes errores en la determinación de $X(\omega)$. En el dominio de frecuencias el error se acumula en las regiones en las cuales $H(\omega)$ es pequeño; en el dominio temporal el error se distribuye a lo largo de todo el intervalo de procesamiento de la señal en la forma de impulsos, oscureciendo la señal original [Riad, 1986].

Un proceso de deconvolución ideal es aquel que comprime el pulso de entrada en una función delta. En el dominio temporal tendríamos

$$x(t) \otimes f(t) = \delta(t) \quad (3.24)$$

Donde $f(t)$ es el filtro deconvolución; si se aplica el filtro $f(t)$ a la señal $y(t)$, se obtendría:

$$y_f(t) = y(t) \otimes f(t) = \delta(t) \quad (3.25)$$

El método clásico de deconvolución falla en proporcionar los resultados deseados en el caso de pulsos de banda estrecha por los siguientes motivos:

- El filtro es inestable.
- La solución no es única.

El problema de la inestabilidad se entiende mejor en el dominio de frecuencias. La transformada de Fourier de la ecuación (3.25) proporciona

$$X(\omega)F(\omega) = 1 \quad (3.26)$$

es decir

$$\begin{aligned} |F(\omega)| &= \frac{1}{|X(\omega)|} \\ \Psi_F(\omega) &= -\Psi_X(\omega) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Donde $|F(\omega)|$ es el espectro de amplitud y $\Psi_F(\omega)$ es el espectro de fase del filtro. El espectro de amplitud de un filtro de deconvolución ideal es el inverso del espectro de amplitud del pulso de referencia; por eso se denomina también filtro inverso

[Robinson, 1980]. Ya que $|F(\omega)|$ solo contiene frecuencias dentro de una banda limitada, la ganancia del filtro inverso tenderá a infinito fuera de esta banda, más adelante veremos diferentes métodos para estabilizar el filtro.

La no unicidad de la solución es también obvia en el dominio de frecuencias. En un modelo lineal, la respuesta reflectiva sólo puede contener frecuencias que estén presentes en el pulso de entrada. Así pues, la respuesta al impulso, calculada a partir de las señales de entrada y salida, es una señal de banda limitada. En consecuencia cualquier otra función que se solape con la función estimada dentro de la banda de frecuencias del pulso de entrada es también una solución del problema.

Las solución de las ecuaciones (3.21) y (3.23) dan un resultado exacto de la deconvolución únicamente cuando se tiene un conocimiento exacto de las funciones $y(t)$ y $h(t)$. Esto no es posible en la práctica, con lo cual la solución que se obtiene utilizando estas ecuaciones trae aparejada una amplificación excesiva del ruido. El objetivo consiste entonces, en encontrar una solución aproximada al problema a través de la estabilización de las ecuaciones, el enfoque utilizado para efectuar esta estabilización da lugar a las diferentes métodos de deconvolución encontrados en la literatura.

Para poder efectuar la deconvolución es necesario conocer la respuesta al impulso del sistema. Para el caso de los ultrasonidos, utilizando la técnica pulso-eco, $h(t)$ es por lo general determinada a partir de la medida de la señal de eco proveniente de un objeto de referencia. Aunque algunos autores utilizan una señal sintetizada como señal de entrada para efectuar la deconvolución y obtener la respuesta al impulso $h(t)$ [Kuc, 1979], [Hayward, 1989]; este último enfoque no nos parece el más adecuado, ya que resulta relativamente difícil modelar la respuesta al impulso h_{TE} del transductor, pudiendo además, presentar grandes variaciones de un transductor a otro. La medida de una señal de referencia por otro lado, resulta relativamente sencilla. En la práctica, lo más sencillo para obtener la respuesta al impulso de un sistema de ultrasonidos operando en modo pulso-eco, es utilizar como señal de entrada, la señal de salida de un sistema cuya respuesta al impulso se asemeje a un delta de Dirac, este enfoque ya ha sido utilizado en el segundo capítulo de este trabajo, en el cálculo del campo de presión. Una buena elección lo constituye el eco reflejado por una superficie plana de grandes dimensiones, ya que este tipo de reflector produce distorsiones mínimas en la forma de onda del pulso, o la señal captada en modo directo. Se ha visto, que la función $h(t)$ depende de la posición y forma del objeto, así como el tamaño y forma del transductor. O sea, el resultado de la deconvolución será válido únicamente para la condición en la que se ha efectuado la medida, por lo cual se requiere efectuar diferentes medidas para reflectores diferentes o para distintas posiciones del mismo reflector. Sin embargo, debido a que se tiene un modelo para la difracción, el mismo puede ser utilizado para sintetizar las formas de onda para las distintas posiciones del reflector y utilizar dichas señales para efectuar la deconvolución de la señal de eco. Esto último, puede resultar bastante útil en procesos de reconocimiento de objetos, ya que se obtendrían señales de referencia con mayor relación S/R, lo que de hecho mejoraría el proceso de deconvolución.

En la literatura existe una larga lista de algoritmos de deconvolución utilizados en diferentes áreas de la ciencia, con lo cual resulta imposible abarcarlos de manera exhaustiva. Existen excelentes trabajos monográficos como el de Jansson [Jansson, 1984] que cubre problemas de deconvolución relacionados con la

espectroscopia y otros como el de Robinson [Robinson, 1980], que trata ampliamente el tema para la exploración geofísica. Para el caso de los ultrasonidos también existen diversos trabajos que analizan el tema tales como los de Stepanishen [Stepanishen, 1981a], [Liu, 1983], [Carpenter, 1984], [Hayward, 1988], [Anaya, 1992], [Cobo, 1994], [Cobo, 1995], [Svilainis, 1997] entre otros. La mayoría de estos trabajos son para el caso de exploración submarina, ensayos no destructivos o de ecografía médica. De ese amplio conjunto hemos seleccionado algunos métodos para analizarlos más detalladamente. En la siguiente sección se analizan algunos de los métodos más utilizados en la prácticas para efectuar la deconvolución.

3.4.2.1 El método de Van Cittert

Uno de los algoritmos iterativos, para el cálculo de la deconvolución, que constituye un punto de partida para una gran variedad de otros métodos, es el propuesto por Van Cittert (1931).

El método de Van Cittert puede ser utilizado para obtener una estimación de $x(t)$, siendo el algoritmo expresado por:

$$\hat{x}^{k+1} = \hat{x}^k + b(y - h \otimes \hat{x}^k) \quad (3.28)$$

Donde $\hat{x}^k$ es la $k_{ésima}$ estimación de x , b es una constante, k es el número de la iteración, siendo el valor inicial de la estimación igual a:

$$\hat{x}^0 = y \quad (3.29)$$

El método de Van Cittert utiliza la corrección $b(y - h \otimes \hat{x}^k)$ para ajustar la $k_{ésima}$ estimación de x . Las iteraciones son efectuadas hasta que un determinado criterio de error sea alcanzado. La constante b determina la velocidad de convergencia del algoritmo y depende en particular del tipo de datos, tomando valores típicos comprendidos entre 0.5 y 10.

Si se cumple que $|1 - H(f)| > 0, \forall f$, donde $H(f)$ es la transformada de Fourier de $h(t)$; puede demostrarse que la expresión (3.28) converge al filtro inverso dada por la relación (3.23) [Jansson, 1984]. Considerando que la mayoría de las señales son de banda limitada, H puede tener valores muy cercanos a cero para algunas frecuencias, con lo cual para esos puntos, la estimación dependerá del ruido contenido en las señales.

En torno al método de Van Cittert se han desarrollado diversas variantes, para amortiguar el crecimiento de la componente del ruido, imponiendo determinadas restricciones a las soluciones [Jansson, 1984]. Crilly ha realizado simulaciones para evaluar el rendimiento y la calidad de la estimación de algunos de estos algoritmos [Crilly, 1991].

Según [Crilly, 1991], los métodos iterativos poseen ventajas frente a otros métodos de restauración de señales, tales como:

- Simplicidad.

- Un conocimiento *a priori* de parámetros estadísticos de los datos no es requerido normalmente.
- Se pueden incorporar restricciones en los algoritmos muy fácilmente.
- El algoritmo iterativo permite controlar el funcionamiento del filtro en cada paso, finalizando cuando se ha alcanzado una determinada precisión.
- El método puede resultar de interés para determinadas arquitecturas de procesamiento de señal debido al procedimiento iterativo.

Stepanishen y colaboradores han utilizado este método para el cálculo de la respuesta al impulso de transductores de ultrasonidos logrando resultados interesantes [Stepanishen, 1981a]. Estos autores han aplicado técnicas de preprocesado propuestas por Kawata (1979) [Jansson, 1984] para garantizar que la función de transferencia no posca valores negativos, asegurando de esta manera la convergencia del algoritmo. Hemos programado algunos de estos algoritmos y se ha comprobado que la convergencia depende del tipo de datos y que el número de iteraciones es demasiado alto con vista a su utilización en tiempo real, motivo por el cual estos métodos no serán analizados con mayor profundidad en este trabajo.

3.4.2.2 Filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia

Norbert Wiener [Robinson, 1984], propuso una solución al problema del diseño de un filtro, que consistía en minimizar el error cuadrático medio entre la salida deseada, considerada como ideal, y la real. Como una 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 estadístico.

El objetivo del filtro de Wiener como 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 operando en modo pulso-eco, puede englobar o no la distorsión debida a la función de difracción y a la respuesta al impulso en emisión y recepción de los transductores, esto va a depender de la señal de referencia que se utilice para el diseño del filtro.

Debido a la presencia de ruido en la señal, el modelo de deconvolución de la ecuación (3.23), es modificado de manera que incluya la influencia del ruido. Con lo cual, la señal de salida del sistema puede ser expresada por:

$$Y_N(\omega) = H(\omega)X(\omega) + N(\omega) \quad (3.30)$$

Donde $N(\omega)$ 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:

$$e(t) = d(t) - y_f(t) \quad (3.31)$$

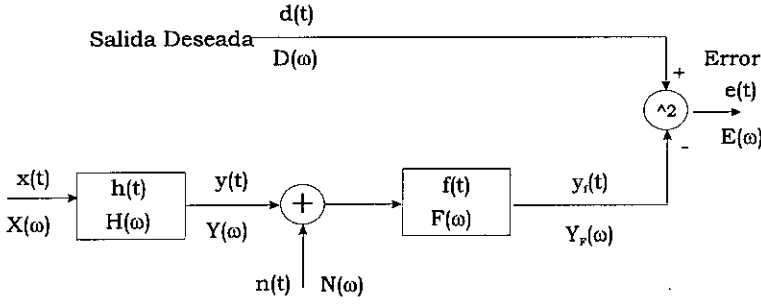


Figura 3-17: Diagrama esquemático del filtro de Wiener

O en el dominio de las frecuencias por:

$$E(\omega) = D(\omega) - Y_F(\omega) \quad (3.32)$$

En la Fig.3-17 puede observarse un diagrama esquemático del filtro. La función de error a minimizar en el intervalo de tiempo T de duración de la señal es:

$$\varepsilon = \int_0^T e^2(t) dt \quad (3.33)$$

La cual puede expresarse en el dominio de las frecuencias como:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \int \langle E^2(\omega) \rangle d\omega \quad (3.34)$$

Donde el símbolo $\langle \rangle$ representa la esperanza matemática. Por lo tanto, el filtro de Wiener encuentra la solución al problema de la deconvolución minimizando el error cuadrático medio entre la salida deseada y la señal filtrada [Sapia, 1994].

La solución de Wiener se basa en las siguientes hipótesis.

- Las señales de entrada, $y(t)$ y $d(t)$, son señales transitorias de energía finita, o estacionarias de potencia finita.
- El filtro $f(t)$ es lineal y causal.

Para completar la formulación del filtro en el dominio de la frecuencia, la magnitud del error cuadrático puede ser expresado por:

$$|E^2(\omega)| = E(\omega)E^*(\omega) = [D(\omega) - Y_F(\omega)][D^*(\omega) - Y_F^*(\omega)] \quad (3.35)$$

Si se asume que las señales $y(t)$ y $d(t)$ no están correlacionadas con el ruido, se tiene que $\langle ND^* \rangle$, $\langle NY^* \rangle$, $\langle XY^* \rangle$, y $\langle DN^* \rangle$ serán iguales a cero. Desarrollando la ecuación (3.35), el valor promedio del error cuadrático nos queda:

$$\langle |E^2(\omega)| \rangle = DD^* + FF^*[YY^* + \langle NN^* \rangle] - DF^*Y^* - D^*FY \quad (3.36)$$

La condición para obtener el mínimo error cuadrático medio es:

$$\frac{\partial}{\partial F^*}(|E^2(\omega)|) = \frac{\partial}{\partial F}(|E^2(\omega)|) = F(YY^* + NN^*) - DY^* = 0 \quad (3.37)$$

Lo que conduce a la expresión que define el filtro de Wiener en el dominio de la frecuencia.

$$F(\omega) = \frac{D(\omega)Y^*(\omega)}{Y(\omega)Y^*(\omega) + N(\omega)N^*(\omega)} \quad (3.38)$$

Uno de los inconvenientes de este filtro es la necesidad de conocer la relación S/R en todas las frecuencias para el diseño del filtro óptimo, lo cual de hecho es imposible en la práctica. Una muy buena aproximación, es considerar que el ruido es blanco y gaussiano y que la relación S/R de entrada y de salida son muy semejantes; esto es bastante realista ya que por lo general, la señal de referencia se mide con la misma instrumentación y en el entorno donde serán efectuadas las demás medidas. Con el modelo de ruido asumido el valor de $N(W)N^*(W)$ puede ser sustituido por una constante p^2 , de cuyo valor dependerá en gran medida la eficiencia del filtro. El valor del parámetro p^2 considerado en el diseño del filtro controlará el balance entre el nivel de reducción del ruido y los errores introducidos por el filtro.

Para observar el comportamiento de la respuesta en frecuencia de los coeficientes del filtro en función del parámetro de estabilización, se han calculado dichos coeficientes considerando como señal de entrada un pulso cosenoidal de 50kHz modulada por una gaussiana de $\sigma = L_t/2$, siendo L_t la longitud del pulso cosenoidal sin modular. En el diseño de los coeficientes del filtro se han utilizado tres valores diferentes de p^2 , correspondientes a relaciones S/R de 35, 15 y 1 dB respectivamente.

Los espectros de amplitud, normalizados por el valor de sus respectivos máximos, pueden observarse en la Fig.3-18. En las gráficas de la izquierda, pueden verse el espectro en amplitud del pulso $|X(\omega)|$ (gráfico superior), y la del filtro inverso $1/|X(\omega)|$ (gráfico inferior); en esta última se observa como la ganancia del filtro crece indefinidamente fuera de la banda de frecuencias del pulso.

En el gráfico superior de la derecha, se ha vuelto a representar el espectro en amplitud del pulso y los tres valores del parámetro de estabilización. Los resultados obtenidos están representados en el gráfico inferior derecho, donde puede apreciarse el efecto estabilizador de la constante p^2 en el diseño de los coeficientes del filtro. Un aspecto interesante a destacar es la tendencia del filtro hacia el espectro en amplitud del pulso a medida que el valor de p^2 aumenta. Una vez que $p^2 \gg Y(\omega)Y^*(\omega)$, y si la salida deseada es una función delta, la respuesta del filtro de Wiener converge al filtro de correlación.

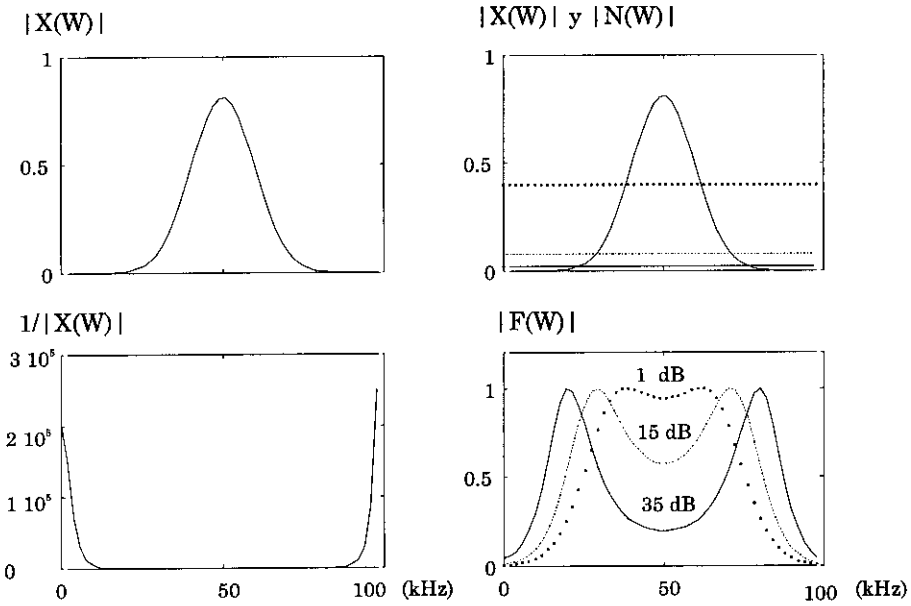


Figura 3-18: Comportamiento del espectro en amplitud del filtro de Wiener para un pulso cosenoidal de 50 kHz modulado por una gaussiana de $\sigma = L_t/2$. De arriba hacia abajo, los gráficos de la izquierda representan el espectro en amplitud del pulso y del filtro inverso respectivamente. Los de la derecha, el espectro en amplitud del pulso y de los diferentes niveles de ruido. En el gráfico inferior de la derecha se muestran los espectros en amplitud de los coeficientes del filtro.

El problema que surge a continuación es determinar el valor del parámetro de estabilización, para lograr una deconvolución precisa manteniendo el ruido en la salida acotado en un determinado nivel. En la literatura especializada, se encuentran numerosas técnicas para la determinación del parámetro de estabilización, siendo el atributo común de la mayoría, la utilización de algoritmos iterativos en el proceso de optimización del filtro para reducir el ruido en la deconvolución. En una de esas técnicas [Parruck, 1983], la selección del parámetro óptimo se basa en un compromiso entre la precisión de la deconvolución y el contenido de ruido. Los indicadores son definidos utilizando la forma de onda de la respuesta al escalón ω_e , obtenida a través de la integración de la estimación de la salida estimada $d_e(t)$. Esta técnica es aplicable únicamente a casos donde la duración temporal de la salida ideal es limitada, lo cual produce una respuesta al escalón con amplitud constante en un determinado intervalo de tiempo. En otra técnica [Nahman, 1981], el parámetro óptimo es seleccionado para que la desviación estándar en la parte imaginaria de la señal ideal sea mínima.

Liu y colaboradores utilizan valores obtenidos a través de un análisis visual de las señales de salida y establecen rangos de valores para los cuales se obtiene una salida con un nivel de ruido aceptable para una señal de referencia determinada [Liu, 1983]. Otros determinan el parámetro de estabilización como un porcentaje del máximo del espectro de amplitud de la señal de referencia [Cobo, 1995].

Bennia y colaboradores proponen un método iterativo de optimización para determinar el parámetro de estabilización en el dominio de la frecuencia, dicho método es el que ha sido adoptado en este trabajo para el cálculo de p^2 . El procedimiento de optimización tiene la ventaja de efectuarse en el dominio de la frecuencia en vez del dominio temporal, con lo cual se evita realizar una transformada inversa de Fourier en cada paso de la iteración. El proceso de optimización se lleva a cabo particionando la función de transferencia en determinados intervalos, el tamaño de la partición, así como su número dependen de las características de la señal de referencia. Un criterio basado en la desviación estándar es entonces utilizado para seleccionar el valor del parámetro óptimo [Bennia, 1990].

La implementación del filtro de Wiener para el procesado de señales, puede ser separado en dos etapas, siendo la primera de ellas la determinación de los coeficientes del filtro $f[n]$ en función de la señal de referencia $y[n]$, de la señal de salida ideal $d[n]$ y del parámetro de estabilización. La segunda consiste en aplicar el filtro para la obtención de la estimación de la salida ideal $d_e[n]$. En la Fig.3-19 se presenta un diagrama esquemático del procedimiento para el diseño del filtro.

En la determinación de los coeficientes del filtro se requieren efectuar tres transformadas rápidas de Fourier y en la fase de implementación se requiere efectuar una operación de convolución. La complejidad del algoritmo viene determinada por la complejidad en el cálculo de la FFT, la cual es de $O(N \log N)$, siendo N el número de puntos a procesar [Oppenheim, 1989]. Se trata por lo tanto de una implementación bastante simple y de bajo coste computacional.

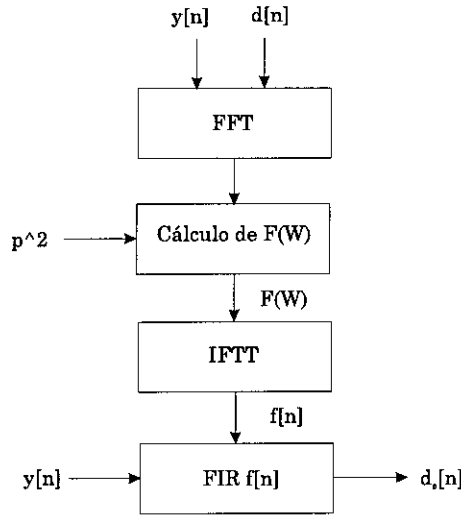


Figura 3-19: Pasos en la implementación del filtro de Wiener.

3.4.2.3 Filtrado óptimo por el método de los mínimos cuadrados

El filtro de Wiener también puede ser resuelto en el dominio del tiempo. Siguiendo un procedimiento análogo al desarrollado para el dominio de la frecuencia se llega a ecuación (3.39), [Therrien, 1992].

$$(\mathbf{Y}^* \mathbf{T} \mathbf{Y}) \mathbf{f} = \mathbf{Y}^* \mathbf{T} \mathbf{d} \quad (3.39)$$

Siendo la matriz $\mathbf{Y}$, denominada matriz de datos, de dimensión $K \times P$, y definida por:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y[n_i] & y[n_i - 1] & \cdots & y[n_i - P + 1] \\ y[n_i + 1] & y[n_i] & \cdots & y[n_i - P + 2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y[n_f] & y[n_f - 1] & \cdots & y[n_f - P + 1] \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Donde $K = (n_f - n_i + 1)$, siendo n_i el punto de inicio del algoritmo y n_f el punto final. La longitud del filtro $\mathbf{f}$ viene determinada por el valor de P .

La expresión (3.39) es conocida como la ecuación en mínimos cuadrados de Wiener-Hopf. El término $\mathbf{Y}^* \mathbf{T} \mathbf{Y}$ tiene la forma de una matriz de correlación (sin normalizar) y $\mathbf{Y}^* \mathbf{T} \mathbf{d}$ es similar a una matriz de correlación cruzada. Si la matriz $\mathbf{Y}$ tiene columnas independientes, entonces la expresión (3.39) tiene solución y viene dada por:

$$\mathbf{f} = \mathbf{Y}^+ \mathbf{d} \quad (3.41)$$

Siendo $\mathbf{Y}^+ = (\mathbf{Y}^* \mathbf{T})^{-1} \mathbf{Y}^* \mathbf{T}$, con lo cual (3.41) representa la “mejor” solución en mínimos cuadrados para el sistema de ecuaciones inconsistente $\mathbf{Y} \mathbf{f} \stackrel{\text{wls}}{=} \mathbf{d}$. La matriz $\mathbf{Y}^+$ es también conocida con el nombre de pseudoinversa o matriz inversa de Moore–Penrose [Strang, 1982].

En principio, el error cuadrático medio normalizado entre la salida real y la ideal puede hacerse tan pequeño como se quiera, con tal de diseñar un filtro lo suficientemente largo. En la práctica, un filtro es siempre finito, y su funcionamiento dependerá además del retardo relativo entre la salida ideal y la entrada. Para una señal arbitraria de entrada, la señal ideal puede ser localizada en cualquier posición, pero existe una posición para la cual el filtro posee un rendimiento óptimo. Para una señal de entrada de fase mínima, un retardo cero lleva por lo general al mejor resultado. Un sistema de fase mínima es aquel cuya respuesta al impulso se encuentra más comprimida hacia el origen que cualquier otro sistema con el mismo espectro de amplitud. Esta propiedad puede ser expresada matemáticamente por:

$$\sum_{k=0}^n |h[k]|^2 \leq \sum_{k=0}^n |h_{\min}[k]|^2 \quad n \geq 0 \quad (3.42)$$

Treitel, [Treitel, 1966], propone establecer el retardo para que el pulso $d[n]$ tenga un retardo del mismo orden de la región de mayor energía del pulso de entrada. Se ha comprobado experimentalmente que un retardo de ese orden constituye una buena elección. La elección de un retardo menor resulta en la búsqueda de filtros no causales deteriorando visiblemente el rendimiento del algoritmo. En este trabajo se ha utilizado como primera aproximación el valor dado por el centroide del pulso, expresión (3.8). El valor óptimo del retardo dependerá de la forma de la señal de referencia, de su relación S/R y del pulso de salida deseado; el ajuste fino puede ser realizado a través de un proceso iterativo en torno al anteriormente citado. Se ha constatado además, que el valor del retardo no requiere en general de un ajuste demasiado fino. Para estabilizar la solución es necesario, de la misma forma que en el dominio de la frecuencia, sumar una determinada cantidad de ruido blanco. La solución en el dominio del tiempo requiere por lo tanto del ajuste de dos parámetros de entrada; el retardo del pulso de salida deseado y el valor del ruido a adicionar para estabilizar la salida. Tiene además, un severo inconveniente, el coste computacional del algoritmo es de orden $\mathcal{O}((N + P)^2)$, siendo N el número de puntos a procesar y P la longitud del filtro. Con lo cual, el tiempo de cálculo requerido para diseñar filtros relativamente largos puede resultar en muchos casos excesivo para aplicaciones en tiempo real.

3.4.2.4 Deconvolución por expansión espectral del filtro inverso

Este método de deconvolución es propuesto en [Anaya, 1990] y pueden encontrarse referencias en [Anaya, 1992] y [Fritsch, 1993]. El método se basa en sustituir el valor del filtro inverso, dado en la ecuación (3.26), por el desarrollo en serie:

$$F(\omega) = \frac{1}{X(\omega)} = \frac{1}{1 - [1 - X(\omega)]} = \sum_{n=0}^{\infty} [1 - X(\omega)]^n \quad (3.43)$$

Para la convergencia de la serie es necesario que $|1 - X(\omega)| < 1$, lo cual es una condición bastante restrictiva, ya que es satisfecha únicamente por un número reducido de señales. Sin embargo, si se denomina $|X(\omega_0)| = \max |X(\omega)|$ y multiplicando el numerador y el denominador de (3.43) por $KX^*(\omega)/|X(\omega_0)|^2$, puede obtenerse la siguiente expresión:

$$C(\omega) = \frac{\frac{KX^*(\omega)}{|X(\omega_0)|^2}}{1 - \left[1 - k \left| \frac{X(\omega)}{X(\omega_0)} \right|^2\right]} = k \frac{X^*(\omega)}{|X(\omega_0)|^2} \sum_{n=0}^{\infty} [1 - k|X_N(\omega)|^2]^n \quad (3.44)$$

Donde $X_N(\omega)$ representa la versión normalizada de $X(\omega)$ respecto al valor máximo. Para que se cumpla el criterio de convergencia es necesario que $|1 - k|X_N(\omega)|^2| < 1$, pero como $|X_N(\omega)| < 1$, debido a la normalización, k debe encontrarse en el intervalo $0 < k < 2$.

Para un número finito de términos m , suficientemente grande la expresión (3.44) del filtro inverso puede ser aproximada por:

$$C(\omega) \approx C_m(\omega) = k \frac{X^*(\omega)}{|X(\omega_0)|^2} \frac{1 - [1 - k|X_N(\omega)|^2]^m}{k|X_N(\omega)|^2} \quad (3.45)$$

Esta última expresión puede ser simplificada, siendo el resultado:

$$C(\omega) \approx C_m(\omega) = \frac{1 - [1 - k|X_N(\omega)|^2]^m}{X(\omega)} \quad (3.46)$$

La ecuación (3.46) puede considerarse como la conexión en cascada del filtro inverso con un filtro de compensación $A(\omega)$, cuyo efecto es el de limitar el ancho de banda de la deconvolución.

$$A(\omega) = 1 - [1 - k|X_N(\omega)|^2]^m \quad (3.47)$$

En el diseño del filtro FIR resultante se requiere seleccionar adecuadamente los valores de k y m respectivamente, ya que estos valores controlan el ancho de banda en que se efectúa la deconvolución. El error en la deconvolución decrecerá con el incremento del número de términos en la serie, independientemente de la forma de $X(\omega)$. Resulta interesante notar, que para valores elevados de m el resultado de la deconvolución tiende al filtro inverso, en cuanto que para $m = 1$, la expresión (3.45) se convierte en $\frac{k}{X(\omega_0)}X^*(\omega)$, la que se corresponde con la expresión del filtro de correlación analizado en la sección 3.4.1.

Desde nuestro punto de vista el aspecto más criticable a este enfoque lo constituye la imposibilidad de poder incluir características del ruido de la señal, aún en el caso de tener conocimiento de las misma. Un estudio de la sensibilidad de los parámetros del filtro de compensación puede ser encontrado en [Anaya, 1992]. El coste computacional de este algoritmo al ser resuelto en el dominio de la frecuencia es de orden $O(N \log(N))$.

3.4.3 Evaluación de la deconvolución con señales experimentales

El filtro de Wiener puede ser utilizado para diversas tareas de filtrado dependiendo de la señal de entrada al filtro y de la elección de la salida deseada [Anderson, 1979], [Therrien, 1992]. Para el problema de la determinación precisa de la posición de cada uno de los ecos en una señal, normalmente lo que se desea es comprimir la señal de referencia a un delta de Dirac, esto es lo que se denomina deconvolución signatura ("Spiking deconvolution"). La deconvolución signatura es la que proporcionaría la máxima resolución posible. Sin embargo, dependiendo de las características del pulso de entrada y en ocasiones para lograr una solución más estable, pueden ser utilizadas otras formas de onda para la señal deseada, tales como pulsos triangulares, gaussianos, doble pulso gaussiano, etc. Cuando el filtro de Wiener es diseñado con una señal de salida deseada diferente del impulso, se lo conoce normalmente como filtro de conformación ("Shaping filter"). Los pulsos de salida deseados son diseñados para que el espectro de los mismos comprenda adecuadamente al espectro del pulso de entrada. Uno de los criterios a considerar en la selección de los mismos, es la relación de compromiso entre el lóbulo principal y los laterales del espectro en amplitud de la forma de onda deseada.

3.4.3.1 Deconvolución de la señal de eco

A fin de verificar la mejora que puede obtenerse en la resolución espacial utilizando los métodos de deconvolución anteriormente tratados y con el fin de analizar el rendimiento de estos algoritmos cuando son utilizados con señales de ecos ultrasónicos en aire, se han vuelto a utilizar las señales de eco captadas con el transductor capacitivo (55 kHz) y el piezoeléctrico (220 kHz). Para los dos transductores, han sido digitalizados 1024 puntos con una frecuencia de muestreo de 2 MHz.

Se han seleccionado como salidas ideales tres señales distintas: un impulso, un pulso triangular y una gaussiana. El espectro de amplitud normalizado de las tres señales citadas, para el transductor de 55 kHz puede observarse en la Fig.3-20, en la Fig.3-21 se han representado los correspondientes a las señales de salida deseadas para el transductor piezoeléctrico.

Una vez diseñados los filtros, utilizando las tres técnicas de cálculo de los coeficientes, para cada una de las señales de salida deseada, han sido aplicados a las dos señales de referencia, captadas con los transductores capacitivo y piezoeléctrico respectivamente. Los resultados obtenidos están representados en las figuras Fig.3-22 y Fig.3-23. En los gráficos de la primera columna están representados las salidas del filtro calculado en el dominio de la frecuencia. En la columna del medio, las correspondientes a la solución en el dominio temporal (*WLS*) y en la última columna al de expansión espectral. Las filas se corresponden al impulso, al pulso triangular y a la gaussiana respectivamente.

Para el diseño del filtro en el dominio de la frecuencia, se ha calculado el parámetro de estabilización a través del procedimiento descrito en el apartado 3.4.2.2, resultando sus valores iguales a 0.01 ($S/R = 40$ dB) y 0.025 ($S/R = 32$ dB) para las señales del transductor capacitivo y piezoeléctrico respectivamente.

En el diseño del filtro en el dominio temporal, se ha utilizado el mismo nivel de ruido

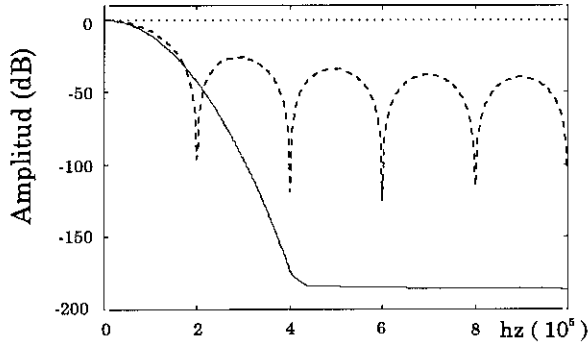


Figura 3-20: Espectro de amplitud normalizado de los pulsos de salida ideales, utilizados para el cálculo del filtro de la señal del transductor capacitivo. Impulso ($\cdots$), Pulso triangular ($---$), Pulso gaussiano ($—$).

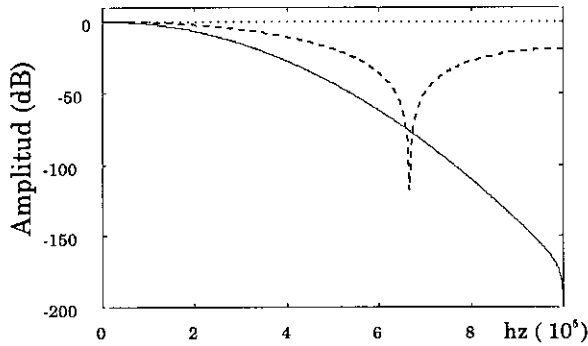


Figura 3-21: Espectro de amplitud de los pulsos de salida ideales, utilizados para el cálculo del filtro de la señal del transductor piezoeléctrico. Impulso ($\cdots$), Pulso triangular ($---$), Pulso gaussiano ($—$).

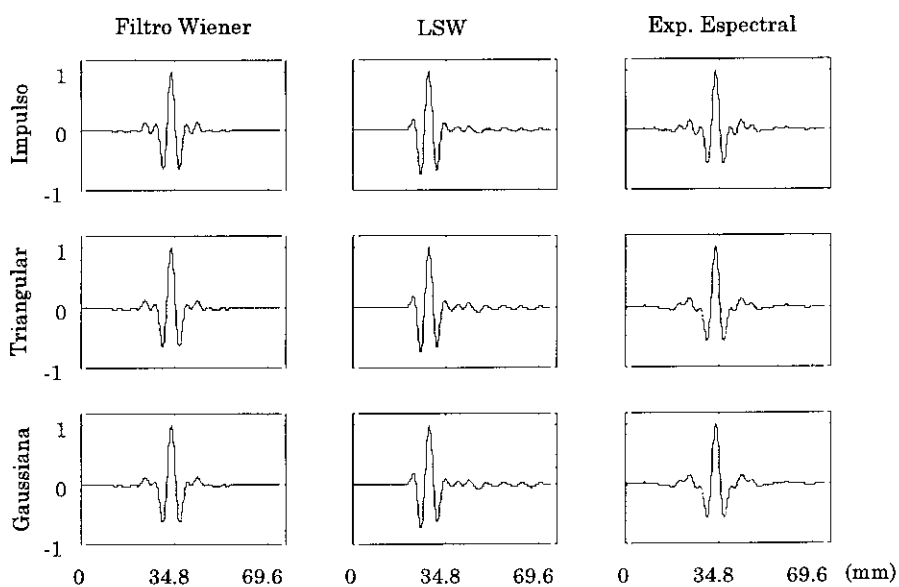


Figura 3-22: Salidas del filtro de deconvolución para el transductor capacitivo. Los gráficos de la primera columna se corresponden al filtro diseñado en frecuencia para las tres señales de salida ideales. De arriba hacia abajo: Impulso, Triangular y Gaussiana respectivamente. La segunda columna se corresponde al diseño en el dominio temporal y la tercera a la técnica de expansión espectral.

Tabla 3-2: Figuras de rendimiento obtenidas para la señal del transductor capacitivo.

Pulso ideal	Filtro Wiener		WLS		Expansión Espectral	
	$L_t(mm)$	$L_t\Delta\omega$	$L_t(mm)$	$L_t\Delta\omega$	$L_t(mm)$	$L_t\Delta\omega$
Impulso	3.07	0.122	4.94	0.218	3.61	0.167
Triangular	3.21	0.124	4.64	0.181	3.84	0.169
Gaussiano	3.3	0.126	4.69	0.181	4.00	0.171

que el óptimo, calculado para el dominio de la frecuencia, y el retardo de los distintos pulsos deseados de salida se ha hecho coincidir con el centroide de la señal de referencia respectiva. Para el algoritmo de expansión espectral, los valores de k y m utilizados han sido los mismos para las dos señales, transductor capacitivo y piezoeléctrico, e iguales a 1.5 y 256 respectivamente.

Una vez obtenidas las salidas de los filtros, y para tener una medida cuantitativa del rendimiento de los algoritmos, se han calculado la longitud y el ancho de banda efectivos de las señales de salida. Los resultados obtenidos, considerando una temperatura de 27° Celsius, están recogidos en las tablas 3-2 y 3-3. En las referidas tablas se han representado los valores de la longitud efectiva (L_t) y el producto longitud efectiva por ancho de banda efectivo, $L_t \times \Delta\omega$, que de acuerdo con el principio de incertidumbre debe satisfacer $L_t \times \Delta\omega \geq 1/4\pi$. Siendo $\Delta\omega$ expresado en hertzios [Bracewell, 1986]. Resaltamos de nuevo, que $L_t\Delta\omega$ es adimensional y para efectuar el producto, la longitud efectiva L_t debe estar expresada en unidades de tiempo.

Comparando las gráficas de la Fig.3-22 y Fig.3-23 puede observarse como las salidas correspondientes al transductor capacitivo son significativamente mejores que aquellas obtenidas para las señales del transductor piezoeléctrico, esto es debido al mayor ancho de banda disponible para efectuar la compresión de la salida para el caso de los transductores capacitivos. Sin embargo, analizando los valores de la primera columna, de las tablas 3-2 y 3-3, las longitudes efectivas obtenidas para los dos transductores se encuentran en el mismo rango; esto es debido a que la forma de la señal de salida, en el caso del transductor piezoeléctrico, favorece a que la longitud efectiva se haga menor. Puede constatararse que los valores de longitudes efectivas para el transductor piezoeléctrico no son estables, ya que una ligera asimetría en la señal de salida, como la generada por el algoritmo WLS, hace que el valor de la longitud efectiva sufra cambios mayores que del 100 % de su valor. Para las señales de los transductores capacitivos también se observan cambios en el valor de la longitud efectiva, debido a la salida asimétrica del algoritmo WLS, pero en porcentajes mucho menores, ver las tablas 3-2 y 3-3 en la columna correspondiente al método WLS.

Del análisis de los resultados resulta evidente que el filtro obtenido en el dominio temporal es el que peor resultados genera, considerando el criterio de longitud efectiva. Sin embargo, si los patrones de salida correspondientes a un mismo pulso deseado de salida son superpuestos, para efectuar una comparación visual, no se aprecian grandes diferencias entre los mismos, excepto que el WLS genera un pulso más asimétrico que los otros dos métodos de cálculo, Fig.3-22 y Fig.3-23. Para las dos señales de entrada y

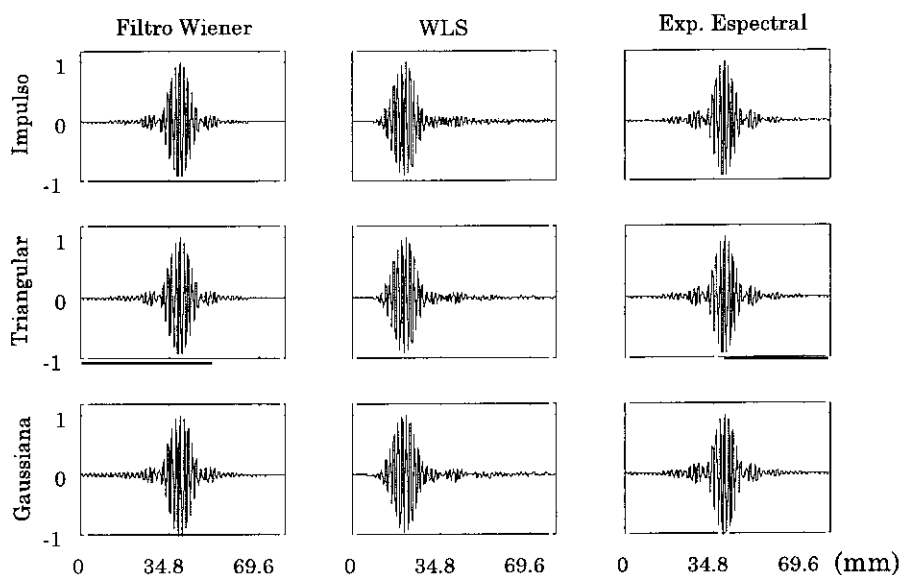


Figura 3-23: Salidas del filtro de deconvolución para el transductor piezoeléctrico. Los gráficos de la primera columna se corresponden al filtro diseñado en frecuencia para las tres señales de salida ideales. De arriba hacia abajo: Impulso, Triangular y Gaussiana respectivamente. La segunda columna se corresponde al diseño en el dominio temporal y la tercera a la técnica de expansión espectral.

Tabla 3-3: Figuras de rendimiento obtenidas para la señal del transductor piezoeléctrico.

Pulso ideal	Filtro Wiener		WLS		Expansión Espectral	
	$L_t(mm)$	$L_t\Delta\omega$	$L_t(mm)$	$L_t\Delta\omega$	$L_t(mm)$	$L_t\Delta\omega$
Impulso	3.53	0.112	7.65	0.688	3.83	0.136
Triangular	3.59	0.112	6.95	0.301	3.89	0.137
Gaussiano	3.80	0.117	8.54	0.490	4.13	0.144

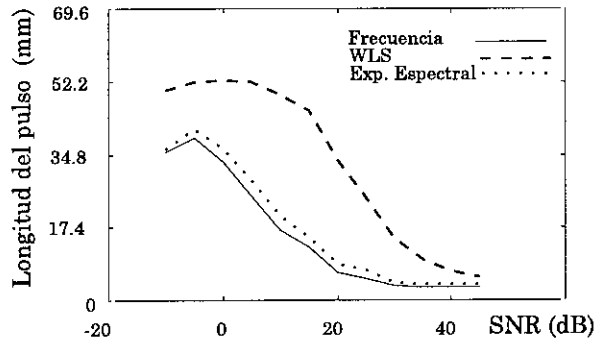


Figura 3-24: Variación de la longitud efectiva del pulso de salida para diferentes relaciones S/R, señal obtenida con el transductor capacitivo. Se ha utilizado un impulso como señal de salida deseada.

para los tres pulsos ideales de salida puede observarse que el filtro diseñado en el dominio de la frecuencia es ligeramente superior al de expansión espectral. Este resultado era de esperarse ya que el segundo es una aproximación del primero.

3.4.3.2 Robustez de los algoritmos frente al ruido

El ruido se encuentra siempre presente en situaciones prácticas, y los errores en la medida no pueden nunca ser eliminados por completo, razón por la cual los algoritmos deben comportarse de manera robusta frente al mismo. En esta sección se examina y evalúa el comportamiento de los tres algoritmos de deconvolución cuando la señal de entrada es contaminada con ruido blanco gaussiano.

En esta experiencia el objetivo es el de establecer la influencia de la relación S/R de la señal de entrada sobre la longitud efectiva de la señal de salida del proceso de deconvolución. Para ello, se ha degradado la señal procedente del transductor capacitivo con ruido blanco gaussiano, obteniéndose señales con relaciones S/R comprendidas entre 45 y -10 dB. A las señales con ruido se les han aplicado los filtros diseñados a partir de los tres métodos, utilizando las diferentes señales de salida deseadas descritas anteriormente. A continuación, se calculan las longitudes efectivas de las señales de salida, para las diferentes relaciones S/R.

En la Fig.3-24 se ha representado la variación de la longitud efectiva del pulso de salida en función de la relación S/R, cuando se utiliza un impulso como la señal de salida deseada. Los resultados obtenidos para el caso del pulso triangular y del pulso gaussiano como señales de salida deseadas, están representados en las figuras 3-25 y 3-26 respectivamente.

De los resultados de las figuras 3-24, 3-25 y 3-26 resulta evidente la superioridad del filtro diseñado en el dominio de la frecuencia frente a los otros dos métodos. En las

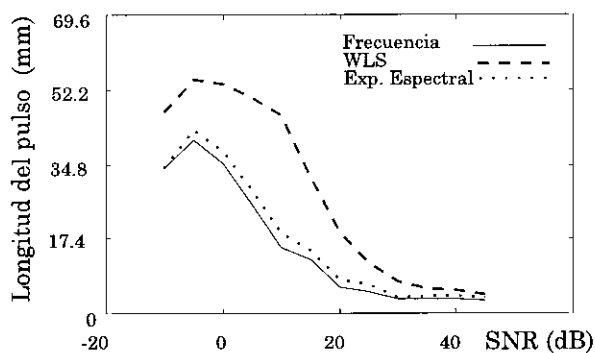


Figura 3-25: Variación de la longitud efectiva del pulso de salida para diferentes relaciones S/R, señal obtenida con el transductor capacitivo. Se ha utilizado un pulso triangular como señal de salida deseada.

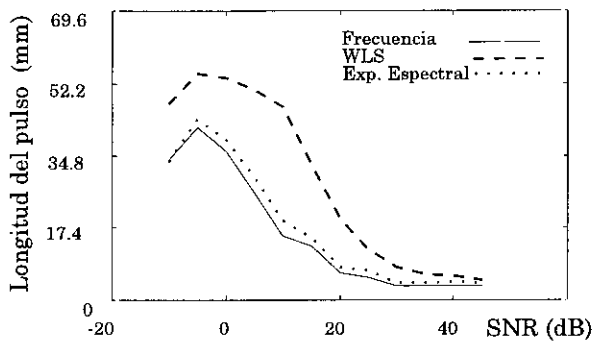


Figura 3-26: Variación de la longitud efectiva del pulso de salida para diferentes relaciones S/R, señal obtenida con el transductor capacitivo. Se ha utilizado un pulso gaussiano como señal de salida deseada.

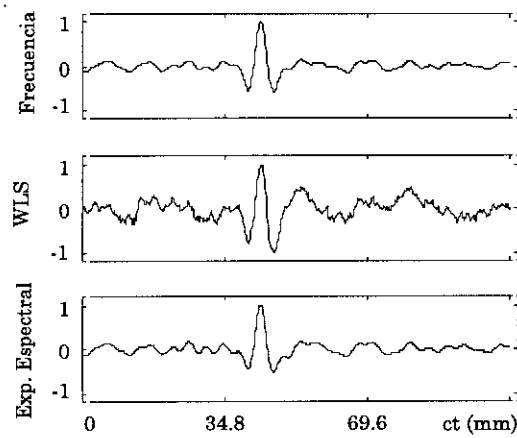


Figura 3-27: Pulsos de salida de la deconvolución, correspondiente a una relación S/R de 10 dB. Señal de salida deseada = gaussiana.

tres figuras puede observarse la degradación sostenida de la longitud efectiva frente a la disminución de la relación S/R de la señal de entrada, lo cual lógicamente constituye un resultado esperado. De las gráficas obtenidas, correspondientes a los filtros diseñados en frecuencia y para el de expansión espectral, pueden establecerse dos pendientes de degradación diferentes, una de ellas comprendida en $[20 \leq SNR \leq 50]$ y la otra para relaciones $SNR \leq 20$. El filtro diseñado en el dominio temporal es el que menos robustez presenta frente al ruido. Esto último constituye también un resultado esperado, ya que los parámetros óptimos de diseño del filtro están en función de la relación S/R.

Es de destacar además, que relajando ligeramente la salida deseada (un pulso triangular o gaussiano frente a un impulso), la degradación frente al ruido, de la longitud del pulso de salida es suavizada, otorgando de esta forma una mayor robustez a la salida. Puede argumentarse que un resultado similar puede ser obtenido aumentando el valor de p^2 , en el caso del diseño en frecuencia. A través de una reducción del ancho de banda de la deconvolución variando los parámetros k y m , en el método de expansión espectral o reduciendo el orden del filtro para la solución en el dominio temporal. La argumentación anterior no es verdadera, ya que al realizar el ajuste de los parámetros para obtener una mayor robustez frente al ruido estaremos incrementando los lóbulos laterales del pulso de salida.

Utilizar la mayor parte del ancho de banda disponible de la señal del pulso de entrada, calculando el valor óptimo del ruido de estabilización y relajando las condiciones de salida a través de un pulso gaussiano constituye desde nuestro punto de vista la mejor opción de diseño. En la Fig.3-27 pueden observarse las gráficas de las señales de salida del filtro para una relación S/R de 10 dB. La señal de salida deseada para las tres gráficas de la figura han sido pulsos gaussianos. En estas gráficas puede apreciarse que la salida correspondiente al filtro diseñado en el dominio de la frecuencia, es el que menos ruido presenta.

3.4.3.3 Influencia de la temperatura sobre la resolución

El elemento transductor conjuntamente con el medio de propagación, constituyen un sistema físico de alta complejidad, en cuyo modelado intervienen una serie de parámetros que resultan difíciles de cuantificar. En el primer capítulo de este trabajo se han discutido algunos modelos simplificados tanto del medio de propagación, como del elemento transductor. Uno de los factores que tiene mayor influencia sobre el sistema sensor es la temperatura, y se ha visto que la velocidad de propagación de la onda sufre variaciones con la misma. Resulta por lo tanto de interés observar el comportamiento de los elementos transductores frente a cambios en la temperatura, ya que al afectar a los parámetros mecánicos del transductor, podrían modificar la forma de onda de la señal emitida, debido al posible cambio de la función de transferencia del sistema. De producirse cambios en la función de transferencia del sistema, se requerirá la utilización de filtros adaptativos para compensar los posibles cambios en la forma de la señal.

El estudio del comportamiento con la temperatura, del transductor piezoeléctrico utilizado en nuestras experiencias, ha sido realizado por otros autores de nuestro grupo y puede ser consultado en [Martín, 1989], [Freire, 1994]. En los trabajos citados se ha comprobado que el transductor piezoeléctrico se comporta como un simple pistón vibrando en modo espesor, donde la frecuencia de resonancia depende del espesor del disco cerámico. Cuando la temperatura cambia, el espesor sufre variaciones y por ende la frecuencia de resonancia del transductor. Estas variaciones en la frecuencia de resonancia han sido estudiadas y utilizadas [Martín, 1989] para medir la temperatura ambiente y de esta forma corregir el error en la medida de distancia. Un cambio en la temperatura modifica el espesor de la capa de acoplamiento de la impedancia acústica, lo que ocasiona que la adaptación de impedancias no sea óptima, provocando una disminución de la señal emitida al medio. Esta variación tiene un comportamiento suave y el punto óptimo de operación se encuentra alrededor de los 20° C en concordancia con los datos técnicos provistos por el fabricante.

Con el fin de estudiar el comportamiento del transductor capacitivo frente a cambios de temperatura y evaluar la influencia de la misma sobre la resolución espacial, se han colocado el soporte de los transductores y el objeto reflector, en una cámara controlada de temperatura, el rango de la cámara esta comprendido entre el intervalo $[-70^{\circ} \leq T \leq 90^{\circ}]$ C. La temperatura de la cámara se ha hecho variar desde los -10° C hasta los 50° C en incrementos de 2° C, manteniendo la presión constante e igual a la atmosférica. La humedad relativa de la cámara se ha mantenido en torno al 50% durante los experimentos. El rango de variación de la temperatura ha sido seleccionado considerando que serían valores extremos para aplicaciones prácticas en aire. Hemos digitalizado las señales de eco, procedentes de una superficie plana de grandes dimensiones colocada a una distancia fija de los transductores, para cada una de las temperaturas anteriormente citadas. Se ha observado que las señales de eco sufren ligeros cambios, tanto en amplitud como en forma. Para dar una idea cualitativa de dichos cambios, en la Fig.3-28 se han representado las señales obtenidas para las dos temperaturas extremas del experimento realizado. En estas gráficas, el origen de la coordenada espacial es el mismo para las dos señales representadas, y el aumento de la velocidad de propagación con la temperatura puede ser apreciado.

Para establecer el grado de influencia de estos cambios en la señal, sobre el rendimiento de

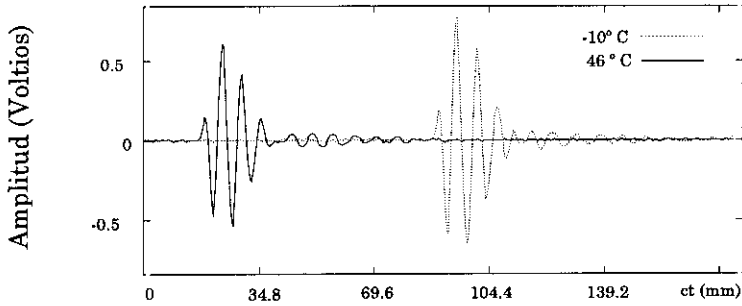


Figura 3-28: Señales de eco captadas con el transductor capacitivo, procedentes de una superficie plana situada a una distancia fija para dos temperaturas diferentes. El origen de la coordenada espacial es el mismo para las dos señales.

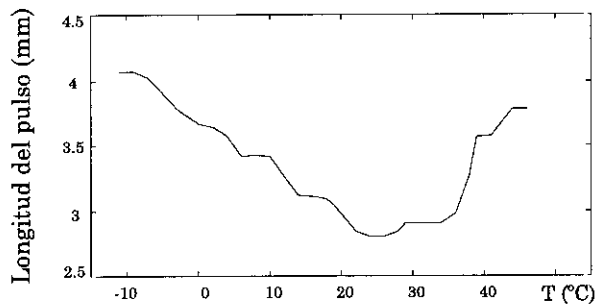


Figura 3-29: Variación con la temperatura de la longitud efectiva del pulso de salida del filtro de deconvolución signatura.

la deconvolución no adaptativa y por ende sobre la resolución obtenida, se han calculado los coeficientes del filtro de Wiener, utilizando el método del dominio de la frecuencia, para la señal de eco correspondiente a una temperatura de 26°C . En el cálculo de los coeficientes, se ha considerado como pulso de salida ideal un delta de Dirac, deconvolución signatura.

Procediendo de igual forma que en el caso de la sección anterior, se ha efectuado el filtrado de las señales obtenidas en todo el rango de temperatura, calculando posteriormente la longitud efectiva del pulso de salida del filtro. Dichas longitudes han sido representadas en el gráfico de la Fig.3-29.

En esta curva se tiene de manera implícita el porcentaje de variación de la forma de la señal con la temperatura, ya que la amplitud de la señal no influye en el valor de la longitud efectiva, al estar normalizada respecto a la misma, ver expresión (3.7). Puede observarse que el valor de longitud mínima se corresponde, como es lógico, a la temperatura que ha sido seleccionada como referencia. De los resultados obtenidos en

esta gráfica puede concluirse que el cambio de forma de la señal emitida no es demasiado significativo, para el tipo de transductor utilizado. Indudablemente, para la obtención de un rendimiento óptimo, se debe recurrir a un proceso adaptativo en el cálculo de los coeficientes del filtro. Es decir, la señal de referencia para el cálculo de los coeficientes del filtro debe ser captada para las condiciones en que se efectuará la medida. Esto consiste en una calibración del sistema, previa a la realización de la medida y el procedimiento adoptado dependerá de la aplicación en particular. Todo lo expresado en relación al cambio de forma de la señal con la temperatura, puede ser trasladado a los cambios de forma producidos por los efectos producidos por la difracción y que han sido analizados en el segundo capítulo de este trabajo.

En esta experiencia se ha contrastado además, la expresión (3.2), la cual modela la variación de la velocidad de propagación de una onda acústica con la temperatura, comprobándose que la misma constituye un modelo bastante preciso.

3.4.3.4 Conclusiones sobre los diferentes métodos

De los resultados obtenidos, a partir de los métodos de deconvolución analizados, puede concluirse que la deconvolución constituye un método idóneo para mejorar la resolución espacial de un sistema de ultrasonidos operando en el aire en modo pulso-eco. Los filtros diseñados consiguen comprimir el pulso de entrada, para las señales de los dos transductores utilizados. Se han obtenido mejores resultados para la señal del transductor capacitivo, debido al mayor ancho de banda disponible para realizar la compresión.

Con relación al comportamiento frente al ruido, se ha visto que el filtro diseñado en el dominio temporal es el que presenta mayor sensibilidad. Siendo el diseñado en el dominio frecuencial con el que se obtienen mejores resultados tanto en precisión como en robustez. De los tres tipos de salida ideales utilizados es el gaussiano el que presenta mejores rendimientos, considerando la relación de compromiso entre precisión y robustez, ya que es el que menos degrada la resolución en pro de una mayor robustez frente al ruido del proceso de deconvolución. Sin embargo, la elección de la salida descada está fuertemente ligada al rango dinámico de detección previsto, el problema del rango dinámico tiene que ver con la detección de un reflector débil en presencia de otro fuerte, con lo cual lo que interesaría es mantener las oscilaciones del pulso de salida en el mínimo nivel posible. Si por el contrario, lo que se desea es separar señales de igual intensidad, la deconvolución signatura es la que daría mejores resultados.

La temperatura modifica la dinámica del transductor y produce cambios de forma en la señal emitida, dichos cambios dependen del diseño específico del transductor utilizado. Para el caso del transductor capacitivo utilizado en las experiencias, se ha visto que los cambios no son tan significativos. Sin embargo, para obtener un rendimiento óptimo con la deconvolución, se debe realizar el cálculo de los coeficientes del filtro en condiciones similares en la que se efectuará la medida. Indudablemente, la utilización de un pulso gaussiano como salida ideal, estabilizará la salida del filtro frente a dichos cambios, pero dicha estabilización se realiza como ya ha sido explicado a consta de una pérdida en resolución.

En la tabla 3-4 se ha intentado resumir algunas características cualitativas de los

Tabla 3-4: Tabla de comparación de las diferentes técnicas de deconvolución.

	Filtro de Wiener	WLS	Exp. Espectral
Coste Diseño	$O(N \log(N))$	$O((N + P)^2)$	$O(N \log(N))$
Coste Implementación	$O(N \log(N))$	$O(P \log(N))$	$O(N \log(N))$
Parámetros	p^2	τ, P	k, m
Sensibilidad frente a la variación de los parámetros	Baja	Alta	Baja
Rendimiento	Bueno	Regular	Bueno
Robustez frente al ruido	Buena	Regular	Buena

Tabla 3-5: Tiempo de computación requerido para el diseño del filtro, sobre un PC 486/100, en el entorno del MATLAB.

Método de cálculo del filtro	Tiempo CPU (s)
Dominio de la frecuencia	0.11
WLS	11.59
Exp. Espectral	0.16

parámetros de diseño de las técnicas de deconvolución analizadas. En el análisis del grado de dificultad no han sido considerados la elección del pulso de salida ideal.

En la tabla 3-5 se presentan los tiempos de computación cuando los algoritmos son ejecutados sobre una arquitectura del tipo PC compatible 486 a 100 MHz utilizando para la solución el programa comercial MATLAB 4.2c y las librerías básicas de procesamiento de señal de la citada herramienta, [MathWorks, 1994], [Krauss, 1994].

Los tiempos de cálculo han sido representados únicamente con el afán de dar una idea comparativa de los tiempos de ejecución entre los tres métodos de diseño de los filtros de deconvolución analizados.

La elección de una metodología de diseño del filtro depende de la aplicación en particular y del conocimiento previo del diseñador. Sin embargo, se ha visto que el diseño de los coeficientes en el dominio de la frecuencia es el más simple, con menor coste computacional, más preciso y el que presenta mayor robustez frente al ruido, de los analizados. El método de expansión espectral constituye una alternativa válida con vista a la implementación del algoritmo sobre determinadas arquitecturas de procesamiento de señal [Anaya, 1992], aunque como ya ha sido destacado es una aproximación del método anterior, que por lo general, desde nuestro punto de vista, no tiene una ventaja significativa en el diseño de los coeficientes ni en su implementación. El filtro en el dominio temporal presenta una cierta ventaja a la hora de aplicarlo, ya que su longitud puede hacerse por lo general menor que la longitud del filtro diseñado en frecuencia.

3.5 Señales de excitación para la mejora de la resolución axial

Se ha visto en los anteriores apartados como se puede mejorar la resolución espacial de las señales de eco ultrasónicas mediante las diferentes técnicas de deconvolución, las que han sido analizadas, evaluadas y discutidas. Hasta ahora no se dicho nada acerca de las señales que pueden ser utilizadas para excitar los transductores de ultrasonidos, constituyendo sin embargo, conjuntamente con el transductor, uno de los elementos claves en el rendimiento de todo el sistema, ya que de ellos depende el contenido espectral del pulso.

Las señales de excitación más comúnmente utilizadas en el campo de los ultrasonidos quizás sean la señal continua (CW) con una única frecuencia y la función impulso, dual de la primera en el dominio del tiempo, un único evento. Los anchos de banda y duración efectiva de esas dos señales están contrapuestos, siendo cero e infinito en el caso de la señal continua e infinito y cero en el caso de la excitación de tipo delta de Dirac. Entre estos dos casos límites se encuentran un determinado número de casos especiales que pueden ser analizados desde el punto de vista de la modulación y del ancho de banda. Las señales de excitación más complejas son por lo general requeridas por la necesidad de superar determinados problemas que podrían resultar más difíciles de resolver con una señal de excitación más sencilla.

En la Fig.3-30(a), observamos la aproximación de una señal del tipo delta de Dirac, cuyo espectro en frecuencia es bastante ancho, en teoría blanco. Aunque ésta es una característica deseada para la señal de excitación, el hecho de que los transductores respondan solo en un determinado ancho de banda hace que el factor de conversión de energía sea bastante bajo, con lo cual se requiere de un pico de amplitud muy grande. Muchas veces, esto no es posible y a veces no es conveniente en la práctica. En (b) se tiene la función escalón, de la cual podemos argumentar casi lo mismo que de la señal anterior. Por las razones anteriormente expuestas, por lo general el pulso de excitación es sintonizado en el ancho de banda del transductor para mejorar el factor de conversión, incrementando además la relación S/R . Un método bastante generalizado de excitar los transductores en el aire, es el de utilizar un pulso cuya duración sea la mitad del período de la frecuencia de resonancia del transductor, una señal de este tipo puede verse esquematizada en (c). En (d) y (e) puede observarse salvas de senos y pulsos cuadrados sintonizados por lo general a la frecuencia de resonancia del transductor; con estas señales lo que se consigue es emitir mayor energía al medio, mejorando la relación S/R , en detrimento del ancho de banda del pulso emitido. Los pulsos gaussianos surgen a partir de los trabajos de Gabor sobre señales que ocupan mínima área en el diagrama tiempo - frecuencia. De acuerdo con el principio de incertidumbre, el producto de la longitud efectiva, Lt , y el ancho de banda efectivo, $\Delta\omega(rad/s)$, de una señal satisface:

$$Lt \times \Delta\omega \geq 1/2 \quad (3.48)$$

Como ha sido demostrado por Gabor [Gabor, 1946], la señal que ocupa el área mínima en el diagrama tiempo-frecuencia, o sea para la cual la expresión anterior se torna una

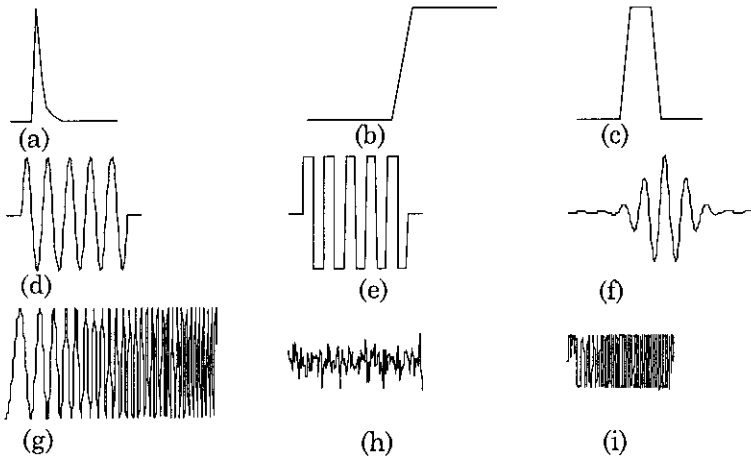


Figura 3-30: Señales eléctricas utilizadas para excitar transductores. a) Aproximación a una delta de Dirac. b) Función escalón c) Medio ciclo de una onda cuadrada. d) Salva de senos. e) Salva de pulsos. f) Pulso gaussiano. g) Señal modulada en frecuencia. h) Ruido. i) Multisenos.

igualdad, viene representada por:

$$y(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{\tau^2}} \cos 2\pi f_0(t - t_0) \quad (3.49)$$

Siendo su espectro en frecuencia dado por:

$$y(f) = e^{-(\pi\tau)^2(f-f_0)^2} \cos 2\pi t_0(f - f_0) \quad (3.50)$$

Una señal de este tipo puede ser observada en (f). En (g) tenemos una señal modulada en frecuencia (FM chirp), en (h) ruido blanco y en (i) un multiseno, utilizada normalmente en identificación de sistemas. Las señales en (g), (h) e (i) poseen un producto de BT grande.

Como referencia de la utilización de las señales anteriormente citadas, transcribimos en la tabla 3-6, recogida de [Lynnworth, 1989], algunas señales de excitación utilizadas en aplicaciones prácticas.

3.5.1 Señales con un producto BT elevado

La técnica de utilizar señales con un producto ancho de banda–duración temporal BT elevado, ha sido desarrollada en principio para los sistemas de radar, en la búsqueda de soluciones a las limitaciones de potencia de pico máxima que puede ser aplicada a los transmisores, siendo con el tiempo adaptada al campo de los ultrasonidos para resolver

Tabla 3-6: Señales de excitación de transductores y sus aplicaciones más corrientes.

Tipo	Ejemplo/Referencia
Onda continua (CW)	Utilizado en un termómetro de HP para excitar un cristal oscilador de cuarzo de 28 MHz.
Impulso	Normalmente utilizado en NDT, en equipos de detección de fisuras y otros instrumentos.
Salva de pulsos cuadrados	Sistemas de pulso-eco emitiendo en banda estrecha, ampliamente utilizada debido a la facilidad para generarlo.
Salva de pulsos senoidales	Sistemas de pulso-eco, banda estrecha. Sistemas muy sintonizados o resonantes
Modulación en frecuencia	Barridos de frecuencia, Fishbacher 1959, Pedersen & Lynnworth 1973, Redding 1978, Mágori 1985, Mylvaganam 1989.
Codificación con modulación de fase	Pseudo-Aleatorio, Códigos de Barker u otros pueden ser codificados sobre la fase para facilitar la detección de señales de eco con baja S/R , utilizando técnicas de correlación. Lynnworth & Pedersen 1972, Brookner 1977, Jacobson 1987.
$\cos^2$	Aproximación práctica a señales gaussianas. Brookner 1977.

problemas similares. Existen sin embargo, importantes diferencias entre las dos áreas que deben ser consideradas, siendo quizás la más importante, la limitación en ancho de banda de los transductores de ultrasonidos [Pollakowski, 1993].

La técnica de compresión de impulsos consiste en emitir un pulso con un BT elevado, [Do, 1984]. En la recepción de la señal, se realiza un filtrado utilizando un filtro adaptado, diseñado con la señal de excitación, para a continuación determinar el TOF utilizando un algoritmo de detección de picos. Todas las señales, cuya función de autocorrelación se aproximen a una delta de Dirac, resultan adecuadas en la utilización de esta técnica; siendo algunas de ellas, señales moduladas en frecuencia (FM chirp), secuencias pseudo-aleatorias, tales como códigos de Barker o ruido blanco. Toda la energía del pulso es comprimida por el filtro adaptado en un pulso de muy corta duración. La ganancia en amplitud, en el caso de considerar un ancho de banda ideal, puede ser expresada por $AG = \sqrt{BT}$, lo que significa que para obtener la misma diferencia en amplitud entre señal y ruido comparado a una excitación con un impulso, la amplitud de la señal puede ser reducida por un factor de AG . Con esta técnica es posible por lo tanto, aumentar la relación S/R sin aumentar la potencia acústica de pico emitida. El ancho del pulso después del proceso de correlación se reduce a medida que se incrementa el producto BT ; este producto sin embargo no puede ser incrementado indefinidamente, ya que nos llevaría a ambigüedades debido a reverberaciones [Werner, 1998].

Para el caso de los transductores de ultrasonidos, los cuales poseen un comportamiento paso-banda, Pollakowski ha demostrado que el ancho de banda óptimo para la señal de excitación viene dado por $B_{opt} = 1.14B_T$ y que la relación de compresión del pulso no puede ser mejor que $0.83(B_T T)^{1/2}$, siendo B_T el ancho de banda del transductor [Pollakowski, 1993]. Sin embargo, aún utilizando este tipo de señales como excitación, debido al reducido ancho de banda de los transductores de ultrasonidos de utilización en aire, al efectuar la autocorrelación no se obtiene una señal con una duración temporal reducida.

Una solución a este problema, propuesta en esta tesis, consiste en utilizar la deconvolución de la señal recibida en vez de la correlación, que como se verá más adelante en la sección de resultados de este capítulo, se consiguen mejores rendimientos. Audenaert y colaboradores utilizan la técnica de compresión de impulsos, utilizando como señal de excitación un código de Barker de 13 bits y con el mismo tipo de transductores utilizados en este trabajo, consiguen una resolución espacial de 2 cm, lo cual es un orden de magnitud mayor que los conseguidos en este trabajo [Audenaert, 1992].

Igualmente proponemos en este trabajo, para la realización de distintas tareas, la excitación de los transductores mediante, la función impulso, las salvas de pulsos rectangulares y una señal conocida como multiseno, la cual consiste en la suma de sinusoides relacionadas armónicamente con amplitudes programables. Las fases de las componentes frecuenciales de las sinusoides pueden ser cambiadas para reducir el factor de cresta de la señal, o pueden ser seleccionadas de forma aleatoria con distribución uniforme en el intervalo de $(0, 2\pi)$. La señal puede ser expresada por:

$$x(t) = \sum_{k=1}^F 2A_k \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (3.51)$$

Donde f_k es un múltiplo de $1/T$, siendo T el período del multisenso. El multisenso ha sido elegido como señal de excitación en la aplicación de la técnica de compresión de pulsos, debido a ser la única señal periódica de excitación en banda ancha que permite una elección arbitraria del espectro de amplitud [Godfrey, 1993]. En el diseño de las señales se ha utilizado el “toolbox” del MATLAB de identificación de sistemas en el dominio de la frecuencia, recientemente desarrollado por Kollár de la Technical University of Budapest, en colaboración con Schoukens y Pintelol de la Vrije Universiteit, Bruselas. El “toolbox” posee una sección sobre diseño de señales de identificación, tanto de señales binarias multifrecuenciales como para suma de señales armónicas [Kollar, 1994]. En el diseño de señales de sumas de armónicos se utiliza un algoritmo desarrollado por van der Ouderaa, basado en el intercambio entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [Godfrey, 1993]. Las funciones utilizadas de esta herramienta para la generación de las señales han sido básicamente *msinclip* y *msinprep*.

3.5.2 Síntesis de señales de excitación como técnica de preprocesamiento. Ecuación de transductores

Los métodos discutidos en la sección (3.4.2) son técnicas de post-proceso, en el sentido de que se aplican a las señales de eco una vez digitalizadas. La deconvolución puede ser entendida también como un proceso de identificación de sistemas; es decir, es posible realizar la identificación de la respuesta al impulso $h(t)$ del sistema acústico de emisión, propagación y recepción. Una vez identificada la función de transferencia de todo el sistema, se puede, en teoría, diseñar la señal de excitación para emitir cualquier señal de salida. Esto es conocido en el área de las comunicaciones como ecualización del canal de transmisión y es el término que ha sido adoptado en este trabajo. Para el problema que nos ocupa, el canal de comunicaciones es considerado invariante en el tiempo, por lo cual no se requiere realizar ningún proceso de adaptación, esta no es la situación normal en el área de las comunicaciones y por lo general se requiere efectuar adaptaciones para hacer frente a los cambios de la función de transferencia del sistema [Haykin, 1991].

La forma del pulso emitido es un elemento esencial en el rendimiento de los sistemas de captación activos. La forma óptima del pulso depende de la aplicación en particular; como ejemplo de pulsos emitidos y que tratan optimizar determinados criterios pueden ser citados, pulsos del tipo coseno alzado (“raised cosine pulse”), pulsos gaussianos para la transmisión óptima a través de un canal de comunicación, pulsos biónicos (“bionic pulses”) los cuales son tolerantes al efecto Doppler y son señales muy parecidas a las emitidas por los delfines, marsopas o ballenas. El filtrado inverso ha sido utilizado en la literatura para diseñar la señal de excitación que debe ser aplicada al transductor para conformar el pulso emitido [Cobo, 1995].

En este trabajo estamos interesados en emitir un pulso con alta resolución espacial, para que los ecos de las superficies reflectantes ya estén desacoplados en la señal, con lo cual, el pulso óptimo a emitir sería la función impulso.

En la Fig.3-31 se ha representado el modelo lineal de un sistema acústico. Cuando el transductor de ultrasonidos es excitado con un impulso, responde emitiendo un pulso cuyo contenido espectral se encuentra en una banda determinada de frecuencias, la que se corresponde con la banda del transductor. Si se quiere forzar al transductor para que

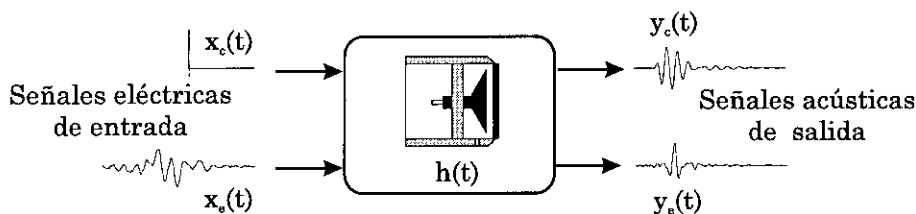


Figura 3-31: Esquema de un sistema acústico lineal. En la parte superior de la figura se representan la señal de excitación y de salida en modo convencional. En la parte inferior, las señales de excitación y de salida en modo ecualizado.

emita pulsos de menor duración temporal, es necesario modificar la función de excitación.

En funcionamiento convencional, la respuesta acústica del transductor, $y_c(t)$, está determinada por la función de excitación, $x_c(t)$, y por su respuesta al impulso $h(t)$. La medida de la señal de excitación y de la salida, permite el cálculo de la función de transferencia del sistema. El cálculo de la función de transferencia es realizado utilizando el filtro de Wiener descrito en la sección (3.4.2), considerando como señal de salida decaída el pulso de excitación en modo convencional. Una vez determinada la función de transferencia del sistema, se debe calcular la señal de excitación para emitir el pulso deseado, si se desea emitir un impulso, la función de excitación se corresponde con el inverso de la respuesta al impulso del sistema. La función de excitación diseñada de esta manera es aplicada al transductor a través de un generador de ondas arbitrarias.

En la Fig.3-32 se presentan las señales eléctricas de entrada (a), (c) y los pulsos emitidos (c), (d) haciendo uso de los transductores capacitivos. La señal de excitación utilizada en modo convencional, ha sido un impulso. Cobo utiliza una salva de senos de dos ciclos de duración para realizar la medida en modo convencional [Cobo, 1995]. Esta señal de excitación no nos parece adecuada, ya que no hay que olvidar que se trata de un proceso de identificación de sistemas, para lo cual se requiere que la señal excite suficientemente toda la dinámica del sistema ("persistently exciting") [Godfrey, 1993]. Se dice que una señal muestreada es de excitación persistente de orden n si cumple las siguientes tres condiciones:

- El valor medio debe existir, donde $\bar{x} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{r=1}^N x_r$.
- La función de autocovariancia $C_{xx}(k)$ debe existir.
- La matriz de dimensión $n \times n$, cuyos elementos i, j viene dados por $C_{xx}(i-j)$, debe ser positiva.

La función de excitación utilizada por el mencionado autor no cumple con la primera condición, lo cual podría explicar el nivel de lóbulos laterales obtenidos en la experimentación llevada a cabo por el mismo, ya que probablemente no estaría identificando toda la dinámica del sistema. Las experiencias realizadas por el citado autor han sido para un sistema acústico submarino.

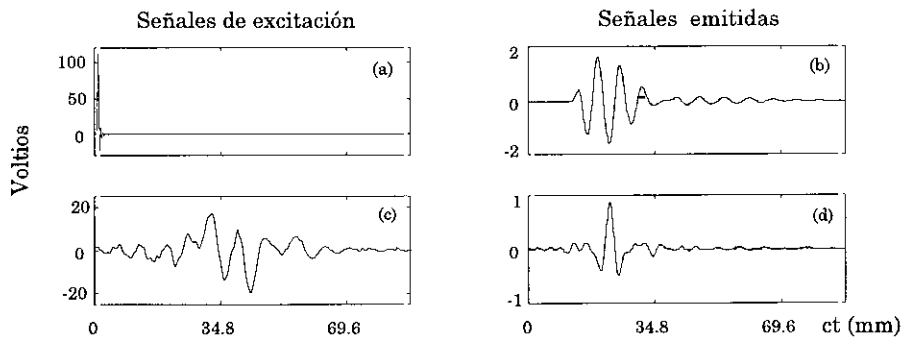


Figura 3-32: Señales de entrada y salida para el transductor capacitivo en funcionamiento convencional (a, b) y en modo ecualizado (c,d). Utilizando un impulso como señal de excitación en modo convencional.

Tabla 3-7: Características de los pulsos emitidos en modo convencional y ecualizado.

Modo Convencional		Modo Ecualizado	
$L_t(mm)$	$\Delta\omega(Hz)$	$L_t(mm)$	$\Delta\omega(Hz)$
5.40	7563	3.2	13.440

Resulta evidente que el pulso de la Fig.3-32 (d) tiene una resolución espacial superior que el pulso de la Fig.3-32 (b). El transductor operando en modo ecualizado responde en una banda más ancha, a costa de perder eficiencia en resonancia.

En la tabla 3-7 se resumen las características de los pulsos emitidos tanto en modo convencional como ecualizado.

Se ha efectuado el cálculo de la función de transferencia utilizando como señales de excitación en modo convencional, tanto multisenos, como barridos en frecuencia. Los resultados obtenidos, para la señal de excitación diseñada, así como para la señal emitida, han sido bastante similares para las tres señales. Lo que significa que estas señales constituyen opciones válidas para efectuar la identificación del sistema.

Resulta importante destacar que si se utiliza como señal de excitación una salva de senos, o cualquier otra señal que no excite adecuadamente toda la dinámica del sistema, los resultados que se obtendrán no serán los mejores. A fin de ilustrar esto último, se ha procedido a identificar la misma función de transferencia anterior, pero utilizando como excitación en modo convencional una salva de senos de dos ciclos, cuya frecuencia coincide con la respuesta máxima del sistema (50 kHz). Los resultados obtenidos son representados en los gráficos de la Fig.3-33.

Como puede apreciarse, el pulso de salida en modo ecualizado, Fig.3-33 (d), posee muchas más oscilaciones laterales que el de la Fig.3-32 (d). Con lo cual queda probado que excitar el sistema con un pulso sintonizado, para a continuación identificar el sistema, es un procedimiento incorrecto.

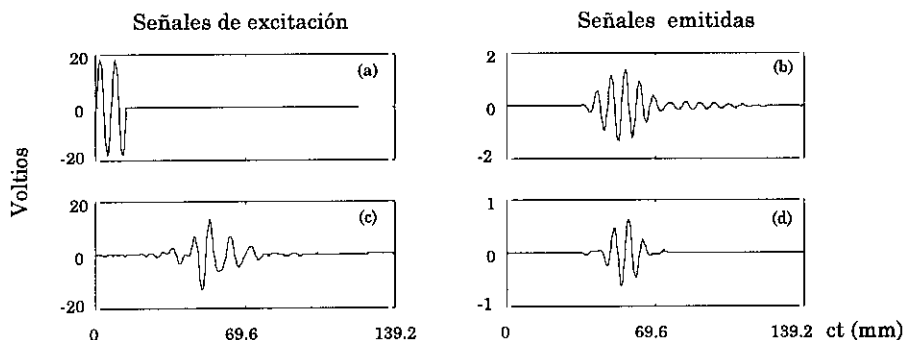


Figura 3-33: Señales de entrada y salida para el transductor capacitivo en funcionamiento convencional (a, b) y en modo ecualizado (c,d). Utilizando una salva de senos de dos ciclos como señal de excitación en modo convencional.

Añadir por último, para concluir esta sección, que la ecualización del sistema constituye una opción válida de diseño para conseguir una mejora en la resolución tanto axial como lateral. Se logra una mayor resolución lateral, ya que se emiten ondas de frecuencias más elevadas. Sin embargo, hay que recordar que hay una pérdida en la sensibilidad en emisión, la cual depende del ancho de banda del transductor utilizado.

3.6 Resultados obtenidos en entornos reales de operación

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos utilizando los distintos algoritmos analizados en este capítulo. Hemos separado la presentación de los mismos en dos grupos, ya que se refieren a la solución de problemas distintos.

En el primero de ellos, se soluciona el problema de la medida en continuo del nivel de líquido en un proceso de embotellado para una planta industrial. Los resultados obtenidos constituyen una contribución al estado del arte, por las precisiones alcanzadas, considerando la tecnología robusta y simple, lo que confiere a estas técnicas un gran interés al poder ser utilizadas en aplicaciones industriales para mejorar la calidad de los productos. En el segundo grupo se presentan una serie de experiencias realizadas a nivel de laboratorio cuyo objetivo es la comprobación experimental del rendimiento de los distintos algoritmos en cuanto a la mejora de la resolución axial con vista a su aplicación en futuras tareas de automatización.

3.6.1 Inpección Dinámica en una línea industrial

Se presenta en esta sección una aplicación industrial de medida de distancia, e indirectamente de nivel, bajo unas condiciones complejas. La solución adoptada considerada como precisa, fiable, robusta y económica ha requerido simplificaciones

tanto en los dispositivos transductores como en el procesamiento de las señales, lo que entendemos que no resta interés a la aplicación.

El trabajo que se describe a continuación ha formado parte del proyecto europeo ESPRIT 9901, denominado NETCIM (Cooperative Network for CIME Technologies in Europe), el cual tenía como uno de sus principales objetivos la introducción de conceptos CIM (Computer Integrated Manufacturing), en sectores industriales tradicionales y de menor contenido tecnológico. Todo ello, tiene como finalidad facilitar que estos sectores puedan hacer frente a las exigencias crecientes del mercado, en relación al acabado final de los productos, lo que conlleva al aumento tanto de la competitividad como de la productividad.

El Instituto de Automática Industrial en el marco de este proyecto, fué responsable del diseño y realización de una planta avanzada de embotellado de vino "ROBOPACK", con funciones de inspección, control y automatización integradas por ordenador. En la composición del consorcio se contó con Fatronik como coordinador, el centro de investigación Tekniker, el centro CIM de Oporto, ITCC y Democenter, así como de la empresa Automatismo y Sistemas de Transporte Interno S.A (ASTI) y del Centro de Capacitación y Experimentación Vitivinícola de Tomelloso, dependiente de la Consejería de Agricultura y Medio Ambiente de Castilla - La Mancha.

El sistema "ROBOPACK", diseñado como un caso piloto del proyecto NETCIM, se ha desarrollado dentro de una estrategia de fabricación integrada y flexible de la producción, incorporando temas innovadores de captación local, redes industriales multicomputador de interconexión en tiempo real, así como soluciones de monitorización y control central de la producción. La planta de embotellado está compuesta por sistemas de embotellado convencionales tales como llenadora, taponadora, capsuladora y etiquetadora, así como de estaciones de inspección especialmente diseñadas para este proyecto. Las estaciones de inspección diseñadas están formadas por distintos sistemas a saber:

- *La estación de control de etiquetado*, que está basada en un sistema de visión artificial. Esta estación recibe como entrada las imágenes de dos cámaras, una para la inspección de la etiqueta y otra para la contraetiqueta. El sistema es capaz de detectar errores provenientes de la mala colocación de las etiquetas por medio de parámetros geométricos obtenidos a partir de las imágenes. Los errores son procesados por un computador asociado generándose además, los mensajes correspondientes para el automáta de control.
- *La estación de inspección de nivel de llenado*, basado en técnicas de ultrasonidos. Esta estación de inspección que detecta la presencia de la botella sin requerir ningún otro sensor adicional, obtiene el perfil del líquido dentro de la botella para realizar el cálculo de la medida de nivel, tema que será tratado en más detalle en el apartado siguiente. La comunicación con el PLC de control se establece por medio de señales digitales, para accionar los diferentes actuadores neumáticos correspondientes, en las colas de rechazo, siendo la comunicación con el ordenador central realizada a través de un link Ethernet.

El ordenador central recibe, a través del PLC, toda la información generada por las estaciones de inspección y de la red de sensores, distribuidos por toda la instalación, los

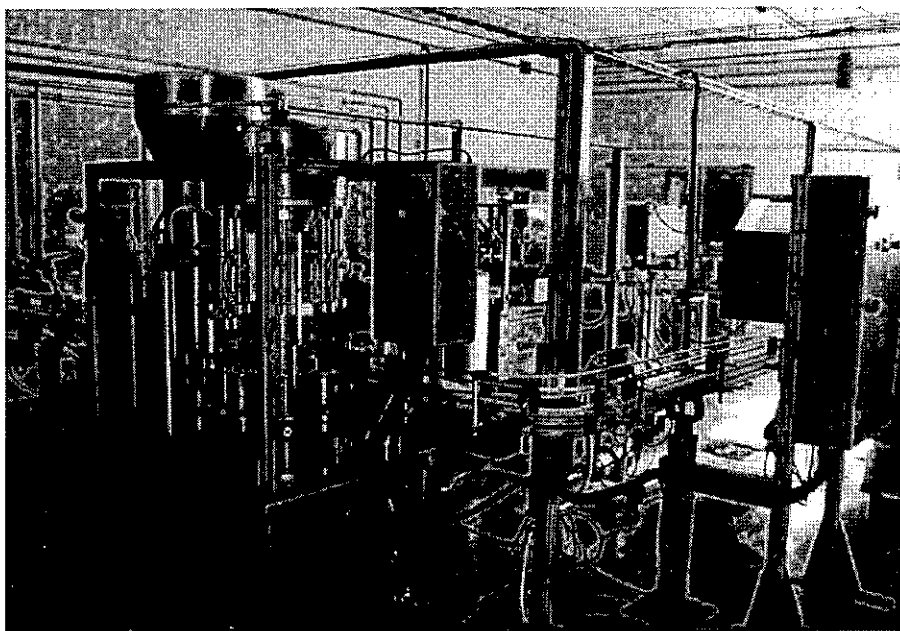


Figura 3-34: Planta de embotellado de vino “Robopack”, C.I.E.V (Tomelloso - Castilla La Mancha).

cuales suministran en todo momento señales sobre la producción y las incidencias. El ordenador permite, por un lado, visualizar en tiempo real todas las señales de una forma sencilla y, por otro, acceder a las diferentes utilidades de configuración y estadística de todo el sistema. En la fotografía de la Fig.3-34 puede observarse un plano general de la instalación montada en el Centro de Capacitación y Experimentación Vitivinícola de Tomelloso en Castilla La Mancha.

En la Fig.3-35 puede observarse la pantalla principal de control, en donde puede observarse un esquema de los bloques que forman la planta embotelladora, las estaciones de inspección, tanto de ultrasonidos como de visión, así como el estado de los principales contadores del sistema.

Los objetivos perseguidos por el proyecto “ROBOPACK” fueron, entre otros:

- Un aumento de la calidad del proceso de envasado, especialmente en lo referente al nivel de llenado y etiquetado.
- Un incremento del rendimiento del proceso convencional, reduciendo los tiempos muertos y de producción, con una mínima intervención humana.
- Una mejora de la planificación del programa de producción.

Una descripción más detallada acerca del funcionamiento de cada uno de los componentes

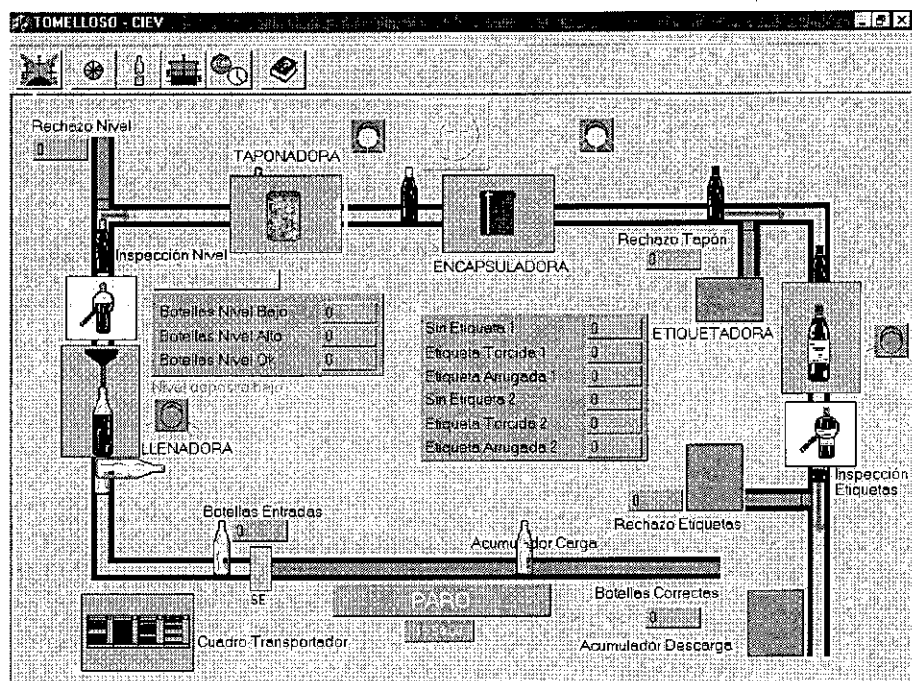


Figura 3-35: Pantalla principal de control de la producción, en la que puede observarse un esquema de los bloques de la planta, las estaciones de inspección, así como del estado de los contadores principales.

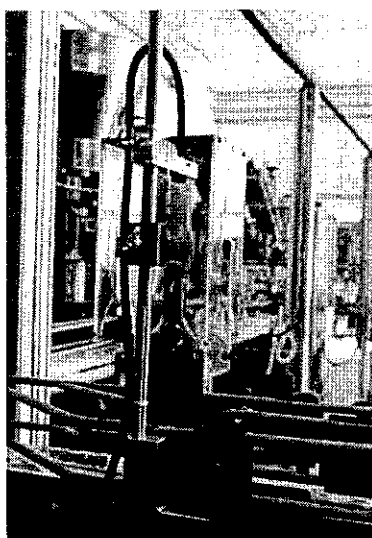


Figura 3-36: Cabezal del sensor de ultrasonidos para la inspección del nivel de líquido.

de la planta de embotellado, así como del programa de control.puede encontrarse en [TEKNIKER-IAI, 1997].

3.6.1.1 Sensor ultrasónico de inspección dinámica del nivel de líquido

A continuación se describen los detalles de la realización de una de las estaciones de inspección de la planta embotelladora, la encargada de efectuar la inspección del nivel del líquido en las botellas. Las especificaciones del sistema establecían que se debería medir el nivel de llenado de las botellas con una precisión de 2 mm, esto es requerido no únicamente por razones económicas, en exceso y por garantía de volumen en defecto, sino además, por razones de calidad, ya que para la correcta conservación del vino, en el cuello de la botella entre el corcho y el líquido, Fig.3-39, debe quedar una cámara con un volumen de aire o gas inerte en su caso, que debe encontrarse dentro de unos límites determinados [INE, 1992].

El diseño de esta estación de inspección, ha constituido un logro y una oportunidad única de aplicación de los conocimiento adquiridos en el marco de los trabajos realizados en esta tesis, y como tal, lo consideramos una aportación importante al resolver el problema de la medida del nivel de llenado con precisiones y repetitividad del orden de 1 mm, sobre superficies complejas y variantes, como es la superficie del líquido dentro de una botella en movimiento sobre una cinta transportadora, con un rango lineal y operativo de aproximadamente 500 mm [Vargas, 1996a]. En la foto de la Fig.3-36 puede observarse el cabezal del sensor y una botella pasando por debajo del mismo.

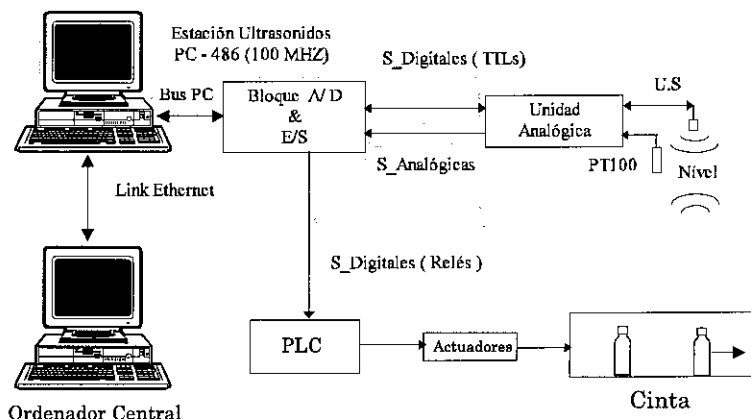


Figura 3-37: Diagrama esquemático de la estación de inspección de nivel basada en sensores de ultrasonidos.

Estructura general de la estación de inspección por ultrasonidos. La estación de inspección de ultrasonidos está integrada con las otras estaciones de inspección y con el ordenador central a través de una red local (Ethernet). La comunicación con el PLC, de recogida y distribución de las señales para el rechazo de las botellas con defectos, se establece a través de señales digitales, un diagrama esquemático del sensor puede apreciarse en la Fig.3-37.

Se ha seleccionado como modo de operación del sensor de ultrasonidos la técnica pulso-eco, procesando la envolvente digitalizada de la señal de eco, por los motivos ya expuestos en la sección 3.2. Los pulsos de excitación del transductor piezoeléctrico son generados por medio de una tarjeta multifunción del tipo ATMIO-E2 de National InstrumentsTM, la cual forma parte de la arquitectura en bus, tipo ISA, de un ordenador personal compatible (PC-486 DX4). Esta misma tarjeta es la encargada de realizar la digitalización de las señales provenientes de la unidad analógica, la del transductor de ultrasonidos y de la resistencia de platino, así como de la generación y recepción de las distintas señales digitales tanto de señalización como de control del sistema [National, 1995].

En el bloque de la Fig.3-37 etiquetado como “Unidad Analógica”, se encuentran los amplificadores de los pulsos de excitación, así como los de la señal de eco. La cual es amplificada, filtrada, rectificada y demodulada para obtener la envolvente de la señal de eco. En el mismo bloque se encuentran además, los acondicionadores de señal para el sensor de temperatura.

Selección de la tecnología y del elemento transductor. La estación de inspección de nivel fue diseñada utilizando técnicas basadas en ultrasonidos, debido a que para este problema en particular, los ultrasonidos poseen características que lo hacen ventajosos frente a otras técnicas sin contacto, como las ópticas, capacitivas o radioactivas por ejemplo.

En una primera fase del desarrollo del proyecto, se estudió la viabilidad y posibilidad de otros principios de medida alternativos, mediante búsqueda bibliográfica y de sistemas existentes, susceptibles en principio de adaptación a éste propósito. Adicionalmente, se han realizado algunas pruebas para la obtención del perfil de líquido dentro de las botellas. No se obtuvieron resultados satisfactorios con telémetros del tipo láser, incluso en pruebas estáticas. Sensores del tipo láser e infrarrojos fueron descartados debido a que estos dispositivos resultan más apropiados para la medida de distancia sobre superficies opacas y planas, presentando en el caso de los líquidos, un alto grado de absorción de la radiación incidente y de reflexiones secundarias que dificultan la medida. Técnicas del tipo CCD fueron rechazadas debido principalmente a la no operación en botellas opacas y a la necesidad de fuentes de luz adicionales [Vargas, 1996b]. Las técnicas basadas en radiación ionizante han sido descartadas, debido a sus riesgos y limitaciones, especialmente considerando que se está tratando con un producto destinado al consumo.

Los sensores ultrasónicos han sido ampliamente utilizados en la detección de posición y medida de distancia, gracias a su robustez y fiabilidad. No son sensibles a fuentes de luz, son capaces de detectar una gran variedad de materiales, y tienen ciertas ventajas sobre los sensores fotoeléctricos. Poseen además, un mayor rango de medida de distancia que los sensores inductivos y capacitivos, siendo de menor coste que los basados en tecnologías láser o microondas. La utilización de un sistema pulso-eco, nos permite extraer características geométricas a través del análisis del tiempo de vuelo [Tsujimura, 1989], y la posibilidad de analizar otras características de la señal de eco, como la amplitud máxima, energía del pulso, etc. [Barshan, 1990].

En esta aplicación se requiere efectuar la medida de distancia a dos objetos, que se encuentran en la dirección axial del eje de simetría del transductor, como son el cuello de la botella y la superficie del líquido respectivamente. La mayoría de los sistemas de ultrasonidos existentes miden únicamente la distancia al objeto más cercano, que en esta aplicación es el cuello de la botella, motivo por el cual se ha diseñado un sistema *ad hoc*. El transductor seleccionado para el diseño del sensor es del tipo piezoeléctrico de 220 kHz de frecuencia de resonancia, diseñado para su utilización en aire, el E-188/220 de Massa CorporationTM. Esta selección ha sido motivada por las siguientes características del transductor:

- Un lóbulo estrecho de detección (10°), libre de lóbulos laterales.
- Poca sensibilidad al ruido ambiente, gracias a su relativa alta frecuencia, teniendo en cuenta el aire como medio de propagación.
- Diseño compacto y robusto, lo que lo hace adecuado para entornos industriales.
- Un rango de medida adecuado para la aplicación (10 mm a 900 mm)
- Posibilidad de operar en modo receptor/emisor, lo que elimina problemas de paralaje y centrado [Shirley, 1989].

Sin embargo, es de destacar que éste transductor presenta algunas características no deseables tales como:

- Baja sensibilidad tanto en emisión como en recepción.

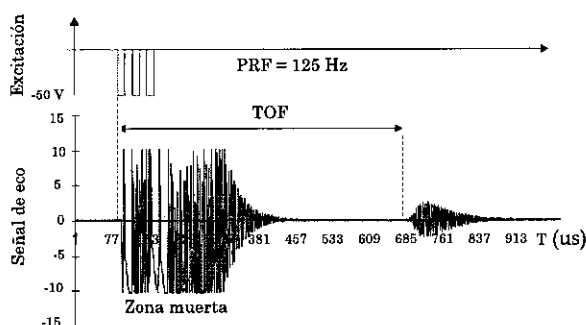


Figura 3-38: Diagramas de la señal de excitación y de eco(RF) debida a la reflexión sobre una superficie plana, obtenida con el E-188/220.

- Ancho de banda demasiado estrecho.

Siendo por lo tanto su elección, una relación de compromiso entre el conjunto de características citadas, lo que de hecho descarta a los sensores de ultrasonidos del tipo capacitivos y otros piezoeléctricos, de frecuencias de trabajo menores.

Técnica de medida adoptada para la obtención del perfil de distancia. Uno de los primeros objetivos a lograr cuando se utilizan transductores para captar información del entorno, consiste en obtener señales con una buena relación S/R, esto se consigue diseñando adecuadamente los circuitos de acondicionamiento de la señal. Para el caso de los sensores de ultrasonidos operando en modo pulso-eco se requiere, para obtener una buena relación S/R, emitir una señal con un nivel de energía adecuado. En la sección 3.5 se han analizado varias técnicas que pueden ser utilizadas a tal efecto. Sin embargo, debido a las características de banda estrecha del transductor piezoeléctrico seleccionado para esta aplicación, la única opción posible para emitir mayor potencia al medio consiste en excitar al transductor con una salva de pulsos sintonizados a la frecuencia de resonancia del mismo. Se han utilizado pulsos cuadrados debido a la sencillez para generarlos. El número de pulsos utilizados para excitar el transductor E-188/220 ha sido tres, el cual ha sido seleccionado de forma experimental como una relación de compromiso entre duración de la excitación y potencia emitida. En el gráfico superior de la Fig.3-38, puede verse un diagrama de la señal de excitación.

En el gráfico inferior de la citada figura pueden apreciarse además, el amortiguamiento del transductor (zona muerta) y la señal de eco debido a la reflexión sobre una superficie plana.

Como ha sido expresado anteriormente, para realizar la inspección se requiere efectuar la medida de distancia desde el transductor al cuello de la botella, así como al líquido contenido en la misma. La altura del corcho utilizado en el taponado se encuentra en el intervalo ($35 \leq H \leq 53$) mm), con lo cual la mínima distancia permitida entre el cuello y el líquido es de 35 mm, [INE, 1992]. En la Fig.3-39 se representa un diagrama del corte

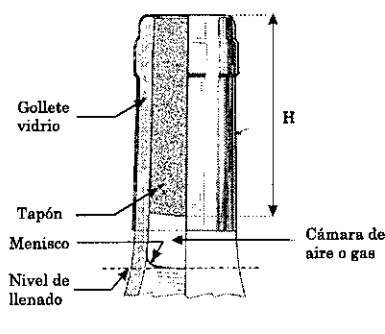


Figura 3-39: Corte transversal de una botella con tapón.

transversal de una botella ya taponada. Hay que señalar que la inspección del nivel del líquido es previa al taponado de la botella.

La duración espacial del pulso emitido es inferior a la altura del corcho con lo cual, si la botella no se encuentra muy llena, el eco del cuello estará desacoplado del eco de la superficie del líquido. Cuando la botella se encuentra muy llena, de acuerdo con las especificaciones, no se requiere la medida sino simplemente la señalización de dicha situación, para la activación del proceso de rechazo de la botella.

En la región de la señal de eco correspondiente al nivel de líquido, se encuentran acoplados múltiples ecos, provenientes de las reflexiones en las paredes internas de la botella, así como debidos al fenómeno de difracción producido por el menisco formado entre las paredes de la botella y el líquido, Fig.3-39. Si se tiene un modelo de las superficies que intervienen en el proceso de reflexión, teóricamente, sería posible determinar la posición de cada uno de los ecos provenientes de las distintas superficies por medio de un proceso de deconvolución de la señal. Sin embargo, considerando la amplitud de los distintos ecos y el ancho de banda del transductor utilizado, no es posible determinar de forma precisa la posición de cada uno de los componentes de la señal, como se verá en los resultados de la siguiente sección. Afortunadamente, en esta aplicación únicamente se requiere determinar la posición del primer componente de esta secuencia de ecos, la que corresponde, cuando el transductor y la botella se encuentran coaxiales, a la reflexión debida a la superficie principal del líquido. Considerando que el sistema a diseñar debe cumplir con restricciones de coste y robustez así como con las especificaciones anteriormente expuestas, para la determinación precisa de la posición de dos ecos, correspondientes al cuello de la botella y al de la superficie principal del líquido, se ha optado por trabajar con la envolvente de la señal, utilizando el método descrito en la sección 3.2.2. Para compensar el efecto de la variación de la velocidad de la onda con la temperatura sobre la medida de distancia, se ha utilizado como transductor una resistencia normalizada de platino (PT100) de tres hilos. Se ha diseñado para este transductor, el circuito de acondicionamiento respectivo. Con el sensor de temperatura incorporado, se obtiene una precisión de 0.1° , lo cual es suficiente para la precisión requerida en la medida de distancia, para el rango considerado.

Restricciones al método de la envolvente. El método de la envolvente descrito en la sección 3.2.2 no considera la forma del reflector. Sin embargo, la forma de la señal de eco sufre cambios notables cuando el objeto reflector posee más de una superficie reflectante, debido a las interferencias que ocurren en la señal, como ha sido analizado en el segundo capítulo de este trabajo. Para el caso del líquido en las botellas, el objeto a inspeccionar posee una estructura compleja, formada por la superficie principal del líquido, el menisco y las paredes internas de la botella, con el agravante adicional de ser variable, como resultado del movimiento. La señal de eco resultante formada por la suma vectorial de los múltiples ecos, puede presentar formas muy diversas, lo que depende de un gran número de variables y que para esta aplicación son muy difíciles de modelar. Variables tales como la velocidad de la cinta, las vibraciones en la misma, la densidad del líquido, el diámetro del cuello de la botella, la longitud de onda emitida, etc. Debido a todo esto, la región ascendente de la envolvente, no siempre se corresponde adecuadamente con el modelo lineal, lo que lógicamente introducirá desviaciones en las medidas obtenidas si se utiliza el método de la envolvente sin ninguna restricción. Esto puede ser observado en el gráfico (a) de la Fig.3-40. Puede ocurrir además, que la señal se corresponda perfectamente al modelo lineal y la medida obtenida no ser correcta, este sería el caso si la interferencia de los ecos fuese constructiva.

Para resolver el problema, se ha incluido en los algoritmos de medida de distancia, el conocimiento a priori del tiempo de subida (t_r) de la envolvente de la señal de eco, para decidir cuales medidas serán consideradas válidas y cuales no. La medida es considerada válida si:

- $V_{max} > V_{umbral}$.
- El tiempo de subida es tal que $t_1 < t_r < t_2$; donde t_1 y t_2 son valores empíricos y dependen de las características del reflector, ver Fig.3-40.

Otra de las ventajas del sensor de ultrasonidos, es la capacidad de detectar la presencia de la botella sin necesidad de utilizar ningún otro sensor adicional. El procedimiento de búsqueda de la botella fue implementado a través de una máquina de estados finitos, utilizando las distancias al cuello de la botella y la amplitud máxima de la señal de eco, como los eventos que disparan los cambios de estado. El desplazamiento lateral para el cual el sensor detecta el cuello, depende de la altura relativa existente entre el transductor y el cuello.

Después de que una botella haya sido detectada por el sensor, se toman las n medidas consideradas como válidas del nivel del líquido, siendo el valor de n dependiente de la velocidad de la cinta y del PRF utilizado. Para obtener la estimación final de la medida de nivel (δ), las n medidas válidas son ponderadas, siendo el peso el valor de la amplitud máxima de la señal de eco, con lo cual la estimación queda expresada por:

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^n V_{max_i} \times d_i}{\sum_{i=1}^n V_{max_i}} \quad (3.52)$$

Aplicando estas restricciones a las medidas, la varianza de la medida es drásticamente reducida, como se verá de forma experimental en los resultados obtenidos.

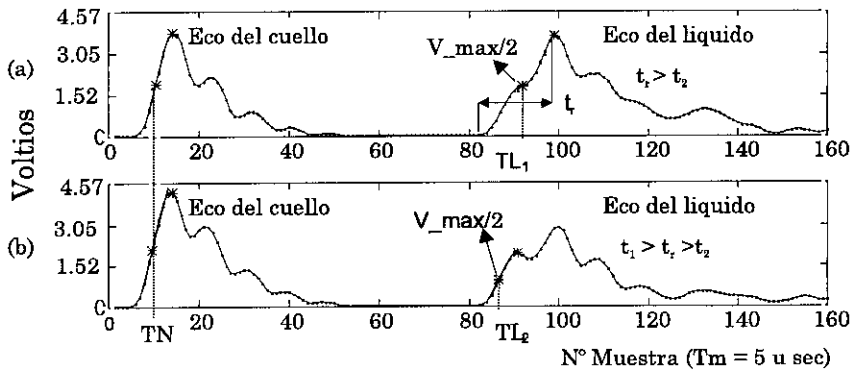


Figura 3-40: Envolventes de señales de eco provenientes de dos transmisiones sucesivas cuando la botella pasa por debajo del sensor. En el gráfico (a) en la señal de eco del líquido se observa claramente la desviación que sufre la medida si se no considerada la restricción al tiempo de crecimiento.

Resultados experimentales de la medida de nivel. En la Fig.3-41 se presentan las medidas del nivel de líquido obtenidas a partir de una misma botella para tres velocidades diferentes de la cinta transportadora. La primera velocidad fué de $V_1 = 12 \text{ cm s}^{-1}$, lo que equivale a una velocidad de proceso de 3.600 botellas/hora, $V_2 = 18$ (5400) y $V_3 = 22$ (6600). Se ha hecho pasar la botella 20 veces por debajo del cabezal sensor a las velocidades citadas; la distancia medida con la botella en estático y centrada debajo del cabezal fue de 31.5 mm.

Resulta bastante difícil dar figuras de mérito en cuanto a precisiones se refiere, ya que ésta depende de varios factores, y como ya lo hemos dicho anteriormente, son bastante difíciles de cuantificar. Sin embargo, puede observarse en la Fig.3-41 que tanto la precisión como la repetitividad de las medidas se encuentran dentro de los rangos de tolerancia para las tres velocidades de la cinta. Resultados similares fueron obtenidos para todos los niveles de líquido comprendidos en el rango de interés (20 – 150 mm a partir del cuello de la botella). El 99,7 % de las medidas realizadas alcanzó una precisión de 0.9 mm (peor caso). Si se hubiese utilizado un umbral fijo o no se aplicara la restricción del tiempo de crecimiento, para realizar las medidas, las precisiones obtenidas estarían alrededor de los 5 mm aproximadamente [Vargas, 1997].

En esta sección se ha presentado un sensor de medida de distancia que ofrece algunas contribuciones al estado del arte, en el sentido que permite medir el nivel de líquidos de manera continua, dentro de botellas en movimiento, sobre una cinta transportadora industrial.

La estrategia de medida utilizada constituye una relación de compromiso para obtener un sistema de bajo coste con unas altas prestaciones de precisión. Como ya ha sido expuesto en líneas anteriores, el sistema de inspección de nivel está integrado en la planta embotelladora “ROBOPACK”, la que a su vez se encuentra operativa en el C.I.E.V en Tomelloso - Ciudad Real.

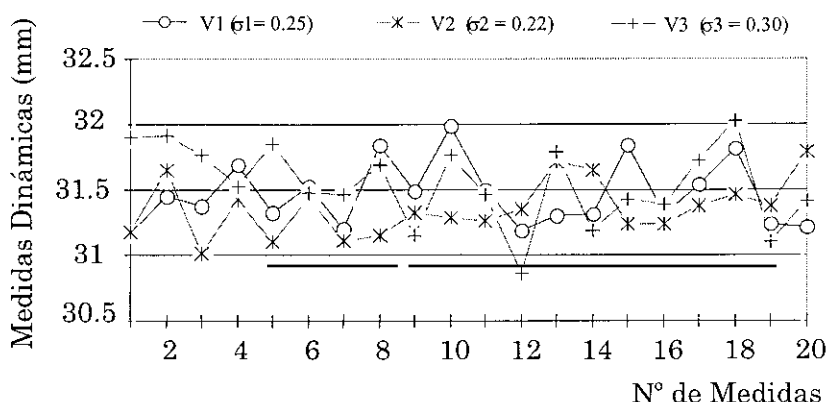


Figura 3-41: Medidas de distancia (δ) obtenidas a partir de una misma botella para tres velocidades diferentes de la cinta. La medida en estático fue de 31.5 mm

3.6.2 Mejora de la resolución espacial utilizando la deconvolución

En la sección 3.4.2 se ha comprobado que la deconvolución puede ser utilizada para mejorar la resolución espacial de un sistema de ultrasonidos operando en modo pulso-eco. Se ha visto que el filtro de deconvolución consigue comprimir las señales de eco captadas con transductores diseñados para su utilización en aire; analizándose además, la robustez de los distintos métodos frente al ruido. Sin embargo, no se ha contrastado experimentalmente la capacidad de separación del filtro cuando coexisten más de un eco en la señal procesada, ni la precisión que puede lograrse en la determinación de la “posición” de los ecos.

Para evaluar la precisión en la medida de distancia y el aumento en la capacidad de resolución del sensor, se ha colocado un objeto reflector a una distancia de 300 mm del transductor. El objeto posee dos superficies reflectantes, según el esquema de la configuración utilizada que puede verse en la Fig.3-42. La distancia de separación D , entre las dos superficies, es controlada por medio de un tornillo micrométrico, que posee una resolución en desplazamiento de $5 \mu\text{m}$, ver apéndice B.

El cálculo de los filtros de deconvolución ha sido realizado utilizando el filtro de Wiener, estabilizado en el dominio de la frecuencia, por ser éste método el más simple, de menor coste computacional y más preciso de entre los analizados en este trabajo.

Para estudiar la influencia sobre la resolución espacial del contenido espectral del pulso emitido, se utilizan dos señales de excitación, un pulso de corta duración, que para fines prácticos puede considerarse un impulso, y un multiseno, cuyo espectro en frecuencia cubre suficientemente el ancho de banda del transductor, el cual ha sido diseñado de acuerdo con lo explicado en la sección 3.5.

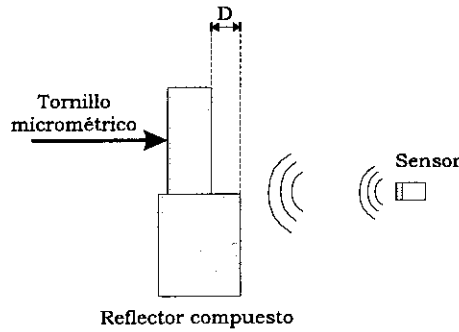


Figura 3-42: Esquema de la configuración utilizada en la evaluación de la capacidad de resolución espacial.

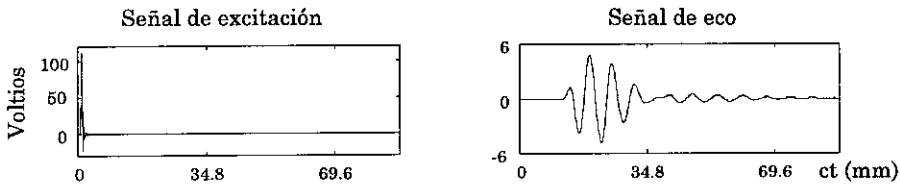


Figura 3-43: Impulso de excitación y señal de eco recibida, cuando $D = 0$. Para los transductores capacitivos.

3.6.2.1 Señales de eco utilizando un impulso como excitación.

En la realización de las experiencias, con un impulso como señal de excitación, se ha utilizado la configuración de la Fig.3-42 con los dos tipos de transductores, el piezoeléctrico y los capacitivos. Como en anteriores experiencias, para los transductores capacitivos, se han empleado dos elementos, uno operando como emisor y otro como receptor, dispuestos de la forma esquematizada en la Fig.2-27. Siendo el plano de simetría horizontal de los transductores, perpendicular a los semiplanos reflectores, conteniendo la línea de separación entre los semiplanos. Es decir, los transductores fueron dispuestos de forma a que ambos semiplanos presenten una superficie semejante, tanto para el emisor como para el receptor. En el caso de la tecnología piezoeléctrica, se ha utilizado un único transductor, operando como emisor y receptor de ondas, y el corte transversal de la Fig.3-42 esquematiza esta disposición.

A modo de ejemplo, en los gráficos de la Fig.3-43 pueden verse la señal impulsiva aplicada al emisor capacitivo y la señal de eco recibida por el receptor cuando la distancia entre las superficies reflectantes de la Fig.3-42 es cero.

El objetivo de estas experiencias es determinar tanto la precisión como la resolución que pueden lograrse en la medida de distancia, utilizando los transductores anteriormente citados. Para ello, se ha hecho variar la distancia entre los semiplanos en el intervalo comprendido en $[0 \leq D \leq 10]$ mm en incrementos de 0.5 mm. Para cada una de las

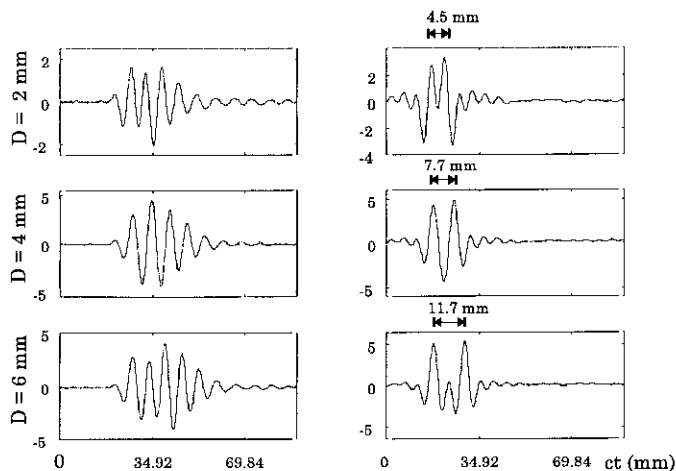


Figura 3-44: Señales de ecos obtenidas con el transductor capacitivo, para diferentes valores de separación entre los semiplanos. En los gráficos de la segunda columna, pueden observarse las salidas correspondientes del filtro de deconvolución.

distancias se ha tomado la señal de eco correspondiente, utilizando la configuración de medida descrita en el apéndice B, adquiriendo las señales con una frecuencia de muestreo de 2 MHz. Con las señales correspondientes a $D = 0$, se han diseñado los filtros de deconvolución correspondientes.

Para los transductores capacitivos se han vuelto a utilizar las tres salidas ideales consideradas en experiencias anteriores: un impulso, un pulso triangular y una gaussiana. Las señales de entrada y de salida correspondientes a los transductores capacitivos, se han representado en la Fig.3-44. En las gráficas de la primera columna, se tienen las señales de eco para una separación de 2, 4 y 6 mm respectivamente. Como puede verse en estas señales, correspondientes a ecos acoplados, resulta difícil la separación de los mismos utilizando técnicas sencillas, como pueden ser el método del umbral o por medio de un procesamiento digital directo de la señal.

En las gráficas de la segunda columna, pueden observarse las señales de salida una vez aplicado el filtro de deconvolución diseñado, siendo la salida ideal considerada una gaussiana. En estas gráficas puede observarse cómo las dos superficies pueden distinguirse sin dificultades y calcular su posición a través de un algoritmo de detección de picos. En la parte superior de cada gráfica, se ha colocado la distancia en milímetros entre los dos picos de la señal y puede verificarse la correspondencia con el doble del valor real de la separación entre las superficies. Puede observarse además, que para valores pequeños de separación, la posición del primer pico en la señal de salida se ve afectada por la posición del segundo y viceversa. Para apreciar mejor este efecto, se ha representado en la Fig.3-45 las gráficas de los errores absolutos en la determinación de la medida de separación entre las superficies para los tres pulsos de salida ideales.

En estas gráficas, puede observarse con mayor claridad el efecto anteriormente citado, o

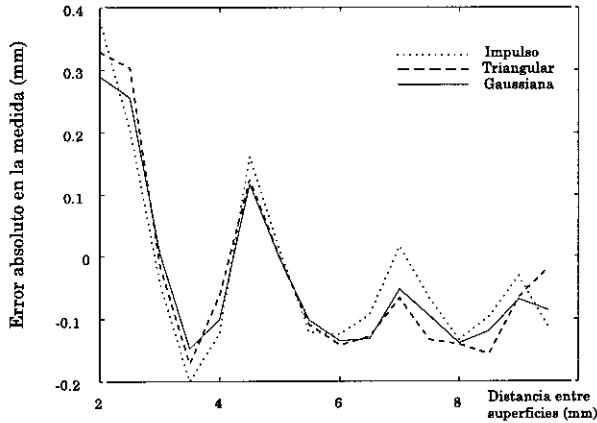


Figura 3-45: Errores absolutos cometidos en la determinación de la separación de los semiplanos, utilizando los transductores capacitivos. Para tres pulsos de salida deseados, un impulso, un pulso triangular y la gaussiana. Intervalo de separación comprendido en $[0 \leq D \leq 10]$ mm, en incrementos de 0.5 mm.

sea, cómo la precisión disminuye a medida que la separación entre las superficies se hace menor. A partir de un determinado valor de separación este efecto desaparece y el error tiende a estabilizarse en la franja de las centésimas de micras, lo que se corresponde con la precisión esperada, considerando el tiempo de discretización de la señal.

Según los cálculos teóricos efectuados en la sección 3.3.2 deberíamos poder resolver una distancia mínima de 1.40 mm. No se ha llegado a este límite debido a la reducción del ancho de banda del pulso de referencia producida por el efecto de difracción de ondas, acentuada en este caso al utilizar un elemento emisor distinto al elemento receptor. La mínima distancia entre superficies que puede ser separada sin ambigüedad, excitando el transductor con un impulso y utilizando la configuración de transductores de la Fig.2-27, es de 2 mm. En las gráficas de la Fig.3-45, puede observarse que la que menor error presenta, en todo el intervalo considerado, es la correspondiente al filtro diseñado con la gaussiana como pulso ideal de salida.

Se ha efectuado la misma experiencia con el transductor piezoeléctrico y se han obtenido resultados similares, aunque con valores diferentes motivados por el menor ancho de banda de este transductor. En este caso, la mínima distancia que puede ser separada, se corresponde bastante bien al valor esperado teóricamente. En las gráficas de la Fig.3-46 se representan las señales de entrada y de salida del filtro correspondientes a distancias de separación iguales a 5, 10 y 15 mm respectivamente. Para una separación de 5 mm, el grado de acoplamiento en el pulso de salida es aún elevado, con lo cual el error en la posición de los ecos está alrededor de los 0.85 mm.

Como puede deducirse de estos resultados, la capacidad de resolución de un sistema acústico, operando en modo pulso-eco, depende principalmente del ancho de banda del pulso emitido y de la relación S/R como había sido planteado en la sección 3.3.2. Se ha

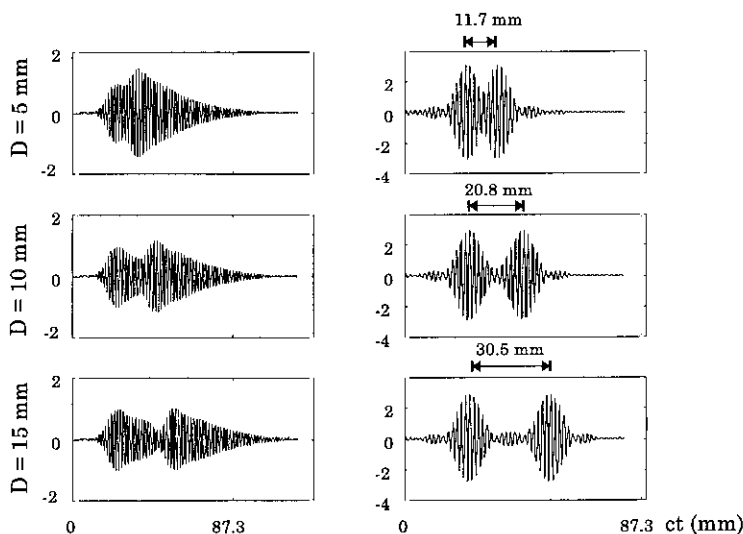


Figura 3-46: Señales de ecos obtenidas con el transductor piezoeléctrico, para diferentes valores de separación entre los semiplanos. En los gráficos de la segunda columna, pueden observarse las salidas correspondientes del filtro de deconvolución.

comprobado que operando con un transductor que puede emitir en la banda comprendida en $[40 \leq f \leq 70]$ kHz, se puede conseguir una capacidad de resolución mayor que con uno operando a una frecuencia más elevada, en este caso de 220 kHz, pero con un ancho de banda menor. Resulta importante destacar que en la obtención de estos resultados, se han utilizado métodos lineales y no se han impuesto ningún tipo de restricciones a los datos, ni a las señales de salida. Las conclusiones obtenidas por lo tanto resultan válidas bajo estas consideraciones.

3.6.2.2 Señales de eco utilizando un multiseno como excitación.

Como ha sido expuesto en la sección 3.5, la técnica de compresión de impulsos consiste en emitir un pulso con un BT elevado, lo que implica una función de autocorrelación impulsiva. Con lo que la separación de los múltiples ecos se consigue procesando la señal recibida con un filtro adaptado. Audenaert y Werner por ejemplo, utilizan esta técnica con transductores de ultrasonidos en aire [Audenaert, 1992], [Werner, 1998]. Esta técnica puede funcionar correctamente en el caso de los radares, donde puede asumirse que el canal de transmisión posee un ancho de banda ideal. Sin embargo, debido al comportamiento paso-banda de los transductores de ultrasonidos, y muy especialmente los diseñados para su utilización en aire, la función de correlación del pulso emitido con el recibido ya no presenta una forma impulsiva. Para estos casos, la deconvolución dará mejores resultados, como será demostrado experimentalmente a continuación. Una demostración formal de lo expresado, efectuada en el campo de la visión artificial, puede encontrarse en [Arie, 1994] y una ilustración geométrica en [Rao, 1995].

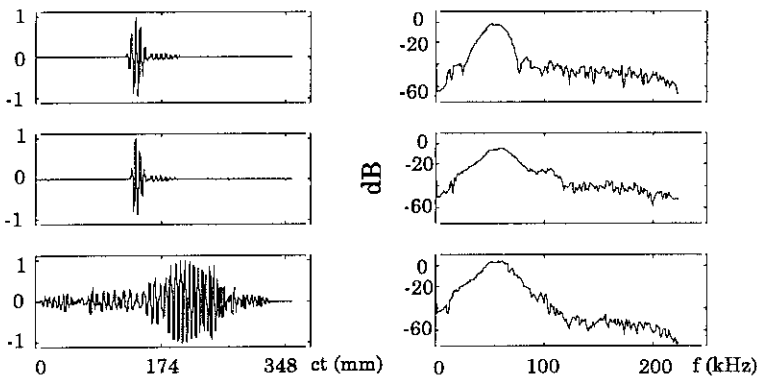


Figura 3-47: Señales de ecos (izquierda) y sus respectivas amplitudes espectrales (derecha) para tres excitaciones diferentes, utilizando los transductores capacitivos. De arriba hacia abajo, salva de senos de dos ciclos, un impulso y un multiseno con una banda comprendida en $[20 \leq f \leq 120]$ kHz.

Se ha excitado el emisor capacitivo con una señal del tipo multiseno con una banda comprendida en $[20 \leq f \leq 120]$ kHz, diseñada de acuerdo con lo descrito en la sección 3.5, trabajando en el entorno MATLAB. Debido a la mayor duración temporal del pulso emitido con un multiseno y por la limitación del número de puntos que puede almacenar el osciloscopio utilizado, las señales en esta sección han sido adquiridas con una frecuencia de muestreo de 1 MHz.

Para realizar una comparación de la señales emitidas con diferentes excitaciones en la Fig.3-47, en la columna izquierda, se representan tres señales obtenidas excitando el transductor con una salva de senos de dos ciclos, un impulso y un multiseno respectivamente. En la columna de la derecha de la misma figura se representan las respectivas amplitudes espectrales. Como puede observarse en estas gráficas, la señal emitida con el multiseno como excitación, posee un ancho de banda efectivo mayor que la señal emitida con un impulso.

Las salidas de los filtros de deconvolución obtenidas con las señales de Fig.3-47 y considerando un impulso como señal de salida deseada, pueden observarse en la Fig.3-48. La gráfica en líneas de puntos se corresponde a la salida del filtro diseñado con la señal obtenida utilizando la salva de senos, la punteada al impulso y la gráfica en línea continua se corresponde al multiseno como excitación. En esta figura resulta evidente que las oscilaciones laterales del pulso de salida, obtenido con la señal del multiseno son menores que los obtenidos con las otras dos señales, con lo que se obtiene una capacidad mayor de resolución. Esto obedece, a que se emite un pulso con un ancho de banda, y una relación S/R mayor con lo cual el algoritmo de deconvolución logra efectuar una compresión más efectiva del pulso de entrada. Esto constituye un ejemplo claro de la importancia de la señal de excitación en el rendimiento de un sistema operando en modo pulso-eco.

Para determinar la precisión que puede ser lograda en la posición de las dos superficies

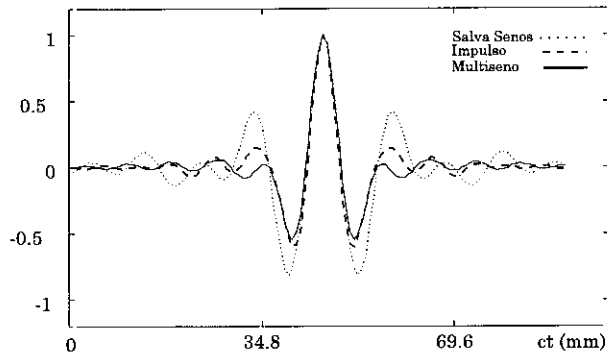


Figura 3-48: Salidas de los filtros de deconvolución, diseñados con las señales de los transductores capacitivos de la Fig.3-47.

de la Fig.3-42, se ha procedido de igual forma que en el apartado anterior. En la Fig.3-49 se presentan las señales de eco y las salidas respectivas del filtro para distancias de 2, 4, y 6 mm. Comparando las gráficas de la columna de la derecha de las figuras 3-44 y 3-49 puede verse la mayor capacidad de resolución que se obtiene con el multisenso como señal de excitación.

El error en la medida de la separación de las superficies se presenta en la Fig.3-50. Esta curva tiene un comportamiento similar a los de la Fig.3-45. La distancia mínima que puede ser medida es de 1.5 mm, que es menor que los 2 mm del apartado anterior. El error se estabiliza en valores similares que los de la Fig.3-45, sin embargo hay que recordar que la frecuencia de muestreo en esta experiencia ha sido de 1 MHz.

En este último apartado se ha planteado un enfoque basado en dos estrategias complementarias para mejorar la capacidad de resolución de un sistema operando en modo pulso-eco. Por un lado, en el proceso de emisión, se ha aplicado la técnica de compresión de impulsos para emitir un pulso con un potencia mayor, sin aumentar la potencia de pico aplicada al transductor, con lo cual se aumenta tanto la relación S/R del pulso recibido como el ancho de banda del mismo. Por lado lado, en el procesamiento de la señal, se aplica la deconvolución para separar los diferentes ecos que componen la señal recibida. Este planteamiento original no abordado anteriormente en la literatura, supone una aportación clara al problema de la resolución de ecos acoplados

3.7 Conclusiones y aportaciones del capítulo

En este capítulo se ha realizado un análisis de los procedimientos y técnicas normalmente utilizados en la detección de señales de eco con vistas a la medida precisa de distancia para señales con ecos desacoplados, y se ha comprobado que el análisis de la envolvente de la señal de eco constituye un método robusto, preciso y de bajo coste computacional para procesar ecos desacoplados. Se ha corroborado además, que el filtro de correlación resulta más preciso y estable para efectuar la detección, generando sin embargo, una

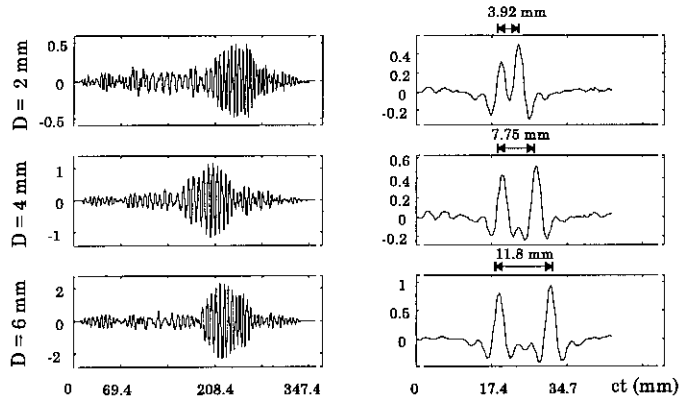


Figura 3-49: Señales de eco obtenidas con los transductores capacitivos para diferentes valores de separación entre semiplanos, siendo la señal de excitación un multiseno. En las gráficas de la segunda columna, se representan las salidas respectivas del filtro de deconvolución.

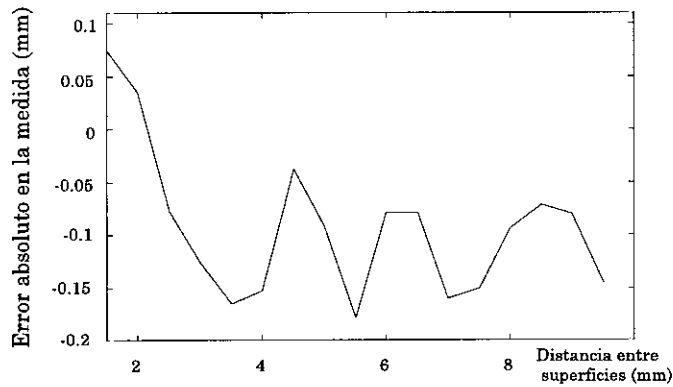


Figura 3-50: Gráfico del error absoluto en la medida de distancia de separación entre los semiplanos, utilizando los transductores capacitivos. Señal de salida deseada utilizada para el diseño del filtro igual a un impulso.

carga computacional mayor que la técnica de la envolvente. Desde el punto de vista de la resolución, el filtro de correlación posee una respuesta temporal muy ancha, originada por la utilización de señales con poco ancho de banda, por lo que fallará en detectar ecos acoplados.

Con objeto de tratar señales con ecos acoplados, se aborda el problema de la resolución y se presentan definiciones normalmente utilizadas en la literatura. A partir de conceptos de la teoría de la información se desarrolla una expresión matemática que permite calcular la resolución axial máxima que puede obtenerse con un sistema de ultrasonidos operando en modo pulso-eco. Esto resulta de gran utilidad práctica ya que se ha obtenido una expresión matemática que relaciona de forma sencilla y a través de parámetros fácilmente cuantificables la máxima resolución que puede obtenerse de un sistema operando en modo pulso-eco. El límite establecido es válido cuando se utiliza un procesamiento lineal de la señal.

Una vez establecida la resolución que puede esperarse de un determinado sistema operando en modo pulso-eco, se realiza un análisis teórico y experimental de diversas técnicas de procesamiento que resultan adecuadas para efectuar la compresión de la señal de eco y por ende para la mejora de la resolución axial. Se determina que el filtro de Wiener estabilizado en el dominio de la frecuencia, es el método más simple, de menor coste computacional, más preciso y el que presenta mayor robustez frente al ruido y a las variaciones de forma de la señal de eco, de entre los analizados. Se estudia igualmente cómo mejorar la resolución a través de la función de excitación, y se logra emitir pulsos con mayor ancho de banda y con mayor energía que los obtenidos con impulsos, salvas de senos o pulsos rectangulares, consiguiendo además, una mejor relación S/R. Por medio de la identificación de la función de transferencia del sistema emisión-recepción, se diseñan señales de excitación para lograr la ecualización del sistema. Con esto, se consigue emitir pulsos de menor duración temporal a costa de una pérdida de sensibilidad, ya que se fuerza al transductor a operar fuera de la resonancia.

En este capítulo, se presenta además, el diseño, la elaboración y la integración de la estación de inspección del nivel de líquido en la planta de embotellado "ROBOPACK" dentro del proyecto "NETCIM". En el diseño de la estación de inspección, se ha resuelto el problema de la obtención de la medida dinámica del nivel de llenado de líquidos con precisiones y repetitividad del orden del milímetro, con un rango operativo de 500 mm. Como tal, se la considera una aportación importante, al resolver el problema de la medida del nivel de llenado en continuo. La medida se ha efectuado sobre superficies complejas y variantes, como es la superficie del líquido dentro de una botella en movimiento sobre una cinta transportadora. En la que intervienen factores como las reflexiones múltiples en el cuello de la botella, el menisco formado sobre la superficie del líquido y el efecto de la espuma, que complican considerablemente el problema.

Por último, se ha elaborado un procedimiento original utilizando métodos complementarios para mejorar la capacidad de resolución de un sistema operando en modo pulso-eco. Por un lado, en el proceso de excitación, se ha aplicado la técnica de compresión de impulsos para emitir un pulso con una potencia mayor, sin aumentar la potencia de pico aplicada al transductor, con lo que se aumenta la relación S/R del pulso recibido y el ancho de banda del mismo. Por otro lado, en el tratamiento de la señal, se aplica el filtro de deconvolución para separar los diferentes ecos componentes de la señal.

Este método ha sido comprobado y evaluado de modo experimental, presentando ventajas adicionales sobre otros métodos y suponiendo una aportación clara de la presente tesis doctoral.

De las distintas tareas ejecutadas y citadas anteriormente, se consideran como aportaciones de especial relevancia de este capítulo las siguientes:

- El desarrollo de la expresión para el cálculo de la resolución para un sistema operando en modo pulso-eco.
- El diseño, la elaboración y posterior integración del sensor de inspección del nivel de líquidos en procesos de embotellado. Donde se ha resuelto el problema de la obtención de la medida dinámica del nivel de llenado de líquidos.
- La fusión de dos enfoques para mejorar la capacidad de resolución de un sistema operando en modo pulso-eco, por medio de la técnica de compresión de impulsos y de la deconvolución, logrando mejores resultados que los obtenidos por otros autores en problemas similares.

Capítulo 4

Análisis de rugosidades por ultrasonidos en aire. Sistema de caracterización

En este capítulo se aborda el problema de la reflexión de ondas acústicas sobre superficies rugosas, con vistas a su aplicación en la obtención de parámetros geométricos superficiales. Previamente, se realiza un estudio de los modelos matemáticos que se utilizan en la descripción de superficies rugosas y se discuten algunas técnicas de medida, así como los dispositivos normalmente utilizados en la obtención de características geométricas superficiales.

Se plantea el problema de la reflexión de ondas acústicas sobre superficies con rugosidades aleatorias e isotrópicas y se comentan algunos modelos utilizados en la literatura. Se discute con mayor profundidad la solución planteada por Beckmann y Spizzichino para el modelado de la reflexión de ondas electromagnéticas sobre superficies rugosas y se realiza la adaptación para el caso de las ondas acústicas. Se describen detalladamente, los pasos efectuados en la obtención del modelo, resaltando claramente las hipótesis de partida. Se realizan además, una serie de simulaciones para rugosidades con parámetros diferentes, planteando a continuación, una amplia serie de experiencias. Todo ello nos ha permitido comparar los resultados obtenidos, teóricamente con los experimentales, con numerosas medidas sistemáticas, en las que se han variado tanto los parámetros de las ondas como los geométricos y los patrones que han sido objeto de una caracterización previa por diferentes métodos clásicos.

4.1 Introducción

Los seres humanos utilizan normalmente el sentido del tacto y de la visión, para obtener información acerca de las características de una superficie. En el primero de los casos, se trata de adquirir información mediante la interacción de contacto con la superficie, siendo

por lo general, la yema de los dedos el órgano sensor utilizado en dicha tarea. En el caso de la inspección visual, lo que se analizan son los patrones de textura y de espaciamiento en el plano superficial. Los sistemas sensoriales de los seres humanos, aunque muy efectivos, son por lo general imprecisos y bastante subjetivos para la determinación cuantitativa de las características de una superficie. Este capítulo se centra en la determinación cuantitativa de una de esas características, la rugosidad superficial. En particular se aborda el problema de la determinación de rugosidades macroscópicas aleatorias e isotrópicas.

En el primer capítulo de este trabajo, al describir las características superficiales geométricas, se ha definido la rugosidad como el conjunto de irregularidades superficiales de paso relativamente pequeño, frente a los parámetros de forma, y no ligadas a ésta. Se pretende efectuar una descripción cuantitativa de la rugosidad a través de modelos matemáticos. Se analizan además, tanto dispositivos como técnicas de medida, que son utilizados en la caracterización de superficies rugosas, proponiendo finalmente una técnica de medida basada en ultrasonidos para la determinación de características superficiales geométricas.

La medida de la rugosidad resulta de gran interés en aplicaciones industriales. En particular, la rugosidad es un factor importante en el acabado de piezas mecánicas, en relación con los requerimientos del ajuste en la inserción y en la fricción dinámica. En el sector de fabricación de cerámicas, donde se desea mantener las rugosidades y texturas en determinados rangos o detectar defectos en las superficies, en el sector textil, en el sector maderero y en la normalización de medidas de texturas y rugosidades en pavimentos continuos de carreteras por citar algunos problemas reales.

La rugosidad de las carreteras por ejemplo, es un parámetro que tiene una gran influencia tanto en la seguridad como en el confort del conductor, [Gillespie, 1986]; por la emisión de ruido debido a la fricción entre el pavimento y los neumáticos. La rugosidad macroscópica de la carretera es determinada por el tamaño y distribución espacial de los agregados que se utilicen en la construcción de la última capa. La rugosidad requerida se encuentra en función de las características de la carretera en cuanto a tráfico se refiere. Como ejemplo, podemos decir que la última capa de una carretera de baja velocidad debe contener agregados con un tamaño comprendido entre 15 a 19 mm, en tanto que para una carretera de mayor velocidad la capa superficial deberá ser más suave, [Joyce, 1975]. Existen muchos otros procesos en los que se requiere la medida de la rugosidad superficial, una excelente revisión sobre el tema puede encontrarse en [Whitehouse, 1997].

4.2 Modelos matemáticos de superficies rugosas

La caracterización de una superficie rugosa requiere una descripción matemática de la misma. Todos los posibles modelos de rugosidades superficiales corresponden a dos grandes categorías: superficies con un perfil bien definido y superficies con perfiles aleatorios. Las rugosidades superficiales que presentan un patrón repetitivo son denominadas periódicas, la periodicidad puede estar polarizada o no. Las rugosidades aleatorias no muestran una periodicidad visible. Las rugosidades pueden presentar además, anisotropía o ser isotrópicas. En la Fig.4-1 puede observarse una fotografía

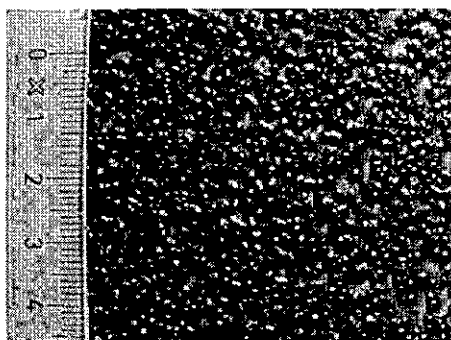


Figura 4-1: Ejemplo de una superficie rugosa aleatoria e isotrópica.

de una superficie rugosa aleatoria e isotrópica.

Las rugosidades periódicas y aleatorias difieren básicamente en los procedimientos matemáticos utilizados en su descripción. Las superficies con un perfil bien definido, no requieren en general, de un tratamiento estadístico, ya que están formadas por la repetición sistemática de una trama elemental; por lo tanto, puede obtenerse un perfil exacto, midiendo la altura a cada punto sobre la superficie, para lo cual podría servir, como se verá más adelante, un palpador mecánico o un sensor del tipo láser, por ejemplo. Sin embargo, la mayoría de las superficies tanto naturales como industriales encontradas en la práctica, no son conocidas en detalle, y aún, si la exacta estructura de esas superficies pudiera obtenerse para todos los puntos (x, y) de la superficie, la definición de todos los puntos de la superficie posee un coste relativamente alto, tanto desde el punto de vista de la adquisición, como del tratamiento de los datos y resulta inviable para determinadas aplicaciones prácticas. En la práctica, las superficies que requieren ser caracterizadas no son necesariamente periódicas, ni se encuentran perfectamente definidas, por lo que normalmente se utilizan modelos matemáticos estadísticos para su descripción.

Resulta por lo tanto de interés obtener parámetros superficiales que nos den indicaciones más globales de la superficie. Por lo general, la superficie es modelada como un proceso aleatorio y se utilizan funciones bidimensionales para ello. La superficie puede ser descrita por la distribución estadística de la altura de las irregularidades respecto a un determinado nivel medio o por las variaciones de la inclinación referida a una inclinación media. A continuación se describen algunos de los modelos más utilizados en la descripción de rugosidades.

4.2.1 Modelo basado en la distribución de altura

Las superficies rugosas pueden ser descritas por la distribución estadística de la altura h en torno a un valor medio [Beckmann, 1987], como se muestra en la Fig.4-2.

La altura de la superficie puede ser expresada en función de las coordenadas (x, y) . La forma de la superficie es determinada por la función de distribución de la altura, h . Considerando la distribución normal como la más típica e importante para una superficie

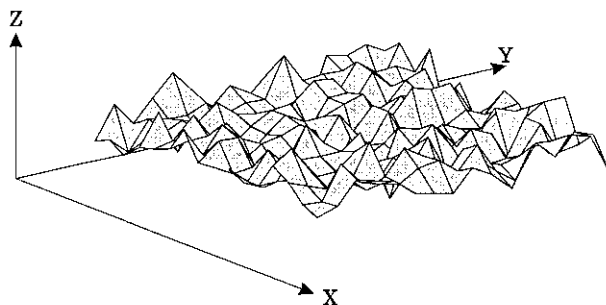


Figura 4-2: Fluctuaciones en la altura de una superficie rugosa en función de las coordenadas espaciales.

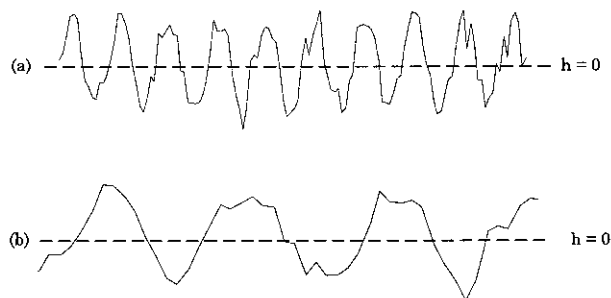


Figura 4-3: Perfiles de superficies rugosas con igual distribución de altura pero diferentes distancias de correlación. (a) Distancia de correlación baja (b) Distancia de correlación mayor.

rugosa, sea h normalmente distribuida, con valor medio $\langle h \rangle = 0$ y desviación estándar σ_h , la función de densidad viene dada por:

$$p_h(h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_h} e^{h^2/2\sigma_h^2} \quad (4.1)$$

La desviación estándar σ_h , debido a que el valor medio de h es cero, representa el valor RMS de h , y constituye una característica importante de la rugosidad superficial. No obstante, las superficies no están unívocamente relacionadas con la función de distribución de las alturas. Dicha distribución no expresa nada de la separación entre picos y valles existentes, es decir acerca de la densidad de las irregularidades. Dos superficies pueden tener igual media y varianza, presentando sin embargo, apariencias totalmente diferentes. En la Fig.4-3 se presentan el perfil de dos superficies rugosas con la misma función de distribución de alturas, esto es, el mismo valor medio y desviación estándar, pero con diferentes distancias de correlación. En la Fig.4-3 (a) la distancia de correlación de la superficie es menor que la representada en la Fig.4-3 (b).

Con el objeto de reforzar el modelo, se define un coeficiente de correlación, $C(\tau)$, que

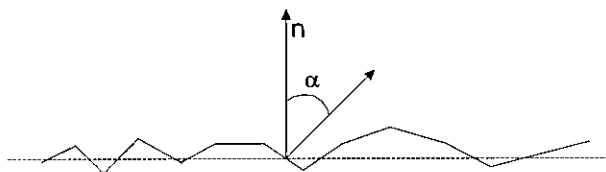


Figura 4-4: Modelo de una superficie como una colección de facetas planas.

mide la relación existente entre la altura estimada de dos puntos de la superficie (x_1, y_1) y (x_2, y_2) y su distancia de separación τ . El coeficiente de autocorrelación puede ser representado por la expresión (4.2).

$$C(\tau) = e^{-\tau^2/T^2} \quad (4.2)$$

Donde T es la distancia de correlación, para la cual el valor de $C(\tau)$ se hace igual a e^{-1} .

La superficie $h(x, y)$ podría ser modelada a través de las expresiones (4.1) y (4.2). Variando los valores de σ_h y de T se puede representar cualquier superficie rugosa encontrada en la práctica, [Beckmann, 1987].

4.2.2 Funciones de distribución de ángulos de inclinación

Una superficie rugosa puede ser modelada como una colección de microfacetas planas en el espacio, como puede verse en la Fig.4-4, donde cada microfaceta posee su propia inclinación, siendo el ángulo de inclinación α , el parámetro que determina el grado de oblicuidad respecto a la normal del plano medio, $\vec{n}$. El ángulo α es la pendiente de la faceta. La forma de la superficie puede ser modelada considerando que el ángulo α es una variable aleatoria con una función de distribución determinada.

Para las superficies isotrópicas, la probabilidad de distribución del ángulo de inclinación sería uniforme, y las facetas estarían rotadas respecto a la normal con igual probabilidad. Esto conduce, a que pueda llegar a modelarse la superficie mediante una función de distribución unidimensional. Si la variable aleatoria posee una función de distribución normal, con valor medio $\langle \alpha \rangle = 0$ y desviación estándar σ_α , sería representada por la expresión (4.3)

$$\rho_\alpha(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\alpha} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma_\alpha^2}} \quad (4.3)$$

El modelo de la superficie es determinada en este caso por un único parámetro. Grandes valores en la varianza, σ_α , indican la presencia de superficies muy rugosas, y valores pequeños suponen superficies lisas. La utilización de un único parámetro tiene como contrapartida una descripción menos detallada cuando es comparada con el de distribución de altura, ya que dado un valor para σ_α resulta difícil visualizar el perfil de la superficie y estimar el valor eficaz de la altura. Sin embargo, los modelos basados en

la función de distribución del ángulo de inclinación en las superficies son ampliamente utilizados en problemas de reflexión de la luz sobre superficies, ya que la difusión de la luz reflejada se explica por los niveles de inclinación y no por la topografía (altura) de la superficie. Por esta razón, los modelos de inclinación, aunque relativamente ambiguos, son ampliamente utilizados en los problemas de reflexión de la luz sobre superficies, [Nayar, 1991], [Hanajík, 1995], [Platero, 1998].

4.2.3 Microcaras planas generadas por una cadena de Markov.

Un modelo simple de una superficie rugosa es la que considera la superficie formada por facetas planas cuya inclinación es aleatoria. Una superficie constituida por facetas planas puede ser descrita por una cadena de Markov. Consideremos una función aleatoria $h(x)$, la cual puede tomar s valores discretos, en j puntos discretos $x_1, x_2, \dots, x_j$. Los intervalos $x_1, (x_2 - x_1), (x_3 - x_2), \dots$ tienen una longitud constante τ . La función $h(x)$ puede cambiar su valor en los puntos $\tau, 2\tau, 3\tau, \dots, n\tau$. El valor de la función $h(x)$ no necesariamente cambia su valor en cada punto $n\tau$, pudiendo mantenerlo (permanece en el mismo estado). Supongamos que la función h posee el valor h_i en el punto $n\tau$; la probabilidad de transición del estado i al estado j , en el cual la función puede asumir el valor de h_j viene dada por:

$$p_{ij} = P \{h_i, n\tau; h_j, (n+1)\tau\} \quad (4.4)$$

Suponiendo que la probabilidad de transición es independiente de n , entonces todo el proceso podría ser descrito por la matriz estadística de transición (4.5).

$$\Pi = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} & \cdots & p_{1s} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} & \cdots & p_{2s} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} & \cdots & p_{3s} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{s1} & p_{s2} & p_{s3} & \cdots & p_{ss} \end{pmatrix} = \|p_{ij}\| \quad (4.5)$$

Donde la fila i de esta matriz nos da la probabilidad condicional de que estando h en el estado i , pudiera pasar al estado j , en el siguiente paso. El proceso aleatorio descrito de esta forma es un caso especial de un proceso de Markov, denominado cadena de Markov con un número finito de estados e instantes de transición discretos. A través de la correcta elección de la matriz de transición se pueden describir una gran variedad de superficies rugosas.

A modo de ejemplo, hemos generado un perfil de una superficie rugosa utilizando este modelo de descripción. Las probabilidades de transición han sido obtenidas considerando el lanzamiento de cuatro monedas al mismo tiempo. Para cuatro caras, la transición es de dos niveles, para tres caras es igual a un nivel, para dos caras y dos cruces se permanece en el mismo nivel, para tres cruces se decrementa un nivel y para cuatro cruces se decrementa por dos niveles. Las probabilidades de los distintos eventos son iguales a: $1/16, 4/16, 6/16, 4/16$ y $1/16$ respectivamente. El perfil obtenido puede observarse en la Fig.4-5.

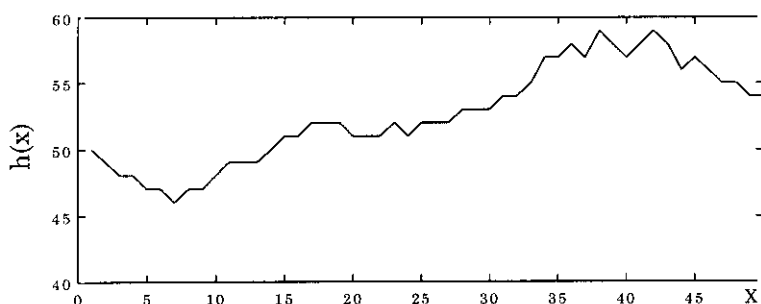


Figura 4-5: Modelo de una superficie rugosa utilizando una cadena de Markov. Las probabilidades han sido calculadas utilizando el lanzamiento de cuatro monedas.

El modelo resulta adecuado cuando el objeto de interés no es la superficie en sí misma, sino el campo reflejado por la misma. Para lo cual se adopta un modelo de superficie que pueda ser utilizado en el cálculo del campo.

Este modelo ha sido propuesto por Beckmann y una descripción más detallada del mismo puede ser encontrada en [Beckmann, 1987]. Existen muchos otros modelos matemáticos de superficies rugosas y la aplicabilidad de uno u otro se encuentra fuertemente ligada al área de aplicación en particular.

4.3 Metodologías e instrumentos utilizados para medir rugosidades

Como ya se ha indicado, los sentidos del tacto y de la visión constituyen las herramientas básicas utilizadas por el ser humano en la obtención de información de las características de una superficie. Resultan sin embargo, subjetivos a la hora de cuantificar las mismas. Existen una serie de dispositivos diseñados para obtener características geométricas de superficies rugosas. La clasificación de los aparatos y dispositivos que sirven para medir y evaluar los parámetros geométricos de los estados de superficie, por lo general se apoya en los siguientes criterios:

- *Naturaleza de las irregularidades.* Rugosidad, ondulación y defectos de forma.
- *Método de medida o de evaluación.* Sobre un área o sobre el perfil de una sección.
- *Modo de interpretación.* Geométrica o no geométrica.
- *Modo de transformación de la información obtenida sobre el perfil real.* Progresiva o global.
- *Modo de exploración.* Forma de interacción del dispositivo y la superficie, con o sin contacto.

La norma [AENOR, 1992], establece un esquema de clasificación de los distintos instrumentos y dispositivos que sirven para medir y evaluar los parámetros geométricos de los estados de la superficie. La norma [AENOR, 1986b] define la terminología y los parámetros que se utilizan normalmente en la determinación de la rugosidad superficial, la norma [AENOR, 1986a] establece los parámetros recomendados, sus valores y las reglas generales para la determinación de las especificaciones de la rugosidad superficial. Existen además, una serie de normas que establecen parámetros de rugosidad, y que son específicas del área de aplicación, citamos por ejemplo, la pre-norma para la caracterización de rugosidades en carreteras, [ISO-CD13473-2, 1997] de julio de 1.997.

A continuación se hace una breve reseña de algunos métodos utilizados en la práctica para la medida de rugosidades. Indudablemente, tanto la metodología utilizada como la instrumentación requerida, están en función de los rangos de rugosidades que se desean determinar. La investigación en este caso está orientada hacia los métodos utilizados para la determinación de rugosidades macroscópicas que pueden ser definidas como las que son fácilmente observables a simple vista y cuyas alturas están en el orden de magnitud de 0.5 a 5 mm.

4.3.1 Método volumétrico

Uno de los métodos más tradicionales utilizado para la medida de la rugosidad superficial y que viene siendo aplicado durante décadas, en la determinación de la rugosidad en carreteras, es el conocido como método volumétrico ("Volumetric Patch Method"). El procedimiento de medida consiste en distribuir un determinado volumen de un material de grano muy fino sobre la superficie a medir. El material es esparcido de forma uniforme sobre un área circular, midiéndose a continuación el diámetro promedio de la superficie cubierta. A través de la división del volumen del material por el área cubierta, se obtiene un valor que representa la profundidad promedio de la rugosidad, parámetro conocido como MTD "Mean Texture Depth". El método volumétrico es estandarizado en la norma [ISO10844,] y [CEN00227, 1977]. El material utilizado en la implementación del método es constituido por esferas de vidrio, cuyo tamaño depende del rango de rugosidad a medir. Un material alternativo, utilizado ampliamente en sustitución de las actuales esferas de vidrio normalizadas, ha sido la arena. La arena ha sido sustituida por las esferas de vidrio gracias a la mejor repetitividad en el tamaño de estas últimas. Aunque menos comunes, otros materiales tales como grasas y masilla han sido también utilizados. Sin embargo, estos materiales tienen varias desventajas y la norma recomienda la utilización de las esferas de vidrio [ISO-CD13473-2, 1997]. Es de destacar, que este método al efectuar la medida sobre un área determinada, realiza una integración de la rugosidad superficial comprendida en el área.

Una de las principales desventajas del método lo constituye el hecho de ser manual, resultando difícil su automatización, lo que ocasiona que el tiempo de medida sea elevado, estando sujeto a errores de manipulación, siendo otra de sus desventajas el hecho de ser una técnica de medida con contacto. Esta técnica de medida es utilizada por algunos autores y citada en algunas normas, como un método de contrastación de otras, especialmente de aquellas en las que se obtiene un perfil de la superficie rugosa [Rosan, 1997], [ISO-CD13473-1, 1996].

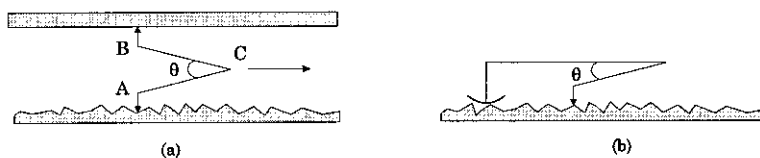


Figura 4-6: Principio de medida utilizado por algunos palpadores mecánicos.

4.3.2 Palpadores mecánicos

Los palpadores mecánicos miden la altura de los puntos de la superficie en un plano perpendicular a la misma. El instrumento de medida consiste por lo general de un calibre de dos brazos, uno de los cuales es fijado sobre una superficie de referencia, siendo el otro colocado sobre la superficie a medir. El elemento terminal del brazo utilizado para la medida consiste de una aguja, cuyo extremo pueda penetrar en los detalles de la superficie [Reason, 1970]. El otro brazo es puesto sobre una superficie de referencia, a través de otra sonda como puede apreciarse en la Fig.4-6(a). Esta es la configuración básica de la gran mayoría de los instrumentos palpadores. En ciertas situaciones, resulta difícil fijar la sonda de referencia y la misma debe apoyarse sobre la propia superficie a medir. En la Fig.4-6(b) se ha esquematizado un palpador con esta configuración, en la cual, la propia superficie objeto de la medida proporciona la referencia. El tamaño de la sonda determina el grado de integración que se efectúa sobre la superficie, la cual actúa como un filtro mecánico con una frecuencia de corte inferior determinada por el área de la sonda [Whitehouse, 1997]. La posición relativa de la superficie de referencia con respecto a la sonda de medida no es importante, teniendo en cuenta que lo que se mide es la desviación a partir de una determinada forma.

Estos dispositivos operan por lo general en una dimensión, motivo por el cual, se requieren de elementos mecánicos de traslación para efectuar el mapeado de la superficie. El sistema sensorial está equipado por lo general con codificadores de ángulo y de posición lineal para obtener una correspondencia bidimensional entre el desplazamiento de la sonda y las coordenadas del punto sobre medida.

Un inconveniente en la utilización de este tipo de dispositivos lo constituye el hecho de que únicamente pueden operar en una dimensión. Con lo cual, son capaces de proporcionar información acerca de un perfil de la superficie. Si se desea cubrir todo un área, se debe efectuar un número considerable de barridos transversales y combinarlos, utilizando una función adecuada, para la obtención de una distribución de amplitudes de la superficie. Aunque no es imposible cubrir toda la superficie, el coste tanto en tiempo de adquisición como de procesamiento puede resultar prohibitivo para muchas aplicaciones prácticas. Otro de los inconvenientes, es el hecho de tratarse de una técnica de medida con contacto, lo que también ocasiona tiempos de medida elevados. Una incertidumbre propia del método es la determinación del contacto del palpador con la superficie, por lo que no es adecuado para medir superficies delicadas o flexibles. Sin embargo, cabe resaltar los significativos avances realizados en este campo de la Metrología, pudiendo contar hoy en día con dispositivos relativamente rápidos y con una relación de rango y resolución cada vez mayores [Whitehouse, 1997].

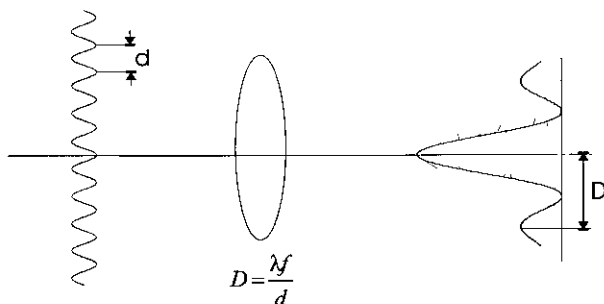


Figura 4-7: Principio de funcionamiento de un difractómetro. $D = \lambda f / d$

4.3.3 Dispositivos ópticos

Los dispositivos ópticos representan una alternativa viable en la obtención de parámetros superficiales y de hecho constituyen una de las tecnologías con mayor difusión en dicho campo. Existe una cantidad innumerable de aplicaciones industriales y dispositivos ópticos diseñados para el efecto, [Whitehouse, 1997]. Todos los métodos ópticos se basan en la proyección de un haz de luz sobre la superficie a inspeccionar. En ocasiones, el haz puede ser focalizado, pero por lo general no es este el caso. La fuente de luz puede ser coherente o no, pudiendo en ocasiones utilizarse fuentes de luz polarizada, ya que, como se ha visto el fenómeno de la reflexión de la luz depende de la polarización de la misma [Beckmann, 1987]. Esto puede ocasionar algunos problemas, ya que las modulaciones producidas pueden no corresponderse únicamente a características geométricas.

Según [Whitehouse, 1997], Schmaltz, en 1.927, fue uno de los pioneros en utilizar métodos ópticos para analizar rugosidades en superficies; el método utilizado consistía en proyectar un haz de luz colimado a través de una cuchilla, la sombra es interceptada con la superficie a medir a un determinado ángulo. Un perfil de la superficie puede ser obtenido, cuando se observa el haz desde un ángulo diferente al de emisión. En este método no existe amplificación horizontal. La amplificación vertical viene determinada por el ángulo de oblicuidad de la proyección. El factor de amplificación es alrededor de 20. La medida de la rugosidad se realizaba por medio de una retícula en la óptica de recepción.

Se puede analizar la luz dispersada por una superficie rugosa para la obtención de parámetros geométricos. Por ejemplo, uno de estos métodos utiliza luz coherente, siendo la luz dispersada recogida en el plano de Fourier de las lentes, o sea en el plano focal. En este método, la fuente de luz es representada en el plano de Fourier. Cuando la rugosidad superficial es pequeña, comparada con la longitud de onda de la luz, la imagen en el plano transformado puede ser interpretada como la densidad de potencia espectral de la superficie. Esta configuración posee una gran ventaja desde el punto de vista metrológico; ya que pequeños detalles tienden a dispersar la luz con un gran ángulo, lo cual produce en el detector una señal alejada del centro. O sea, que una gran separación en el detector se corresponde a una pequeña distancia en la superficie; un esquema básico del funcionamiento de este tipo de dispositivos puede verse en la Fig.4-7.

En general podemos afirmar, que con los sistemas sensoriales ópticos integrales o no focalizados, se pueden lograr resoluciones del orden de las micras, de esta forma se puede obtener información detallada de una superficie. Sin embargo, generan una cantidad considerable de datos de muy distinta naturaleza (cromáticos, geométricos, etc.), que deben ser tratados para obtener parámetros numéricos o funciones que nos den una indicación de las características geométricas de la superficie.

Otro método bastante utilizado para medir características superficiales, consiste en extraer los perfiles transversales o longitudinales de la superficie y algunas veces el mapa de reflectancia, utilizando telémetros láser. La resolución y el tipo de dispositivo utilizados son altamente dependientes de los rangos de los parámetros y del tipo de superficie a medir. Un estudio sobre la selección de telémetros láser dependiendo del tipo de aplicación puede encontrarse en [Jiménez, 1998]. El método del telémetro láser es uno de los más utilizados para medir las características superficiales de pavimentos en autovías o carreteras [Melis, 1994], [Rosan, 1997].

Con estos dispositivos se puede obtener un mapa topográfico bastante detallado de la superficie. Sin embargo, el mapa topográfico obtenido resulta válido únicamente para dicha superficie en particular. Con lo cual habrá que utilizar nuevamente un modelo de la superficie para la obtención de parámetros estadísticos que caractericen la superficie en cuestión. Las técnicas de medida ópticas pueden presentar dificultades para su utilización en determinadas situaciones, tales como, superficies muy pulidas o en entornos no adecuados a la propagación de la luz.

Una de las técnicas de telemetría más utilizada lo constituye la triangulación, que es descrita a continuación. El método de medida consiste en utilizar una fuente de energía láser y un detector de radiación puntual o lineal. Conociendo el ángulo del eje de emisión del haz láser y la distancia a la que se encuentra el emisor del detector (*línea base*), mediante triangulación se puede calcular la distancia a la que se encuentra un objeto reflector de luz. Como ha sido expresado, el elemento transductor puede ser lineal o puntual, Fig.4-8. Dependiendo de cual de ellos se utilice se encuentran dos métodos diferentes de triangulación. Cuando se utiliza un transductor lineal, el emisor láser se coloca con un ángulo θ respecto a la línea base y el transductor receptor se coloca a una distancia fija b , Fig.4-8 (a). Como detector lineal puede ser utilizado un sensor analógico de tipo PSD (Position Sensing Device), que genera dos corrientes eléctricas en sus extremos, cuyos valores están en función del punto de focalizado del haz láser recibido. Midiendo la posición de focalizado del haz, x , se puede obtener el parámetro necesario para calcular la distancia d , expresión (4.6).

$$d = \frac{fb}{x + \frac{f}{\tan \theta}} \quad (4.6)$$

donde f es la distancia focal de la lente, Fig.4-8 (a). Si se utiliza un sensor puntual, se requiere efectuar un barrido angular continuo del haz láser a lo largo del plano definido por la línea base y el eje de emisión, variando el ángulo θ . Además, de forma sincronizada, el detector debe ser desplazado linealmente (o angularmente), hasta que se produzca una detección. En este momento, el detector se encuentra enfrentado al área de iluminación,

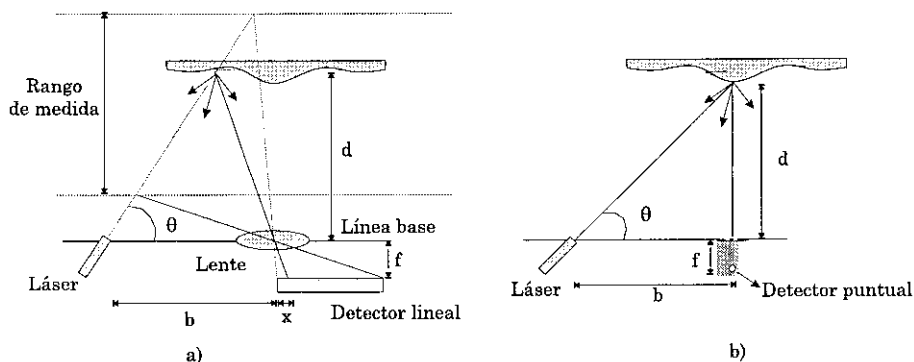


Figura 4-8: Triangulación por telemetría láser. a) Detector lineal, b) detector puntual.

Fig.4-8 (b), y la distancia puede ser obtenida utilizando (4.7).

$$d = b \tan \theta \quad (4.7)$$

Los dos métodos de triangulación descritos, permiten obtener la distancia a un blanco, y mediante barridos se pueden obtener mapas topográficos de una superficie. Existen varios otros métodos de telemetría láser, tales como: la telemetría por diferencia de fases, por tiempo de vuelo o por frecuencia modulada, [Everett, 1995], [Jiménez, 1998].

4.3.4 Métricas utilizadas para cuantificar parámetros de perfiles de rugosidades

Una vez obtenido el perfil de una superficie rugosa, independientemente de la tecnología utilizada, se requiere aplicar algunos procedimientos para cuantificar la rugosidad. La norma [AENOR, 1991] define los términos generales que se refieren al conjunto de instrumentos de medida de la rugosidad de las superficies por el método de perfil.

En el primer capítulo, al hablar de propiedades geométricas de las superficies, se han definido algunos parámetros relacionados con el perfil de una superficie rugosa. Se había establecido, que el perfil de una superficie quedaba definido por dos coordenadas, una a lo largo del plano de la superficie, la distancia, y otra en la dirección normal al plano, la amplitud. A continuación se vuelven a definir algunos de esos parámetros.

- *Línea de referencia.* Línea con relación a la cual se determinan los parámetros, en el caso de la Fig.4-9, la línea de referencia coincide con los ejes cartesianos.
- *Longitud básica, L.* Longitud de la línea de referencia utilizada para separar las irregularidades que forman la rugosidad superficial, (Fig.4-9).
- *Longitud de evaluación, Ln.* Longitud utilizada para determinar los valores de los parámetros de rugosidad superficial. En el gráfico de la Fig.4-9 si se evalúan los

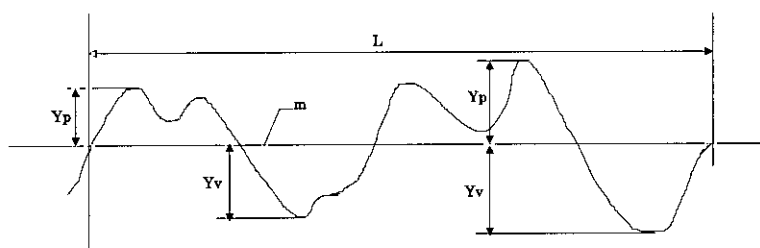


Figura 4-9: Algunos parámetros del perfil de rugosidad.

parámetros en la longitud L , la longitud de evaluación coincide con la longitud básica.

- *Línea media, m .* Línea de referencia cuya forma es la del perfil geométrico, y que divide el perfil de forma tal que, en el interior de la longitud básica, la suma de los cuadrados de las desviaciones a partir de esta línea es mínima.
- *Línea de la cresta del perfil.* Línea paralela a la línea media que pasa por el punto más alto del perfil en la longitud básica.
- *Altura de una cresta del perfil, Y_p .* Distancia entre la línea media y el punto más alto de una cresta, (Fig.4-9).
- *Profundidad de un valle del perfil, Y_v .* Distancia entre la línea media y el punto más bajo de un valle, (Fig.4-9).
- *Altura de una irregularidad del perfil.* Suma de la altura de una cresta y de la profundidad de un valle adyacente.

Existen otros parámetros que requieren de ciertas expresiones matemáticas para calcular su valor, un listado de los mismos puede ser consultado en la norma [AENOR, 1986b]. A continuación citamos algunos de los más utilizados en la práctica.

- *Desviación media aritmética del perfil, R_a .* Media aritmética de los valores absolutos de las desviaciones del perfil, en los límites de la longitud básica.

$$R_a = \frac{1}{L} \int_0^L ||h(x)|| dx \quad (4.8)$$

- *Desviación cuadrática media del perfil, R_q .* Valor medio cuadrático de las desviaciones del perfil, en los límites de la longitud básica.

$$R_q = \sqrt{\frac{1}{L} \int_0^L h(x)^2 dx} \quad (4.9)$$

- *Oblicuidad de la distribución del perfil, RSK*. Medida de la asimetría de la densidad de distribución de las desviaciones del perfil.

$$RSK = \frac{1}{R_q^3} \left(\frac{1}{L} \int_0^L h^3(x) dx \right) \quad (4.10)$$

Este valor indica si el perfil posee picos dirigidos hacia arriba o hacia abajo.

- *Curtosis de la distribución del perfil, RKU*. La curtosis de un perfil viene dada por la ecuación siguiente:

$$RKU = \frac{1}{R_q^4} \left(\frac{1}{L} \int_0^L h^4(x) dx \right) \quad (4.11)$$

y es una medida de la suavidad de la distribución de la amplitud del perfil.

Aunque la utilización de un único o varios parámetros pueda resultar interesante, por lo general no son lo suficientemente esclarecedores. Existen funciones antes que números, que pueden revelarnos mucho más acerca del estado de la superficie, tales como la autocorrelación y la potencia espectral. La función de autocorrelación es particularmente útil para el análisis de superficies que poseen parámetros estadísticos, en tanto que la potencia espectral es más adecuada para analizar superficies periódicas, [Whitehouse, 1997].

El perfil de una superficie rugosa puede ser considerado también como una función aleatoria estacionaria a lo largo de la distancia. A través de una transformada de Fourier, una función con estas características puede ser representada matemáticamente como una serie infinita de componentes sinusoidales de varias frecuencias, cada una de ellas con determinada amplitud y fase. La longitud de onda de la rugosidad (mm) puede ser definida como la inversa de la frecuencia espacial. Las longitudes de onda pueden ser representadas físicamente como las diferentes longitudes que se repiten periódicamente. Las componentes de Fourier de perfiles normales de superficies poseen una distribución continua de longitudes de onda, [ISO-CD13473-1, 1996], [ISO-CD13473-2, 1997], [Brock, 1983].

4.4 Modelos de reflexión de ondas sobre superficies rugosas

Como se ha visto en los anteriores apartados, existen diferentes técnicas y metodologías que pueden ser utilizadas para el diseño de un sistema sensorial de medida de rugosidades superficiales. Con las técnicas que realizan un mapa topográfico de la superficie, ya sea a través de barridos o utilizando matrices de transductores de distinto tipo (palpador mecánico, láser, etc.), se pueden conseguir resoluciones relativamente altas, tanto en amplitud como en distancia, con lo cual, se puede obtener información geométrica muy detallada de la superficie. Por lo general, esta metodología convella un tiempo de

adquisición y procesamiento elevado, y si lo que se desea es información acerca de un área, los datos obtenidos deberán ser procesados para obtener funciones o valores que sean representativos de la rugosidad superficial. Resulta obvio por lo tanto, que si lo que se requiere es información más global acerca de un área, como la que se obtiene utilizando el método volumétrico por ejemplo, resultará más simple y operativo un sistema que realice la reducción de los datos en el propio transductor del sistema sensorial.

Un método que viene siendo investigado desde hace algunas décadas y que continúa siendo objeto de investigación, consiste en hacer incidir sobre la superficie a inspeccionar un frente de ondas no focalizado, [Waterman, 1971], [Jungman, 1983], [Mampaert, 1989]. El fenómeno de la reflexión de ondas, ya sea de origen electromagnético o mecánico sobre una superficie rugosa viene determinado principalmente por los parámetros de rugosidad de la superficie [Beckmann, 1987]. Cuando un frente de onda mecánico interactúa con una superficie rugosa, la señal reflejada es modulada por las irregularidades de la superficie, la modulación de la señal es función de un conjunto de variables que dependen del sistema sensor tales como, la frecuencia de la onda incidente, el tamaño y posición tanto del emisor como del receptor, así como también de las características de la rugosidad. La técnica basada en ultrasonidos opera por lo general, utilizando el principio de detección de cambio de fase de la onda reflejada, como función de la diferencia de camino [Joyce, 1975]. Sin embargo, esta técnica presenta una serie de inconvenientes ya que la señal debe ser focalizada sobre un área suficientemente pequeña, pudiendo aún así, ocurrir reflexiones múltiples.

Las técnicas basadas en ultrasonidos, especialmente aquellas en las que no se enfoca el haz, constituyen una alternativa viable para medir rugosidades superficiales, ya que podrían darnos una caracterización más global de la rugosidad. El frente de ondas interactúa con el área a ser caracterizada y es modulado por las irregularidades de la superficie. Por lo tanto, en la señal recibida hay información de los parámetros de rugosidad y en ella se encuentra codificado el mecanismo de interacción de las ondas con la superficie. Con lo cual, la reducción de datos se efectúa a través de las leyes físicas que gobiernan el comportamiento de las ondas. La integración final tiene lugar en el transductor de ultrasonidos, y la información que puede ser obtenida depende de la precisión con que podamos modelar todo el sistema de medida.

Está claro que utilizando un haz ultrasónico no focalizado, podremos únicamente obtener resultados que sean representativos de la superficie en cuestión y que las características locales de la superficie serán integradas en parámetros más globales. En ese sentido, el método posee cierta analogía con el volumétrico, con la ventaja adicional de tratarse de una técnica sin contacto y que puede ser realizada de forma automática. Antes de seguir, es necesario contar con un modelo que describa el proceso de reflexión de las ondas acústicas sobre superficies rugosas, para relacionar las distintas variables involucradas con vista a la correcta selección de los parámetros de operación, así como para la correcta interpretación de la información contenida en la señal.

4.4.1 Consideraciones cualitativas acerca de la reflexión de ondas sobre superficies rugosas

Cuando un frente de ondas acústico incide sobre una interfase que separa dos medios con diferentes impedancias, es reflejado de acuerdo con leyes conocidas. El campo reflejado depende en general, de la longitud de onda de la radiación incidente, del ángulo de incidencia y de las propiedades del material que limita ambos medios. Las leyes que modelan la reflexión de un frente de onda plano son bien entendidas, se encuentran contrastadas experimentalmente y vienen siendo utilizadas durante años para determinar las propiedades de los materiales, sean estas eléctricas o mecánicas [Beckmann, 1987], [Ziomek, 1995]. Resulta interesante recordar que en el segundo capítulo de este trabajo, se ha obtenido una solución exacta de la ecuación de ondas utilizando el método de Stepanishen, y las condiciones de Kirchhoff impuestas por la forma de los objetos y ha sido contrastado experimentalmente para objetos de geometría sencilla.

Qué ocurre sin embargo, si la frontera entre los dos medios es irregular, con variaciones de altura, periódicas o aleatorias a partir de un determinado plano medio; la respuesta exacta a esta pregunta no es conocida en general. A lo largo de los años se han acumulado una gran cantidad de datos experimentales y han sido desarrolladas varias teorías para predecir y explicar los datos experimentales. Ninguna de esas teorías es general y rigurosa al mismo tiempo. En la práctica, para obtener resultados con procedimientos matemáticos relativamente sencillos, se asumen determinadas simplificaciones. La mayoría de las teorías que explican el fenómeno de la reflexión de ondas sobre superficies rugosas hacen uso de las siguientes hipótesis o procedimientos de simplificación:

- Las dimensiones de los granos de las partículas son considerados mucho mayores o mucho más pequeños que la longitud de onda de la radiación incidente.
- El radio de curvatura de los elementos reflectantes es considerado mucho mayor que la longitud de onda de la radiación incidente.
- Los efectos debidos tanto a oclusiones como reflexiones múltiples no son considerados.
- Los cálculos son realizados para la región de campo lejano.
- Por lo general, el tratamiento se realiza para un modelo particular de superficie rugosa, como por ejemplo: ondulaciones periódicas ya sean sinusoidales, triangulares, etc; protuberancias de formas definidas en posiciones aleatorias, variaciones aleatorias de altura modeladas por su función de distribución y de correlación, etc.

Una de las primeras cuestiones a responder es, cual es el criterio a tener en cuenta para que una superficie pueda ser considerada como rugosa para una radiación incidente de una determinada longitud de onda. Lord Rayleigh, [Rayleigh, 1945] dio una respuesta a esta pregunta, para lo cual sugirió un procedimiento basado en la física geométrica. Considerando los rayos 1 y 2 incidentes sobre una superficie irregular, cuya altura media

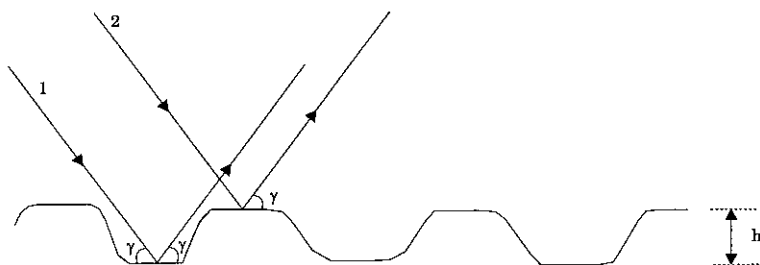


Figura 4-10: Geometría utilizada en la derivación del criterio de Rayleigh.

está representada por h , con un ángulo de inclinación γ , ver Fig.4-10. La diferencia de camino entre los dos rayos puede expresarse por (4.12).

$$\Delta r = 2h \sin \gamma \quad (4.12)$$

Con lo cual, la diferencia de fase puede ser representada por la expresión (4.13).

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r = \frac{4\pi h}{\lambda} \sin \gamma \quad (4.13)$$

Si la diferencia de fase es pequeña, los dos rayos pueden ser considerados en fase, lo que se correspondería al caso de una superficie que refleja especularmente. Si la diferencia de fase se incrementa, los rayos se interferirán mutuamente hasta que $\Delta\varphi = \pi$, valor para el cual se encontrarían en oposición de fase y se cancelarían uno al otro. Si no existe flujo de energía en la dirección especular, entonces debe darse una redistribución de la misma, teniendo en cuenta el principio de conservación de la energía. Por lo tanto, para $\Delta\varphi = \pi$ la reflexión ocurrirá de forma totalmente difusa, con lo que la superficie puede considerarse como rugosa, en tanto que para $\Delta\varphi = 0$ la reflexión se dará de manera especular con lo que la superficie puede ser considerada como lisa o suave.

A partir de lo expuesto anteriormente, se está en condiciones de definir un valor de diferencia de fase entre esos dos valores extremos para separar superficies rugosas y suaves. Seleccionando de forma arbitraria el valor intermedio, $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$ entre los valores extremos se puede obtener la relación conocida “criterio de Rayleigh”, para el cual una superficie es considerada rugosa si se cumple la condición dada por la expresión (4.14).

$$h < \frac{\lambda}{8 \sin \gamma} \quad (4.14)$$

Valores de $\Delta\varphi$ iguales a $\pi/4$ y $\pi/8$ se consideran más realistas, para lo cual solo sería necesario reemplazar en (4.14) el factor de 8 por 16 o 32. La transición entre ambos modos de reflexión ocurre de forma continua, con lo cual resulta difícil establecer un valor de transición. Una forma de expresar el criterio de Rayleigh es utilizar el lado

derecho de la desigualdad (4.14),

$$\frac{\lambda}{8 \sin \gamma} \quad (4.15)$$

como una medida de la rugosidad efectiva y puede expresarse que una superficie tiende a comportarse como una superficie suave bajo dos condiciones:

$$\frac{h}{\lambda} \rightarrow 0 \quad \text{o} \quad \gamma \rightarrow 0 \quad (4.16)$$

Es de destacar, la crudeza del criterio de Rayleigh, el cual se basa en la acústica geométrica y describe las irregularidades de las superficies rugosas por medio de un único parámetro. Sin embargo, es de gran utilidad práctica, especialmente en el área de las aplicaciones, debido a su simplicidad, ya que expresa la rugosidad de una superficie a través de solamente tres parámetros.

Desde el punto de vista de la física de ondas, existen una amplia variedad de modelos desarrollados para el estudio de la reflexión, ya sean de ondas electromagnéticas o acústicas, sobre superficies rugosas. Según [Beckmann, 1987], los primeros intentos para analizar la reflexión sobre superficies rugosas son debidos a Andronov y Leontovich [1926]. Ornstein y van der Burg [1937], consideran que la superficie se encuentra formada por facetas planas y estiman las normales de las mismas como puntos sobre una esfera. Resolviendo la ecuación de difusión para puntos sobre una esfera originados a partir del polo, dichos autores encuentran una expresión aproximada para el valor medio de la potencia (intensidad de la luz), en términos de polinomios de Legendre.

La mayor parte de los trabajos realizados han sido en el área de las aplicaciones del radar. Un modelo de facetas de la superficie del mar ha sido también realizado por Spetner y Katz [Spetner, 1958]. Komarov y Otrovosky tienen en cuenta el campo reflejado por la superficie del mar como la suma vectorial de una componente constante y de una aleatoria. Otro campo de aplicación en el que se ha estudiado la reflexión de ondas sobre superficies ha sido el de la reflexión sobre terrenos irregulares y que han dado lugar a un número de teorías, tales como las de Bullington, quien utiliza un método de fase para aproximar el valor RMS del coeficiente de reflexión [Bullington, 1954]. En las últimas décadas han surgido varios modelos para la determinación analítica de la función de reflectividad de la luz sobre superficies rugosas, desarrollados tanto en el área de la computación gráfica [Horn, 1977], [Cook, 1982], como para el área de la visión artificial [Baribeau, 1992], [Tagare, 1993]. Varios de los modelos, especialmente aquellos utilizados en computación gráfica no consideran la longitud de onda de la radiación incidente.

La manera en que las ondas se reflejan sobre una superficie, depende de entre muchos factores, de las formas macroscópicas que constituyen las superficies. Así, mientras en superficies lisas al ser iluminadas con un frente de onda incidente, las ondas reflejadas toman una dirección privilegiada, la especular; en superficies rugosas tienden a difuminarse en múltiples direcciones. Para establecer con exactitud el fenómeno de la reflexión, es necesario tener un conocimiento a priori de la estructura de la superficie, es decir un modelo de éstas. Un perfil exacto puede ser determinado efectuando medidas de altura en cada punto de la superficie.

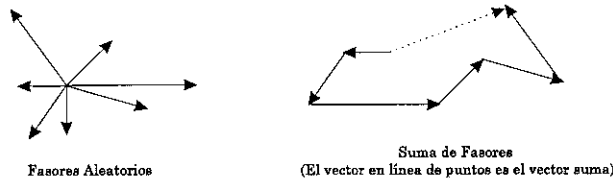


Figura 4-11: Suma aleatoria de fasores representando la suma de ecos a partir de un número de reflectores.

4.4.2 Modelo de Rayleigh

Uno de los pioneros en investigar la reflexión de ondas acústicas sobre superficies rugosas ha sido Lord Rayleigh. En el modelo desarrollado por Rayleigh, el campo acústico es postulado como la suma de ondas planas generadas en los puntos que forman la superficie, incluyendo los valles (hipótesis de Rayleigh), [Waterman, 1971]. Siendo los términos desconocidos resueltos satisfaciendo las condiciones de frontera, Rayleigh, [Rayleigh, 1945] ha utilizado dicho método para el caso de incidencia normal sobre superficies sinusoidales y fue capaz de obtener resultados explícitos en dos casos límites: (1) cuando la altura de la superficie era muy pequeña y (2) para superficies con corrugaciones muy largas cuando comparadas con la longitud de onda de la radiación incidente. Para una superficie perfectamente rígida, la condición de frontera es:

$$(\phi \times n)_s = 0 \quad (4.17)$$

Lo cual establece en teoría, la condición para la solución del problema, ya que la función de Green de la superficie debe ser conocida para eliminar el segundo término de la integral de Helmholtz. Para el segundo término se utiliza normalmente otra forma equivalente de la condición de frontera dada por la expresión (4.18).

$$\left(\frac{\delta}{\delta n}(\phi \times n)\right)_s = 2\frac{\delta}{\delta n}(\phi_1 \times n) \quad (4.18)$$

La utilización de las condiciones de frontera lleva a un conjunto infinito de ecuaciones y su solución es por lo general muy compleja.

La señal de eco, reflejada por una superficie rugosa, en un punto del espacio determinado o en una dada dirección, puede ser modelada como la suma de ondas elementales en interferencia mutua de fases [Dutt, 1995]. Como se representa en la Fig.4-11, la señal de eco en un particular instante de tiempo, es una suma de señales, originadas por la reflexión sobre las irregularidades de la superficie que se encuentran en la región iluminada por el emisor. La señal resultante es aleatoria, considerando que el tamaño de las irregularidades, así como su distribución se corresponden con funciones aleatorias.

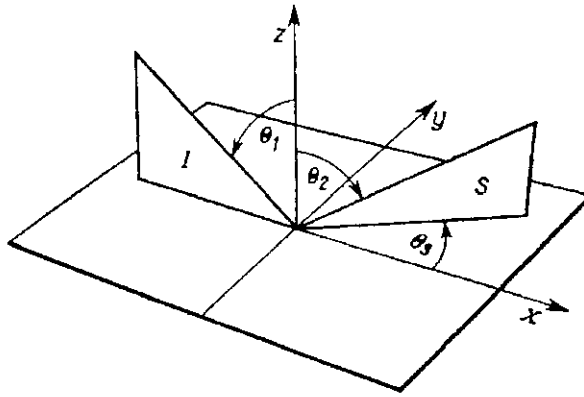


Figura 4-12: Variables geométricas utilizadas en el desarrollo del modelo, θ_1 , θ_2 y θ_3 son el ángulo de incidencia, de reflexión y de azimut respectivamente. I es el plano de incidencia y S el de reflexión.

Si se representa la señal de eco por el fasor $Xe^{j\phi}$, cada onda elemental puede ser representada por su amplitud, x_j y por su desplazamiento de fase, θ_j , con lo cual:

$$\mathbf{X} = Xe^{i\phi} = \sum_{j=0}^{N-1} x_j e^{i\theta_j} \quad (4.19)$$

Como ha sido expresado, los x_j son las amplitudes de las ondas elementales reflejadas y los θ_j sus fases respectivas, siendo, X , la amplitud y ϕ la fase del vector resultante. Las amplitudes y fases de los vectores elementales son variables aleatorias, con funciones de distribución determinadas. En [Dutt, 1995] se realiza un análisis considerando diferentes funciones de distribución.

4.4.3 La solución de Kirchoff para superficies rugosas

En esta sección realizaremos el estudio de un modelo de reflexión basado en la teoría de ondas, para el análisis de la reflexión sobre superficies rugosas. El método se basa en la aproximación de Kirchoff para la determinación de las condiciones de frontera, las cuales son requeridas para la solución de la integral de Helmholtz. Una deducción más detallada del modelo puede ser encontrada en [Beckmann, 1987].

4.4.3.1 Solución planteada por Beckmann–Spizzichino

En la Fig.4-12 pueden observarse las variables geométricas utilizadas en el desarrollo del modelo.

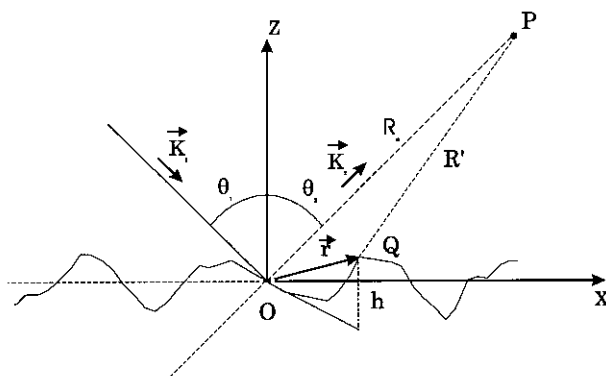


Figura 4-13: Frente de onda plano incidente sobre una superficie rugosa.

Consideremos la incidencia de una onda plana, representada por el vector $\vec{K}_1$, sobre una superficie, con un ángulo de incidencia arbitrario θ_1 , cuya representación puede verse en la Fig.4-13. Todas las magnitudes asociadas con el campo incidente están representadas por el subíndice 1 y las asociadas con la reflexión por el subíndice 2, todos los vectores y puntos son definidos utilizando coordenadas cartesianas x, y, z con origen en el punto O . La amplitud de rugosidad de la superficie es modelada por la función $h = h(x, y)$ y el valor medio de la superficie es el plano $Z = 0$. La posición del punto Q de la superficie es representada por su vector de posición $\vec{r}$.

$$\vec{r} = x\hat{i} + y\hat{j} + z\hat{k} \quad (4.20)$$

La onda plana es representada por el potencial de velocidad ϕ , siendo el potencial incidente en el punto Q representado por:

$$\phi = \phi_1 e^{-i\vec{k}_1 \cdot \vec{r}} e^{i\omega t} \quad (4.21)$$

Donde ϕ_1 representa la amplitud del potencial de velocidad, $\vec{k}_1$ es el vector de onda y ω es la frecuencia de oscilación del campo en rad/s .

Como estamos interesados en determinar el potencial instantáneo reflejado por la superficie, a partir de ahora, el segundo componente exponencial en la expresión (4.21) no será representado explícitamente, ya que dicho término representa la variación temporal del potencial. Se asumirá que el vector de propagación del potencial incidente $\vec{k}_1$ está comprendido en el plano XZ de la Fig.4-13, $\theta_3 = 0$. El ángulo de incidencia θ_1 es el comprendido entre el eje Z y el vector de propagación de la onda incidente, k_1 . El ángulo θ_2 es el comprendido entre el eje Z y el vector de propagación del potencial reflejado. La magnitud de los vectores $\vec{k}_1$ y $\vec{k}_2$ está relacionada con la longitud de onda λ del potencial incidente.

Matemáticamente, el campo resultante ϕ_s en el punto Q de la superficie, debe satisfacer

la ecuación escalar de Helmholtz.

$$\nabla^2 \phi_s + k^2 \phi_s = 0 \quad (4.22)$$

Con lo cual el campo puede ser determinado resolviendo la ecuación de ondas para las condiciones de frontera impuesta por la forma de la superficie. El campo reflejado por la superficie en cualquier posición del espacio puede ser determinado a partir del campo sobre las distintas irregularidades de la superficie. Designemos por P el punto donde se quiere determinar el campo, siendo R' la distancia entre el punto P y los puntos sobre la superficie, ver Fig.4-13. Consideremos un volumen V que tiene como límites a la superficie S , siendo el punto P , tangente al volumen. Es razonable asumir que el campo ϕ_s es continuo y que la expresión (4.22) se cumple para todos los puntos comprendidos dentro del volumen V . Utilizando el primero y segundo teoremas de Green y asumiendo, que un punto en la vecindad de P , contenido en el volumen V , posee el mismo potencial que P , el potencial de velocidad en el punto P puede ser expresado como:

$$\phi(P) = \frac{1}{4\pi} \iint (\phi_s \frac{\partial \psi}{\partial n} - \psi (\frac{\partial \phi_s}{\partial n})) dS \quad (4.23)$$

Donde:

$$\psi = \frac{e^{ikR'}}{R'} \quad (4.24)$$

La expresión (4.23) es conocida como integral de Helmholtz, la cual nos da la solución de la ecuación de onda, para cualquier punto comprendido dentro de un volumen determinado, en función de los valores del campo en la superficie del volumen ϕ_s , y de su derivada en la dirección normal a la superficie de la región. Una derivación detallada de la integral de Helmholtz puede encontrarse en [Beckmann, 1987].

Desafortunadamente, el problema no puede ser resuelto para una superficie con un perfil arbitrario. Sin embargo, puede ser resuelto utilizando el bien conocido método de Kirchhoff, para aproximar el valor del campo y el de su derivada en cada punto sobre la superficie. El método se basa en que la superficie no tenga discontinuidades comparables con la longitud de onda de la radiación incidente, con lo cual el campo en cada punto de la superficie es igual al campo sobre un plano tangente a la superficie en dicho punto. Considerando la hipótesis anterior, el campo sobre la superficie puede ser obtenido a partir de:

$$\phi_s = (1 + F)\phi_1 \quad (4.25)$$

Diferenciando la expresión (4.25)

$$\frac{\partial \phi_s}{\partial n} = (1 - F)\phi_1 \mathbf{k}_1 \cdot \mathbf{n}' \quad (4.26)$$

Siendo $\mathbf{n}'$ la normal a la superficie en el punto considerado y F el coeficiente de reflexión de Fresnel. El coeficiente de Fresnel determina qué porcentaje del campo incidente es reflejado por una superficie suave. La utilización del método de Kirchoff implica que la superficie debe comportarse como localmente suave, para que el coeficiente de Fresnel pueda ser aplicable.

Para que la aproximación de Kirchoff sea válida, es necesario que las dimensiones y el radio de curvatura del objeto reflector sean mayores que la longitud de onda de la radiación incidente (aproximación utilizada frecuentemente en óptica). Con lo cual, únicamente la región del objeto irradiada de forma directa es la única que tiene influencia, y las regiones del objeto comprendidas en la sombra geométrica no son consideradas.

Retornando al problema de calcular el campo reflejado a través de la evaluación de la integral de Helmholtz, asumamos que la superficie "iluminada" sea un rectángulo de área A , cuyas dimensiones son $2X$ y $2Y$ en las direcciones x e y respectivamente. Supongamos además, que el punto P se encuentra a gran distancia de la superficie, comparado con las dimensiones del área "iluminada". Estas consideraciones tienen como objetivo que el vector $\vec{k}_2$ pueda considerarse constante sobre todo el área, lo que permite expresar la distancia R' a través de la expresión (4.27), ver Fig.4-13.

$$k_2 R' = k_2 R_0 - \vec{k}_2 \cdot \vec{r} \quad (4.27)$$

Realizando la sustitución de las expresiones (4.25), (4.26) y (4.27) en la ecuación (4.22), el campo reflejado ϕ_2 en el punto P , puede ser expresado por:

$$\phi_2(P) = \frac{\phi_{01} i k e^{i k R_0}}{4 \pi R_0} \int_{-X}^X \int_{-Y}^Y (a h'_x + c h'_y - b) e^{i \vec{v} \cdot \vec{r}} dx dy \quad (4.28)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \vec{v} &= \vec{k}_1 - \vec{k}_2 = k(\sin \theta_1 - \sin \theta_2 \cos \theta_3) \hat{i} + k(\sin \theta_2 \sin \theta_3) \hat{j} - k(\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \hat{k} \\ a &= (1 - F) \sin \theta_1 + (1 + F) \sin \theta_2 \cos \theta_3 \\ b &= (1 + F) \cos \theta_2 - (1 - F) \cos \theta_1 \\ c &= -(1 + F) \sin \theta_2 \sin \theta_3 \end{aligned} \quad (4.29)$$

Los términos h'_x y h'_y representan las derivadas de la función $h(x, y)$ en las direcciones x e y respectivamente. Para normalizar la expresión (4.28), Beckmann define un coeficiente de reflexión de la superficie rugosa, [Beckmann, 1987], dado por la expresión (4.30).

$$\rho = \frac{\phi_2}{\phi_{20}} \quad (4.30)$$

Donde ϕ_{20} es el campo reflejado en la dirección especular ($\theta_1 = \theta_2$), por una superficie lisa, de dimensiones similares que la rugosa, con el mismo ángulo de incidencia y situado a la misma distancia. Para el cálculo del campo de referencia, se efectúa la integración

de la expresión (4.28) para una superficie lisa. Considerando que para una superficie lisa $h(x, y) = h'(x, y) = 0$, el campo $\phi_{20}(P)$ queda expresado por (4.31).

$$\phi_{20}(P) = \frac{\phi_{o1} i k e^{i k R_0} X Y \cos \theta_1}{\pi R_0} \quad (4.31)$$

A partir de las expresiones (4.28), (4.30), y de (4.31), el coeficiente de reflexión de una superficie rugosa queda definido por la expresión (4.32).

$$\rho = \frac{1}{4XY \cos \theta_1} \int_{-X}^X \int_{-Y}^Y (a h'_x + c h'_y - b) e^{i \vec{v} \cdot \vec{r}} dx dy \quad (4.32)$$

Si la impedancia acústica de la superficie es finita, el coeficiente de Fresnel es función del ángulo local de incidencia. Para una superficie rugosa, el ángulo local de incidencia varía a lo largo de la superficie, con lo cual, los factores a , b y c de la expresión (4.32) no son constantes, por lo que efectuar la integral resulta una operación muy compleja. No se conoce una solución al problema de la reflexión sobre superficies rugosas, que sea general y exacta al mismo tiempo [Beckmann, 1987], [Nayar, 1991], [Zverev, 1997]. Asumiendo que la superficie sea perfectamente rígida, o sea, su impedancia acústica $Z \rightarrow \infty$, con lo cual $F = 1$, y los términos a , b y c son independientes de las coordenadas (x, y) . Con las consideraciones realizadas, la ecuación (4.32) puede ser integrada por partes, lo que conduce a la expresión (4.33).

$$\rho(\theta_1; \theta_2, \theta_3) = \frac{D}{A} \int_{-X}^X \int_{-Y}^Y e^{i \vec{v} \cdot \vec{r}} dx dy + \frac{\epsilon(X, Y)}{A} \quad (4.33)$$

Siendo el factor D igual a:

$$D = \left(\frac{1 + \cos \theta_1 \cos \theta_2 - \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_3}{\cos \theta_1 (\cos \theta_1 + \cos \theta_3)} \right) \quad (4.34)$$

Y el segundo término de (4.33), $\frac{\epsilon(X, Y)}{A}$, debido a efectos de borde, el cual puede considerarse despreciable cuando se cumple que el área $A \gg \lambda^2$. Con lo cual, la expresión (4.33) puede ser reducida a (4.35).

$$\rho = \frac{D}{A} \int_A \int e^{i \vec{v} \cdot \vec{r}} dx dy \quad (4.35)$$

Para efectuar la integración de la expresión (4.35), se debe conocer una función del perfil de la superficie. Por lo general, no se tiene un perfil exacto de la superficie y aún si pudiese ser determinado por algún método de manera a utilizarlo, el resultado obtenido sería válido únicamente para dicho perfil en particular. Para obtener un modelo que sea aplicable a un mayor rango de superficies, se requiere asumir un modelo estadístico parametrizado de la superficie. Beckmann y Spizzichino han utilizado el modelo de

distribución normal de altura expuesto en la sección (4.2.1), considerando la distribución gaussiana como el caso más importante normalmente encontrado en la práctica. En dicho modelo se asume que la altura de la superficie posee una función de distribución normal con valor medio $\langle h \rangle = 0$, desviación estándar σ_h y distancia de correlación T . La distribución normal $p_h(h)$ viene dada por (4.1) y la función de autocorrelación por (4.2).

El coeficiente de reflexión ρ y la función de distribución de alturas están relacionados por la expresión (4.35), con lo cual, la estadística del coeficiente de reflexión puede ser determinada a partir de la estadística de $h(x, y)$. Beckmann y Spizzichino presentan una detallada descripción para el cálculo del coeficiente de reflexión y de la potencia media reflejada por la superficie para una posición arbitraria del punto P y para cualquier ángulo de incidencia. Según estos cálculos, el coeficiente de reflexión en la dirección (θ_2, θ_3) , para un ángulo de incidencia θ_1 , de una superficie rugosa cuya altura h tiene una función de distribución normal, con valor medio $\langle h \rangle = 0$, desviación estándar σ_h , y distancia de correlación T es igual a:

$$\langle \rho \rho^* \rangle = e^{-g} \left(\rho_0^2 + \frac{\pi T^2 D^2}{A} \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{g^m}{m! m} e^{-v_{xy}^2 T^2 / 4m} \right) \quad (4.36)$$

siendo:

$$g = (2\pi \frac{\sigma_h}{\lambda} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2))^2 \quad (4.37)$$

$$\rho_0 = \text{sinc}(v_x X) \text{sinc}(v_y Y) \quad (4.38)$$

$$v_{xy} = \sqrt{v_x^2 + v_y^2} \quad (4.39)$$

En la expresión (4.38) se ha utilizado el símbolo *sinc* para representar la función matemática $\frac{\sin X}{X}$.

El factor g en (4.36) es proporcional al cuadrado de la relación σ_h/λ . En óptica, la relación σ_h/λ es conocida como el factor de rugosidad óptica de la superficie y los tres casos $g \ll 1$, $g \approx 1$ y $g \gg 1$ se corresponden a superficies suaves, moderadamente rugosas y muy rugosas respectivamente.

La expresión (4.36) indica que la energía reflejada por una superficie rugosa es la suma de dos términos, el primer término $e^{-g} \rho_0^2$, recibe el nombre de componente especular y la ecuación (4.38) indica que ρ_0 es una función muy abrupta de θ_1 y θ_2 siendo su valor muy próximo a cero, excepto para un estrecho rango alrededor de la dirección especular. Beckmann y Spizzichino se refieren al segundo término como la componente difusa, esto es, la reflexión difusa de la energía incidente que resulta de la rugosidad de la superficie. Para superficies lisas, $g = 0$ y la componente difusa desaparece, quedando únicamente la componente especular. Cuando el valor de g se incrementa, la componente especular decrece rápidamente y la componente difusa se incrementa. La serie exponencial de la componente difusa puede ser aproximada para superficies poco rugosas ($g \ll 1$) y

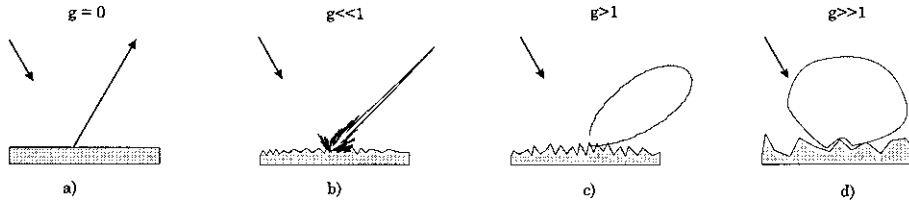


Figura 4-14: Transición desde una reflexión especular hasta una reflexión difusa. a)Superficie lisa, b)Ligeramente rugosa, c)Rugosa, d)Muy rugosa.

para superficies muy rugosas ($g \gg 1$), [Beckmann, 1987]. La aproximación resulta en expresiones más sencillas para esos dos casos extremos, de esta forma:

$$\langle \rho \rho^* \rangle_{lisa} = e^{-g} \left(\rho_0^2 + \frac{\pi T^2 D^2 g}{A} e^{-v_{zy}^2 T^2 / 4} \right) \quad (g \ll 1) \quad (4.40)$$

$$\langle \rho \rho^* \rangle_{rugosa} = \frac{\pi D^2 T^2}{A v_z^2 \sigma_h^2} e^{-\left(\frac{v_{zy}^2 T^2}{4 v_z^2 \sigma_h^2} \right)} \quad (g \gg 1) \quad (4.41)$$

Resulta interesante observar cuantitativamente el comportamiento del campo reflejado, a medida que el valor de g se va incrementando, a partir de $g = 0$ (superficie perfectamente lisa), hasta $g \gg 1$ (superficie muy rugosa). Cuando $g = 0$, lo que se da para una superficie lisa o para un ángulo de incidencia $\theta_1 \approx 90$, se tiene una onda reflejada en la dirección especular, lo que se correspondería con los resultados obtenidos por métodos deterministas. Para una superficie con una rugosidad relativamente pequeña $0 < g \leq 1$, puede verse en la ecuación (4.36) que el término dominante es el especular, siempre que $T^2 \ll A$. Cuando $g \gg 1$ el término especular va perdiendo importancia, adquiriendo mayor relevancia el término difuso. La dependencia del patrón de reflexión con la variación de g , o sea de la relación σ_h/λ es representado simbólicamente en la Fig.4-14.

Como puede verse en las ecuaciones anteriores, el campo reflejado es función de los parámetros estadísticos de la superficie, correspondientes a la dirección perpendicular al plano, como paralelo al mismo. Como se había establecido en la sección 4.2.1, la distancia de correlación T , es la distancia para la cual la correlación entre dos puntos de la superficie h_1 y h_2 cae a e^{-1} , donde h_1 y h_2 son los valores de $h(x, y)$ en dos puntos de la superficie. Un valor de $T = 0$ significa que no existe correlación entre los valores de la función $h(x, y)$ en dos puntos de la superficie, lo cual implica que la superficie es discontinua en todos los puntos. Un valor de T elevado implica una variación suave de la rugosidad sobre la superficie, esto es, grandes distancias entre picos y valles. Existe por lo tanto, una fuerte analogía entre la distancia de correlación de una superficie con irregularidades aleatorias, con el período de una superficie con rugosidad periódica; de igual forma que la desviación estándar está relacionada con la amplitud h . Recordemos en este punto, que una condición necesaria para que la aproximación de Kirchoff se cumpla de forma precisa, es que el radio de curvatura de las irregularidades sea grande

comparado con la longitud de onda de la radiación, lo cual exige que:

$$T \gg \lambda \quad (4.42)$$

Por el mismo motivo, es necesario que el área A cubierta por el frente de ondas satisfaga la condición dada por la expresión (4.43).

$$T^2 \ll A \quad (4.43)$$

Con lo cual, los resultados serán válidos únicamente si se cumplen las condiciones impuestas por las expresiones (4.42) y (4.43). Si el valor de $T \rightarrow 0$ la aproximación de Kirchoff no puede ser utilizada.

La longitud de onda λ , interviene en las expresiones (4.40) y (4.41) a través del número de onda K en las expresiones de g y v_x , y se encuentra incluida en las ecuaciones como σ_h/λ o como T/λ . El patrón de reflexión podría ser independiente de la longitud de onda si, tanto el valor de la rugosidad σ_h , como la distancia de correlación T , se midieran en longitudes de onda de la radiación incidente, con lo cual incrementar la longitud de onda tendría el mismo efecto que decrementar el parámetro de rugosidad σ_h y la distancia de correlación.

Si se considera la dependencia del valor medio del coeficiente de reflexión, tanto en la región especular como en la difusa, con respecto a la longitud de onda, puede observarse, a partir de la expresión (4.40), cuando λ es muy grande ($g \ll 1$), que el valor cuadrático medio del coeficiente, en la dirección especular, es independiente de la longitud de onda, ya que el primer término es predominante. Cuando λ es pequeña ($g \gg 1$), el valor cuadrático medio es proporcional a λ^2 para todas las direcciones. Todo lo expresado anteriormente, resulta válido cuando se toma como referencia el campo reflejado por una superficie perfectamente lisa de iguales dimensiones. El campo reflejado ϕ_2 , no depende únicamente de los parámetros de la superficie y de la longitud de onda, sino además de las dimensiones de la superficie.

A continuación se realiza un resumen de las hipótesis asumidas en la deducción del modelo y se discuten las restricciones de esas hipótesis.

- Se asume que la altura de las irregularidades superficiales es una variable aleatoria con distribución normal. Sin embargo, Beckmann y Spizzichino han derivado modelos de reflectancia para superficies con otras distribuciones de altura, incluyendo superficies con perfiles periódicos.
- El radio de curvatura de las irregularidades superficiales es grande comparado con la longitud de onda de la radiación incidente (hipótesis de Kirchoff). Esta aproximación es necesaria para obtener el valor del campo acústico y el de su derivada en la dirección normal sobre la superficie. Esta aproximación falla cuando la superficie posee irregularidades abruptas. Aunque esta condición no se cumple de forma estricta en nuestro caso, será probado que la aproximación de Kirchoff constituye una alternativa válida.

- Se asume que la superficie es perfectamente rígida. Esta hipótesis implica considerar a las variables a , b y c dadas en la expresión (4.29) como constantes, lo que permite la evaluación de la integral de Helmholtz.
- Los fenómenos de sombra y de oclusión entre puntos adyacentes son ignorados. Las irregularidades adyacentes pueden obstruir, ya sea el campo incidente en un punto determinado o las ondas reflejadas a partir de una región determinada. Estos efectos están claramente relacionados con el ángulo de incidencia y de reflexión. Es posible realizar compensaciones, incluyendo funciones de sombra las cuales tienden a un valor unitario para puntos de la superficie que se encuentran iluminados y a cero para aquellas regiones que no lo están.
- Se asume que el frente de onda es reflejado solamente una vez, lo que significa que las interreflexiones entre elementos de superficie no son considerados. Sin esta hipótesis, sería muy complejo el cálculo del campo reflejado.
- El frente de onda incidente es considerado plano. Esta hipótesis es razonable cuando el emisor se encuentra a una distancia relativamente grande de la superficie con respecto a las dimensiones de la superficie “iluminada” por el emisor.

Resulta interesante además, realizar algunas consideraciones acerca del modelo:

- El modelo de Beckmann-Spizzichino posee dos términos, el componente especular y el difuso.
- El modelo puede describir la reflexión de ondas sobre superficies lisas y rugosas.
- La expresión general para el coeficiente de reflexión es una función compleja de los ángulos de incidencia, de reflexión y de los parámetros de rugosidad de la superficie.

4.4.3.2 Coherencia e incoherencia del campo reflejado

En esta sección, se introduce el concepto de la incoherencia de ondas, el que será utilizado más adelante, en la justificación del método de medida elaborado.

El campo reflejado por una superficie rugosa (o por cualquier configuración de reflectores), en un punto determinado o en una dada dirección, es necesariamente la suma de ondas elementales en interferencia mutua de fases.

La diferencia esencial entre campos coherentes e incoherentes está en la forma en que la potencia resultante depende de la potencia de las ondas elementales. Si dos ondas de igual amplitud se interfieren, la densidad de potencia puede variar desde cero (si las ondas se encuentran en oposición de fases), hasta cuatro veces la densidad de potencia de cada onda (si las ondas se encuentran en fase). Sin embargo, cuando dos fuentes de luz de igual potencia se combinan, se obtiene siempre el doble de intensidad luminosa que con cada fuente de forma individual.

Suponiendo que n ondas elementales de amplitud unitaria se interfieren en un punto arbitrario del espacio y considerando a cada onda elemental como generadores de tensión

de 1 V, conectados en serie entre sí, y actuando sobre una resistencia de 1 Ω , entonces la potencia estaría dada por:

$$W = \left| \sum_{j=1}^n \phi_j \right|^2 = \left| \sum_{j=1}^n e^{i\varphi_j} \right|^2 = \left(\sum_{j=1}^n \cos \varphi_j \right)^2 + \left(\sum_{j=1}^n \sin \varphi_j \right)^2 \quad (4.44)$$

Donde φ_j es la fase del generador j con respecto a una referencia cualquiera. La expresión (4.44) puede ser reescrita como:

$$W = n + \sum_{i \neq j} \cos(\varphi_i - \varphi_j) \quad (4.45)$$

El sumatorio se efectúa sobre los $n(n-1)$ términos que cumplen la condición $i \neq j$. Expresando:

$$(\varphi_i - \varphi_j) = \varepsilon_j \quad (4.46)$$

La fórmula (4.45) puede ser expresada como:

$$W = n + \sum_{j=1}^{n(n-1)} \cos(\varepsilon_j) \quad (4.47)$$

Si se considera que las fases de las ondas elementales son todas iguales, entonces $\varepsilon_j = 0$, y de la expresión (4.47):

$$W = n + n(n-1) = n^2 \quad (4.48)$$

Sin embargo, si las fases φ_j son aleatorias y uniformemente distribuida en el intervalo $-\pi \leq \varphi_j \leq \pi$, entonces ε_j también tendría una distribución aleatoria y uniforme, con lo que el valor medio de la potencia puede ser expresado a partir de (4.47) como:

$$\langle W \rangle = n + \frac{n(n-1)}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos \varepsilon d\varepsilon = n \quad (4.49)$$

A partir de estos resultados, se puede definir la coherencia y la incoherencia de ondas. Una onda es incoherente, si la fase es aleatoria y uniformemente distribuida en un intervalo de longitud 2π . Con lo que el valor medio de las densidades de potencia puede ser sumado algebraicamente. Si la fase de una onda es constante, se puede decir que la onda es coherente; la densidad de potencia puede obtenerse sumando los campos individuales de forma vectorial determinando la potencia total a partir del campo resultante. Si se tienen n fuentes de ondas coherentes de igual potencia, estando todas ellas en fase, la potencia total es proporcional a n^2 . Debe resaltarse que si la fase de las ondas incoherentes es

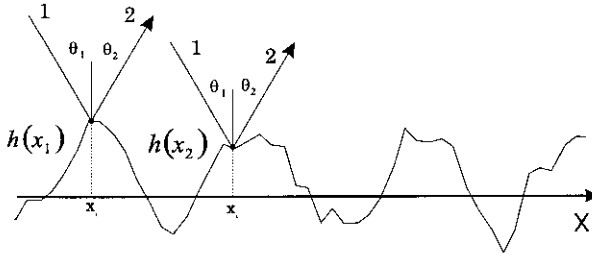


Figura 4-15: Reflexión de dos ondas elementales sobre una superficie rugosa.

aleatoria y uniformemente distribuida en un intervalo 2π , la amplitud de la suma de un gran número de ondas incoherentes tiene una distribución de Rayleigh, [Beckmann, 1987].

Consideremos ahora la reflexión de dos ondas elementales por una superficie rugosa, Fig.4-15. La diferencia de fases entre las ondas 1 y 2 reflejadas por los puntos $h(x_1)$ y $h(x_2)$ de la superficie, a partir de consideraciones geométricas, o utilizando la relación $\Delta\varphi = \vec{v} \cdot (\vec{r}_1 - \vec{r}_2)$ puede ser representada por la expresión (4.50).

$$\Delta\varphi_{12} = \frac{2\pi}{\lambda} [(x_1 - x_2)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) + (h_1 - h_2)(\cos\theta_1 + \cos\theta_2)] \quad (4.50)$$

Donde $h_1 = h(x_1)$, $h_2 = h(x_2)$. Por lo tanto, las fases de las ondas elementales reflejadas en la dirección θ_2 pueden variar en el intervalo:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi L}{\lambda} (\sin\theta_1 - \sin\theta_2) + F(h) \quad (4.51)$$

Donde F es una función aleatoria de h . Considerando que $h_{max} \ll 2L$, el término $F(h)$ puede ser despreciado con respecto al primer término cuando $\theta_1 \neq \theta_2$, con lo cual:

$$\Delta\varphi \gg 2\pi \quad \text{para} \quad \frac{2L}{\lambda} (\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \gg 1 \quad (4.52)$$

Para $\theta_1 \neq \theta_2$, $\Delta\varphi$ puede variar en múltiples intervalos de 2π , de manera que independientemente de la distribución de h , las fases de las ondas individuales estarán uniformemente distribuidas sobre un período de 2π . Por lo tanto, el campo reflejado por una superficie rugosa en la región difusa es siempre incoherente, por lo cual puede explicarse que tenga una distribución del tipo de Rayleigh, lo cual ha sido visto en los resultados obtenidos en las simulaciones.

En la dirección especular, $\theta_1 = \theta_2$, debido a (4.50), la fase de cada onda elemental posee una componente incoherente:

$$\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} h(x) \cos\theta_1 \quad (4.53)$$

Si la varianza de h , $D(h) \gg \frac{\lambda^2}{4\cos^2\theta_1}$, lo que implica superficies muy rugosas, entonces $D(\varphi) \gg 4\pi^2$, y por los mismos motivos ya expuestos anteriormente, las ondas reflejadas serían incoherentes, y por lo tanto, la amplitud del campo sería Rayleigh distribuida.

Para $h = 0$, una superficie perfectamente lisa, a partir de la expresión (4.53), se deduce que todos los desfases de las ondas son cero, $\varphi = 0$, y el campo es coherente.

Queda aún por analizar la región entre el campo coherente, reflejado por una superficie perfectamente lisa y el incoherente, reflejado por una superficie rugosa en la dirección especular. Recordando que el valor cuadrático medio del coeficiente de reflexión viene dado por la expresión (4.54).

$$\langle \rho\rho^* \rangle = D(\rho) + \langle \rho \rangle \langle \rho^* \rangle \quad (4.54)$$

Como puede observarse de (4.54), $\langle \rho\rho^* \rangle$ consta de dos términos. Cuando la superficie es lisa, refleja únicamente ondas coherentes, $D(\rho) = 0$. Cuando la superficie es muy rugosa, refleja únicamente ondas incoherentes, con lo que $|\rho|$ tiene una distribución de Rayleigh y $\langle \rho\rho^* \rangle = D(\rho)$. Entre esos dos valores extremos, existe una transición continua entre la coherencia y la incoherencia del campo reflejado.

Resulta interesante observar el decrecimiento del valor cuadrático medio de la suma de n vectores unitarios, desde n^2 hasta n ; esto es, desde la coherencia a la incoherencia. Cuando la varianza de la fase se incrementa a partir de 0 a ∞ ; la varianza de la fase es para $\theta_1 = \theta_2$ proporcional a la varianza de h , como puede ser observado a partir de (4.53).

4.4.3.3 Simulaciones efectuadas para establecer las bases del sistema de medida elaborado

En esta sección se realizan las simulaciones de las distintas expresiones matemáticas obtenidas, para lo que se varían los parámetros de rugosidad, de las ondas y los de la geometría.

Antes de empezar el análisis numérico, resulta de interés analizar el comportamiento del primer término de la expresión (4.36) en la dirección especular, para esta dirección $\theta_1 = \theta_2$. Si se asume que $X \gg \lambda$ e $Y \gg \lambda$, $\rho_0 = 1$. Para valores pequeños de g , la expresión (4.36) puede ser aproximada por (4.55).

$$\langle \rho\rho^* \rangle = e^{-g} \quad (4.55)$$

La que representa el valor medio del coeficiente de reflexión de la superficie en la dirección especular. Utilizando la expresión (4.37) puede obtenerse (4.56), la que es una formulación cuantitativa del criterio de Rayleigh, [Beckmann, 1987].

$$\langle \rho\rho^* \rangle = e^{-\left(\frac{4\pi\sigma_h \cos\theta_1}{\lambda}\right)} \quad (4.56)$$

A partir de la expresión (4.56), estamos en condiciones de afirmar cuantitativamente si una superficie con rugosidades aleatorias y con distribución normal, puede ser considerada

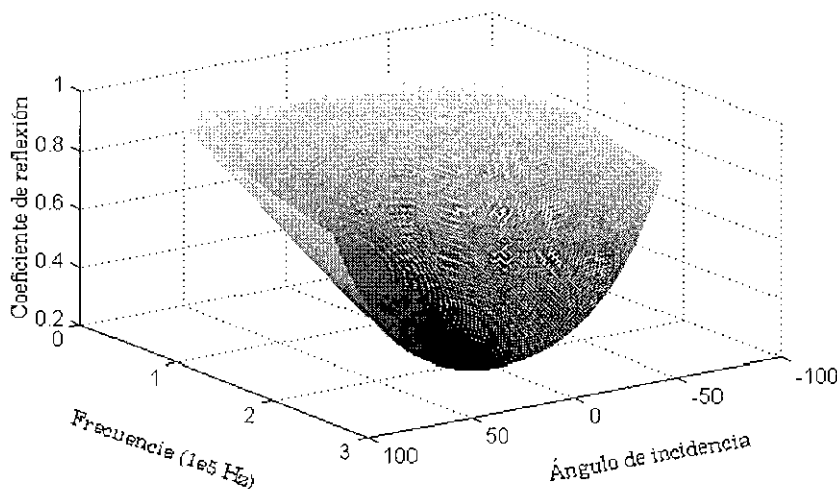


Figura 4-16: Comportamiento del valor medio del coeficiente de reflexión, en la dirección especular, expresión (4.56), en función del ángulo de incidencia y de la frecuencia de la radiación, $[20 \times 10^3 \leq f \leq 200 \times 10^3]$ Hz, θ_2 se encuentra en el intervalo $[-80^\circ \leq \theta_1 \leq 80^\circ]$ y $\sigma_h = 0.1$ mm.

como rugosa o no, para una radiación incidente de determinada longitud de onda. Varios autores [Nagy, 1987], [Mampaert, 1989], [Swart, 1996], [Santos, 1998] utilizan de alguna forma el criterio de Rayleigh, por lo que resulta interesante su análisis. Hay que destacar que la expresión (4.56) resulta válida para valores pequeños de g , de no cumplirse esta condición habrá que considerar la influencia del segundo término de la expresión (4.36), este es un detalle importante muchas veces olvidado. Otro detalle a tener en cuenta es que en esta expresión no interviene el parámetro T , de esto nos ocuparemos más adelante. Los valores asumidos en las diferentes simulaciones efectuadas no han sido escogidos arbitrariamente, estando todos ellos relacionados con los rangos de frecuencia, rugosidad y de parámetros geométricos en los que estamos interesados.

Para analizar el comportamiento del valor medio del coeficiente de reflexión en la dirección especular, se ha variado la frecuencia de radiación en el rango comprendido en $[20 \times 10^3 \leq f \leq 200 \times 10^3]$ Hz, las que se corresponden con las frecuencias de ultrasonidos normalmente utilizadas en aire. El ángulo de incidencia se ha hecho variar en el intervalo $[-80^\circ \leq \theta_1 \leq 80^\circ]$, siendo el valor de σ_h considerado igual a 0.1 mm.

Los resultados obtenidos están representados en la Fig.4-16. En la misma, puede observarse que para frecuencias bajas y ángulos de incidencia con gran apertura la componente especular tiende al valor unitario, o sea la superficie refleja la energía de forma más especular. A medida que la frecuencia se incrementa la componente especular decrece, o lo que es lo mismo la superficie refleja la energía de manera más difusa.

En la Fig.4-17, se ha representado la misma función anterior, pero manteniendo el ángulo

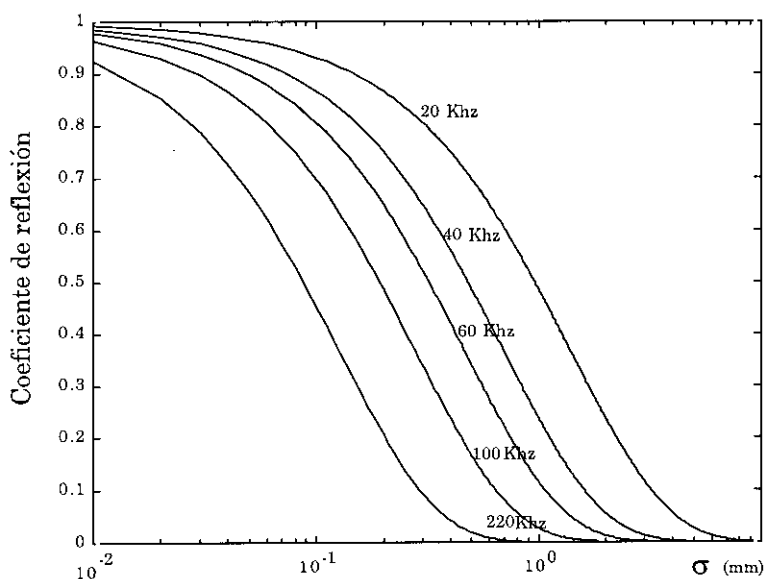


Figura 4-17: Variación del valor medio del coeficiente de reflexión especular en función de σ_h , para distintas frecuencias. Para un ángulo de incidencia $\theta_1 = 0^\circ$, el eje de abscisas está en escala logarítmica.

de incidencia constante e igual a $\theta_1 = 0^\circ$, y variando la desviación estándar de la rugosidad en el intervalo $[0.01 \leq \sigma_h \leq 10]$ mm.

Como puede observarse en estas gráficas, el efecto de la rugosidad superficial, sobre el valor medio del coeficiente de reflexión en la dirección especular, es el de un filtro paso bajo. Esto es, la intensidad de la componente especular de la onda se reduce con el incremento de la frecuencia o incrementando el valor de la rugosidad. En teoría, un análisis espectral de la señal reflejada en la dirección especular podría revelarnos parámetros de rugosidad de la superficie. Sin embargo, el método resulta difícil de implementar en la práctica para aplicaciones en aire, ya que la mayoría de los transductores de ultrasonidos disponibles para su utilización en aire, son de banda estrecha. Esto probablemente dentro de poco tiempo no constituya ningún problema, ya que como ha sido visto en el primer capítulo de este trabajo, se viene realizando bastante esfuerzo de investigación en temas relacionados a la construcción de transductores de mayor sensibilidad y ancho de banda. Hay que destacar además, que lo expresado resulta válido para el valor medio del coeficiente de reflexión en la dirección especular y para valores de g que cumplan la condición $g \ll 1$. Con lo cual, no se está considerando la varianza del coeficiente, este punto será abordado más adelante cuando se discuta la coherencia e incoherencia de las ondas reflejadas. En las gráficas de la Fig.4-17, la condición de $g \ll 1$ ya no se cumple estrictamente para valores elevados del parámetro de rugosidad y para las frecuencias más elevadas. Sin embargo, reflejan un comportamiento aproximado del coeficiente de reflexión.

Se analiza a continuación, el comportamiento del coeficiente de reflexión considerando todos los términos que la componen, para lo que se utilizarán las expresiones (4.36), (4.40) y (4.41). El coeficiente de reflexión de una superficie depende de la relación existente entre la rugosidad y la longitud de onda de la radiación incidente, así como de la frecuencia de la variación espacial de la superficie. La rugosidad de la superficie viene definida a través del factor g , el cual es función de la relación σ_h/λ y de la geometría. La frecuencia de la variación espacial está definida por la relación T/σ_h .

En la siguiente simulación, se ha variado la frecuencia de la onda incidente en el intervalo comprendido en $[20 \times 10^3 \leq f \leq 220 \times 10^3]$, manteniendo los parámetros de rugosidad σ_h y T constantes e iguales a 1 y 10 mm respectivamente. El ángulo de incidencia θ_1 se ha considerado constante e igual a 45° , haciendo variar el ángulo de reflexión en $[-80^\circ \leq \theta_2 \leq 80^\circ]$. Los resultados obtenidos utilizando las expresiones (4.36), (4.40) y (4.41), están representados en las gráficas de la Fig.4-18. En los cálculos efectuados, al utilizar la expresión (4.36), se han considerado los 100 primeros términos de la serie exponencial.

Para las gráficas obtenidas, los valores de la relación σ_h/λ se corresponden a $[0.0575, 0.0862, 0.1724, 0.4311, 0.6322]$ y los valores máximos de g , lo que se da para $\theta_2 = 0$, son $[0.3801, 1.5203, 3.4206, 21.3786, 45.9878]$ respectivamente. Para $\sigma_h/\lambda = 0.0575$, gráfica superior de la Fig.4-18, el valor del parámetro $g \approx 0$, lo que ocasiona que la reflexión especular sea la componente dominante y la componente difusa sea relativamente pequeña. La superficie se comporta como un espejo para las ondas y refleja gran parte de la potencia en la dirección especular.

En las gráficas se observa, que con el incremento de la relación σ_h/λ , la componente especular se reduce gradualmente, ocurriendo lo contrario con la componente difusa. Sin embargo, para ángulos de incidencia con gran apertura, la componente especular resulta aún importante; esto se debe a que g no es únicamente función de σ_h/λ , sino también de los ángulos de incidencia y reflexión respectivamente. A medida que relación σ_h/λ se incrementa, la dirección especular recibe menos energía, siendo la misma reflejada de manera difusa en las demás direcciones. A partir de un determinado valor, la componente especular desaparece por completo quedando únicamente la componente difusa. Resulta difícil establecer un valor de frontera para la relación σ_h/λ , ya que el comportamiento del diagrama de reflexión depende además de la relación T/σ_h , como se desprende de las expresiones presentadas para el coeficiente de reflexión. Puede observarse que para $\sigma_h/\lambda = 0.4311$ y $T = 10$, la componente especular ya se presenta bastante atenuada. Hay que considerar que una superficie rugosa con desviación estándar, $\sigma_h = 1$ mm y distancia de correlación, $T = 10$ mm, es una superficie bastante rugosa en términos macroscópicos. Sin embargo, si se incrementa el valor de T , manteniendo constante el valor de σ_h , la superficie se hará de nuevo más especular.

Las gráficas de la Fig.4-18 nos dan una idea del comportamiento del coeficiente de reflexión alrededor de un barrido circular, donde se han mantenido constantes los parámetros de rugosidad de la superficie. Resulta de interés observar más detalladamente lo que ocurre en una dirección determinada, cuando se cambian únicamente los parámetros de rugosidad manteniendo constantes los relacionados con las ondas y la geometría. Las direcciones que se analizarán con más detalle serán las de $\theta_2 = 45^\circ$ y $\theta_2 = 0^\circ$ correspondientes a la dirección especular y a la difusa, considerando que el ángulo

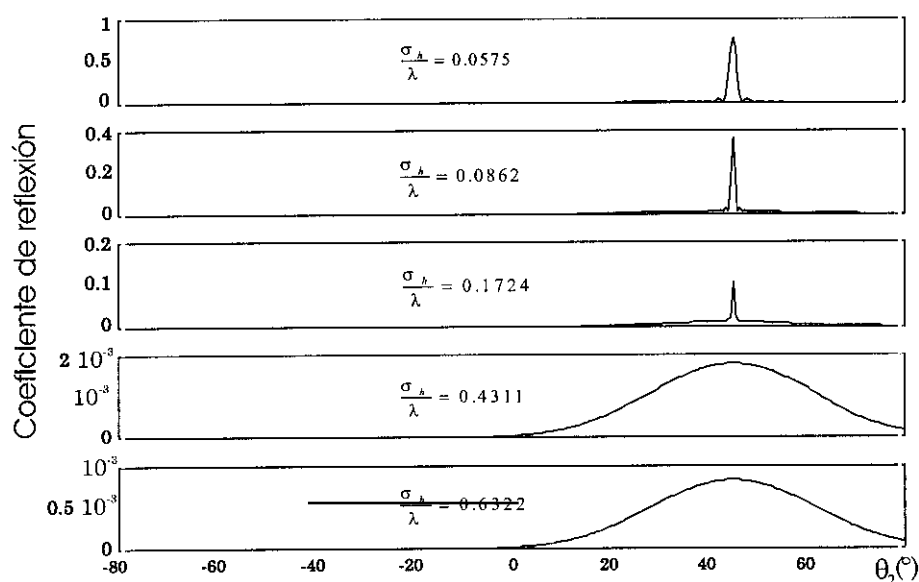


Figura 4-18: Gráficas del coeficiente de reflexión para diferentes valores de la relación σ_h/λ . Las gráficas se corresponden a frecuencias de 20, 40, 60, 150 y 220 kHz respectivamente. Los parámetros de rugosidad se han mantenido constantes e iguales a $\sigma_h = 1$, $T = 10$ mm.

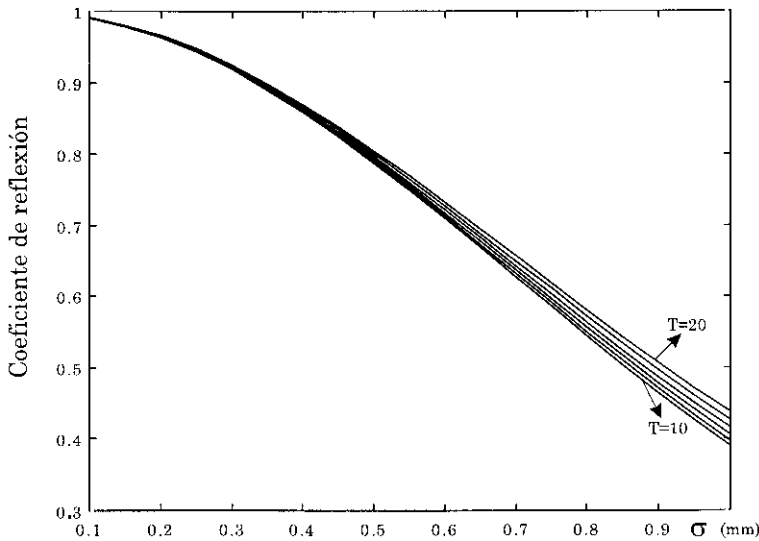


Figura 4-19: Coeficiente de reflexión obtenido para la dirección especular $\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$, en función de σ_h y de T para los intervalos $[0.1 \leq \sigma_h \leq 1]$ y $[10 \leq T \leq 20]$ respectivamente. Frecuencia de la radiación = 55 kHz.

del emisor es $\theta_1 = 45^\circ$.

En la Fig.4-19, se representan las gráficas del coeficiente de reflexión, correspondientes a una frecuencia de 55 kHz, considerando $\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$. Los valores de los parámetros de rugosidad están comprendidos en los intervalos $[0.1 \leq \sigma_h \leq 1]$ y $[10 \leq T \leq 20]$ con incrementos de 0.05 y 2 mm respectivamente. Como puede observarse en estas gráficas, el valor de la distancia de correlación influye en el comportamiento del coeficiente de reflexión. Sin embargo, en esta dirección la influencia es relativamente pequeña cuando los valores del parámetro σ_h son pequeños; aquí se encuadran los resultados obtenidos por diferentes autores, [Nagy, 1987], [Swart, 1996], [Santos, 1998]. La importancia del parámetro T , sobre el coeficiente de reflexión se acrecenta con el incremento de σ_h . Se observa además, que de dos superficies con el mismo σ_h , aquella que tenga mayor T es la que se comportará de manera más especular.

Si se tiene en cuenta que las direcciones de incidencia, de reflexión y la frecuencia de radiación se mantienen constantes, a partir de la expresión (4.37) se deduce que g es una función cuadrática de σ_h , con valores comprendidos en $[0.0197 \leq g \leq 1.97]$, siendo los valores extremos correspondientes a $\sigma_h = 0.1$ y $\sigma_h = 1$ mm respectivamente. Todo esto, concuerda con la discusión realizada en la obtención del modelo. Hay que resaltar que debido que la influencia de T es relativamente pequeña en la región especular, resultará más difícil el diseño de un sistema sensorial, basado en estas técnicas, que pueda clasificar dos superficies con el mismo σ_h pero diferentes T . Esto comprueba la afirmación de que los parámetros de la superficie, se integran en parámetros más globales.

A continuación se describe lo que sucede con el coeficiente de reflexión en la dirección

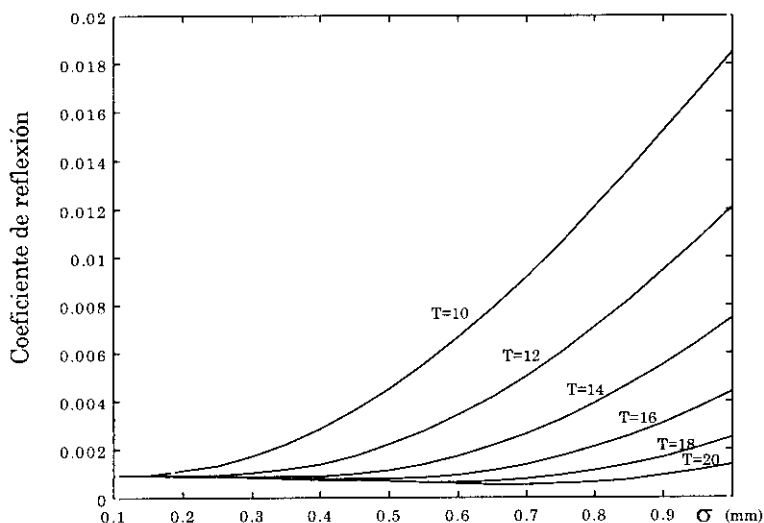


Figura 4-20: Coeficiente de reflexión en la dirección difusa $\theta_1 = 45^\circ$, $\theta_2 = 0$, en función de σ_h y de T para los intervalos $[0.1 \leq \sigma_h \leq 1]$ y $[10 \leq T \leq 20]$ respectivamente. Frecuencia de la radiación = 55 kHz.

$\theta_2 = 0^\circ$, asumiendo las mismas condiciones anteriores. Los resultados obtenidos de la simulación se presentan en forma parametrizada en la Fig.4-20.

Como puede observarse en las distintas gráficas, en esta dirección la influencia del parámetro T cobra mayor peso. Se observa además, el mismo comportamiento que en la región especular, la influencia del parámetro T es mayor para los valores de σ_h mayores. A medida que el parámetro σ_h es incrementado el coeficiente de reflexión aumenta su valor, existiendo tramos de la curva que pueden ser considerados bastante lineales en relación a σ_h , no puede afirmarse lo mismo con respecto al parámetro T . Para esta dirección, los valores de g se encuentran en el intervalo $[0.0287 \leq g \leq 2.87]$ cuyos valores extremos corresponden a $\sigma_h = 0.1$ y $\sigma_h = 1$ mm respectivamente.

Sin embargo, la función de reflectividad no es monótona creciente respecto a los parámetros de rugosidad. Al ir incrementando la rugosidad superficial, lo que puede ser logrado aumentando σ_h o disminuyendo T , la función de reflectividad adquiere la forma representada en la Fig.4-21. La cual nos recuerda a la forma de la distribución de Rayleigh.

La frecuencia de la radiación, como resulta lógico, influye en el ensanchamiento o estrechamiento de la función de reflectividad, lo mismo puede decirse de los ángulos de emisión y de recepción. Al variar los parámetros, la forma básica del coeficiente de reflexión se mantiene.

Todo esto indica, que puede construirse un sistema sensorial basado en la reflexión de ondas, capaz de darnos información acerca de las características de rugosidad de una superficie. De acuerdo con el resultado de las simulaciones, basadas en el modelo de

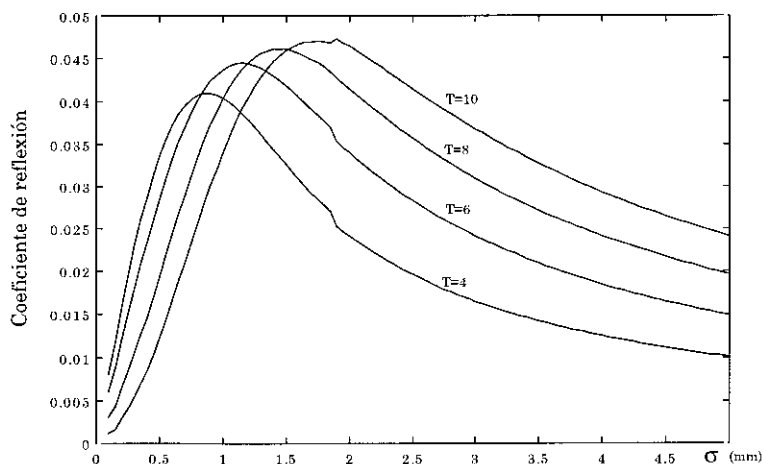


Figura 4-21: Coeficiente de reflexión en la dirección difusa $\theta_1 = 45^\circ$, $\theta_2 = 0$, en función de σ_h y de T para los intervalos $[0.1 \leq \sigma_h \leq 1]$ y $[4 \leq T \leq 10]$ respectivamente. Frecuencia de la radiación = 55 kHz.

Beckmann, el rango de medida y la sensibilidad del sistema podrían ser mayores si se utiliza la dirección difusa. Trabajar en la dirección difusa implica no obstante, tener que operar con señales mucho más débiles que las que se pueden obtener en la dirección especular. A modo de ejemplo, supongamos una superficie rugosa con $\sigma_h = 0.5$ mm y distancia de correlación $T = 10$ mm. Para estos valores de los parámetros de rugosidad, la relación entre los coeficientes en la dirección especular y la difusa es de unos 45 dB aproximadamente.

Resulta de interés destacar para finalizar esta sección, que no nos consta que ningún autor haya efectuado el análisis aquí presentado en el campo de los ultrasonidos.

4.5 Elaboración de un sensor de ultrasonidos para la caracterización de rugosidades superficiales

Basándose en el análisis teórico anterior, en esta sección se presenta una nueva técnica de medida sin contacto, que puede ser utilizada para determinar el parámetro de rugosidad efectiva (σ_h) de una superficie rugosa, con rugosidad aleatoria e isotrópica. El método utiliza la reflexión de ondas de ultrasonidos para la obtención del valor de la desviación estándar de la rugosidad. Una representación del principio físico de funcionamiento se esquematiza en la Fig.4-22.

Como se ha visto en apartados anteriores de este capítulo, existen diferentes técnicas y metodologías que pueden ser utilizadas para el diseño de un sistema sensorial de medida de rugosidades superficiales. Con las técnicas que realizan un mapa topográfico de la superficie, ya sea a través de barridos o utilizando matrices de transductores de distinto

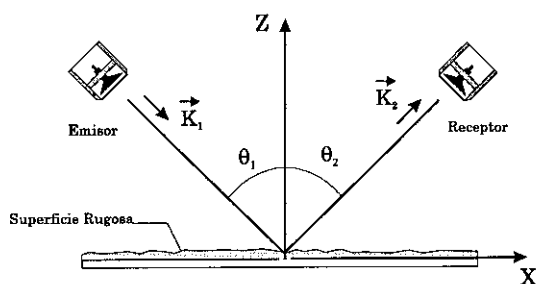


Figura 4-22: Representación esquemática de la configuración del sistema de medida propuesto.

tipo (palpador mecánico, láser, etc.), se pueden conseguir resoluciones relativamente altas, tanto en amplitud como en distancia, con lo cual, se puede obtener información geométrica muy detallada de la superficie. Por lo general, esta metodología conlleva un tiempo de adquisición y procesamiento elevado, y si lo que se desea es información acerca de un área, los datos obtenidos deberán ser procesados para obtener funciones o valores que sean representativos de la rugosidad superficial. Resulta obvio por lo tanto, que si lo que se requiere es información más global acerca de un área, como la que se obtiene utilizando el método volumétrico por ejemplo, resultará más simple y operativo un sistema que realice la reducción de los datos en el propio transductor del sistema sensorial.

Las técnicas basadas en ultrasonidos, especialmente aquellas en las que no se enfoca el haz, constituyen una alternativa viable para el diseño de un sistema de medida de rugosidades superficiales con estas características, ya que podrían darnos una caracterización más global de la rugosidad. Está claro que utilizando un haz ultrasónico no focalizado, podremos únicamente obtener resultados que sean representativos de la superficie en cuestión y que las características locales de la superficie serán integradas en parámetros más globales. Por lo tanto, la técnica basada en ultrasonidos puede representar una alternativa interesante para determinadas aplicaciones. Se puede decir, que el método que será expuesto, posee cierta analogía con el volumétrico, con ventajas importantes, al tratarse de una técnica sin contacto y que puede ser realizada de forma automática.

La metodología de medida se basa en la obtención del coeficiente de reflexión de la superficie, el análisis de dicho coeficiente puede ser efectuado en el dominio temporal, espacial o frecuencial. La mayor parte de los trabajos de investigación, en el campo de los ultrasonidos, para la determinación de la rugosidad superficial o para el análisis del campo a partir de rugosidades, ha sido realizado con superficies sumergidas en agua, [Jungman, 1983], [Nagy, 1987], [Smith, 1989], [Mampaert, 1989]. En la mayoría de los trabajos se intenta caracterizar la señal reflejada en el dominio de la frecuencia y por lo general el componente difuso de la reflexión es despreciado. Nagy por ejemplo, [Nagy, 1987], asume que el efecto de la rugosidad superficial puede ser considerado como una débil perturbación de la conocida solución de onda plana, para una superficie suave con el mismo coeficiente de reflexión que la superficie rugosa. En la presencia de

rugosidades superficiales, el campo reflejado es la resultante de una componente coherente y de una incoherente siendo esta última despreciada por estos autores. Los experimentos son realizados en la zona especular, para el caso de incidencia normal, y los resultados obtenidos son válidos, como es afirmado por los propios autores, cuando la rugosidad $h(x, y)$ es pequeña con respecto a la longitud de onda y la distancia de correlación de la superficie. Expresado de otra manera, estos autores asumen que la varianza del campo en la dirección especular es despreciable y utilizan la atenuación del valor medio del coeficiente de reflexión para obtener el valor eficaz de la rugosidad. El rango de frecuencias, según las gráficas del artículo, se encuentra en el intervalo $[2 \leq f \leq 20]$ Mhz, lo que para el agua supondría unas longitudes de onda de $[750 \leq \lambda \leq 75]$ μm respectivamente, analizan dos valores de rugosidad $\sigma_h = 8$ y $\sigma_h = 14$ μm . Los resultados experimentales obtenidos por estos autores se contrastan bastante bien con los esperados teóricamente, esto se debe a que la longitud de onda utilizada es mucho mayor que las rugosidades ensayadas. O sea, se cumple la relación $(\sigma_h/\lambda) \ll 1$. Sin embargo, el modelo utilizado por estos autores, puede ser interpretado como un caso particular de la solución propuesta por Beckmann.

[Swart, 1996], utiliza el modelo de Beckmann y realiza un análisis espectral del coeficiente de reflexión en la dirección especular, similar al que se ha efectuado en la sección 4.4.3.3. En el citado trabajo, los autores relacionan la atenuación que sufre el coeficiente de reflexión en la dirección especular con la rugosidad en función de la frecuencia de la radiación incidente. Sin embargo, debido a las longitudes de ondas utilizadas y a las rugosidades ensayadas, en los resultados experimentales presentados se observa claramente el efecto del campo incoherente, el cual no es considerado por los autores.

Según [Whitehouse, 1997], una dificultad para la utilización de ultrasonidos para la caracterización de superficies, es la necesidad de frecuencias muy elevadas para medir la rugosidad. Esto es correcto, si se utiliza la región especular para efectuar la medida, como ha sido analizado en las simulaciones realizadas. Ya que resulta bastante difícil realizar la separación de la componente coherente de la incoherente, en la dirección especular. Sin embargo, aprovechando la relativa directividad de los transductores de ultrasonidos, se puede utilizar la región difusa para efectuar la medida. O sea, la región donde la influencia de la componente especular es mínima, evitando así la posterior separación de las componentes.

La técnica de medida que ha sido elaborada en esta tesis y que se propone, se basa en la determinación del coeficiente de reflexión difuso. Para ello, se efectúa la medida del campo acústico en la región difusa, operando en modo pulso-eco. La señal de eco obtenida de la reflexión sobre la superficie rugosa es filtrada, utilizando para tal efecto un filtro de deconvolución. Finalmente, se obtienen parámetros estadísticos de la salida del filtro que están directamente correlados con el valor eficaz de la rugosidad superficial σ_h . Este método de medida puede ser utilizado en un rango determinado de rugosidad, el cual depende de la frecuencia de la señal utilizada y de los parámetros geométricos de adquisición, como ha sido visto en la sección (4.4.3.3). No se ha encontrado en la literatura consultada que ningún autor realice este planteamiento, por lo que se considera una aportación original de este trabajo.

4.5.1 Preparación y caracterización de las superficies de prueba con técnicas de medida clásicas

Antes de efectuar las medidas se requiere definir las superficies sobre las que se efectuaran las pruebas. En la industria del mecanizado de piezas, existen muestras normalizadas de rugosidades superficiales que sirven para la inspección, identificación o la comparación del grado de acabado de la piezas mecanizadas, [Fowler, 1996]. Sin embargo, para los rangos de interés de este trabajo, no se han encontrado muestras normalizadas. Ante la ausencia de las mismas, se ha procedido a la preparación de superficies de prueba para la contrastación experimental. Como se ha explicado al principio del capítulo, se está interesado en la determinación de rugosidades cuyas alturas medias (R_a), se encuentren comprendidas en el rango de 0.5 a 5 mm. Después de algunas consideraciones, se ha optado por utilizar papeles de lija con tamaño de granos diferentes como superficies de prueba, ya que dichas superficies cumplen con el requisito de poseer rugosidades aleatorias e isotrópicas.

Se han encontrado en el mercado lijas con alturas de grano medio comprendido entre los 0.2 a 1.5 mm aproximadamente, aunque esto no cubre todo el rango de medida, resulta suficiente para las pruebas que se querían realizar. La denominación comercial de estas lijas se corresponden a: P36L, P24W, P20L, P16W, P16L respectivamente, siendo la lija P36L la de menor rugosidad.

Las lijas han sido recortadas y adheridas, para evitar posibles ondulaciones, a tableros rígidos de madera, con dimensiones de $500 \times 500 \times 2.54$ mm. En la Fig.4-23, puede observarse fotografías de las distintas superficies montadas.

Para efectuar la comparación de las medidas que serán obtenidas con el sensor de ultrasonidos se requiere de una caracterización previa de las superficies experimentales. En dicha caracterización se han utilizado dos instrumentos de medida:

- Un calibre digital.
- Un telémetro óptico.

Las datos técnicos de estos dispositivos pueden ser consultados en el apéndice B. Con el calibre digital, se han tomado 100 medidas de altura, por cada una de las superficies, en posiciones superficiales aleatorias. En la Fig.4-24 puede observarse el esquema de la configuración de medida utilizada. El calibre posee una superficie de referencia de $3.5 \times 15 \text{ mm}^2$ y una resolución de 0.01 mm.

En los gráficos de la Fig.4-25 pueden observarse las medidas obtenidas. En la tabla 4-1, se representan los valores del tamaño medio y de la desviación estándar de las medidas obtenidas con el calibre para las distintas superficies.

Una dificultad encontrada en la obtención de las medidas con el calibre fue el hecho de que el tamaño de la sonda no podía penetrar adecuadamente entre las irregularidades, especialmente con las lijas de menor tamaño de grano. Frente a este problema, y por no contar con un palpador mecánico más adecuado, se ha procedido a contar el número de granos existentes en un área determinada, para cada una de las lijas. Para ello, se utilizó una ventana cuadrada con dimensiones de $10 \times 10 \text{ mm}^2$, realizando diez medidas

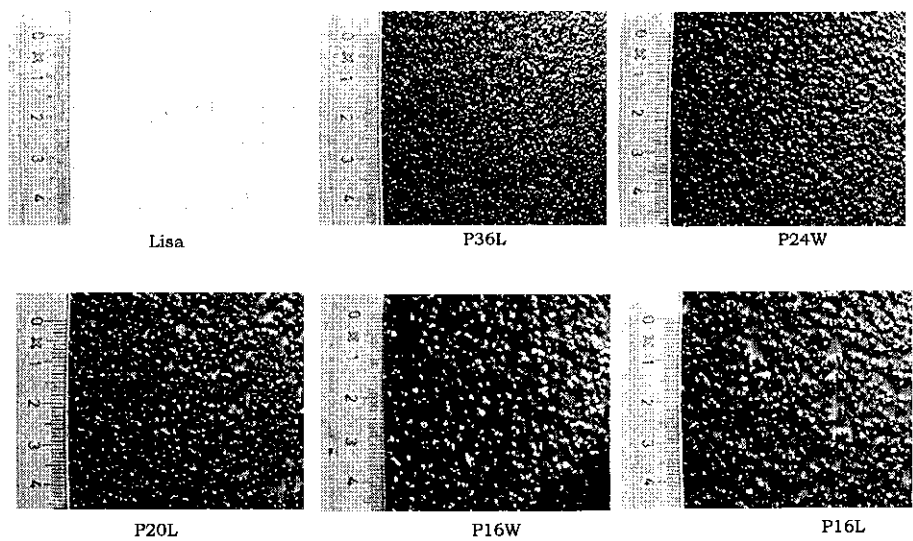


Figura 4-23: Fotografías de la superficie lisa y de las diferentes lijas utilizadas en las distintas experiencias realizadas para la determinación de parámetros de rugosidad superficial.

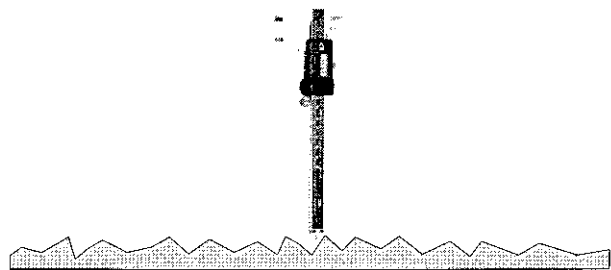


Figura 4-24: Configuración de medida adoptada para la obtención de las alturas de las rugosidades con el calibre digital.

Tabla 4-1: Tamaño medio y desviación estándar de las distintas lijas. Parámetros calculados a partir de las medidas obtenidas con el calibre digital.

Denominación de la lija	P36L	P24W	P20L	P16W	P16L
Tamaño medio (mm)	0.2970	0.7375	0.6095	1.3903	0.9215
σ_h (mm)	0.1446	0.2576	0.3813	0.3786	0.5256

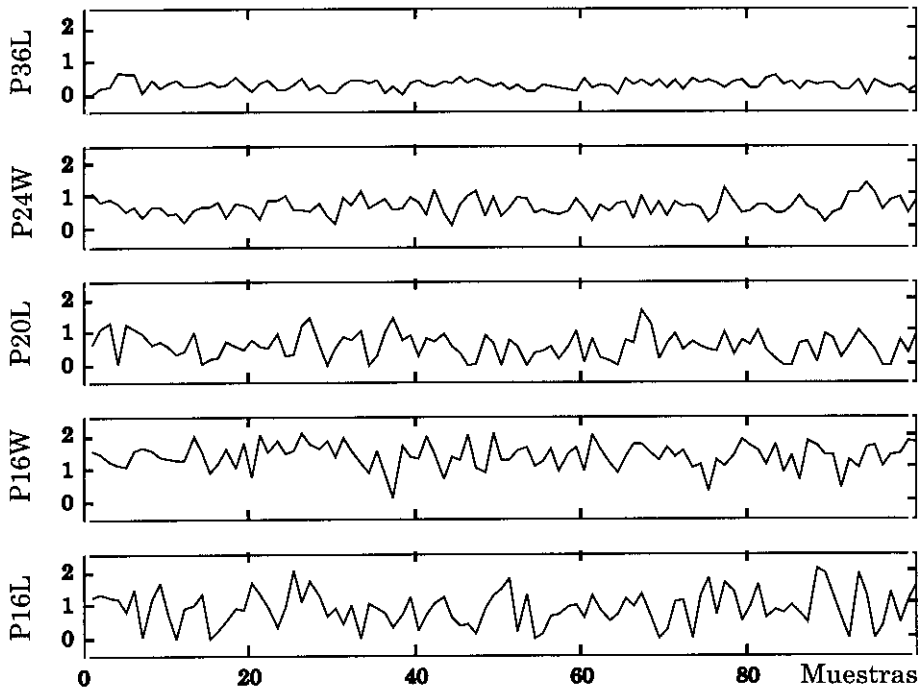


Figura 4-25: Medidas obtenidas a partir de las distintas superficies rugosas con un calibre digital. Las medidas se corresponden a posiciones espaciales aleatorias.

por cada lija. Los resultados que se han obtenido con este método, están representados en las gráficas de la Fig.4-26. A partir de estas medidas, además del tamaño medio del grano, se tiene una mayor información acerca de su distribución sobre la superficie, siendo el tamaño del grano y su distribución espacial, para este tipo de superficies, variables dependientes.

Para tener otra fuente de contrastación de las medidas, se han efectuado barridos longitudinales sobre las superficies, utilizando para ello un telémetro óptico, de marca MEL. Se ha utilizado el modelo M5/LED, cuyos datos técnicos pueden ser consultados en el apéndice B. Este sensor posee un rango de medida de $[-10 \leq h \leq 10]$ mm y una resolución en altura de $6\mu m$, siendo el diámetro del haz de iluminación de $3mm$. El sensor ha sido montado sobre unos raíles de precisión, en los que se ha efectuado el montaje de forma a controlar el desplazamiento de los ejes X e Y del cabezal sensor. Por cada una de las superficies de prueba, se realizaron 5 barridos en la dirección del eje Y, separados por una distancia de 5 mm entre cada barrido (dirección del eje X). En cada uno de estos barridos se efectuaron 100 medidas con un muestreo lineal de 1 mm. En la Fig.4-27 se presenta el perfil obtenido en uno de los barridos para las distintas superficies.

En la tabla 4-2, se representan los valores del tamaño medio y de la desviación estándar de las medidas obtenidas con el telémetro óptico para las distintas superficies.

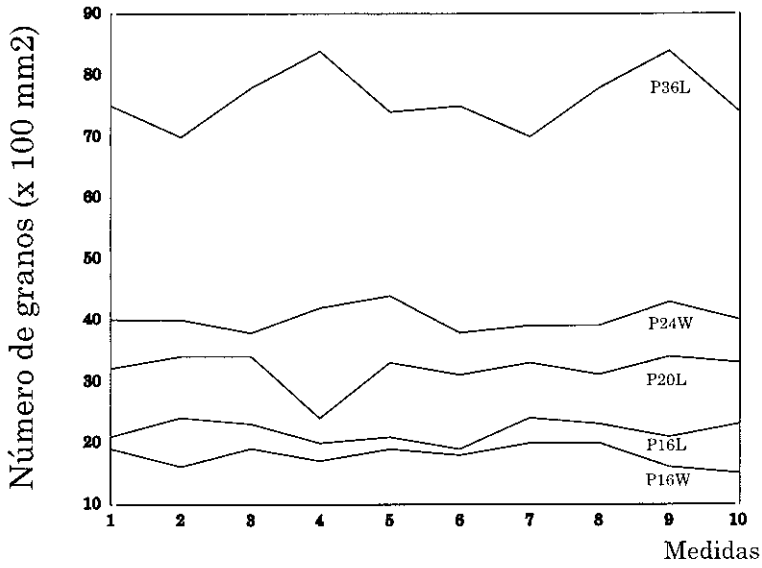


Figura 4-26: Gráficas del número de granos por $10 \times 10 \text{ mm}^2$, para las distintas superficies rugosas. Se han tomado diez muestras por cada superficie.

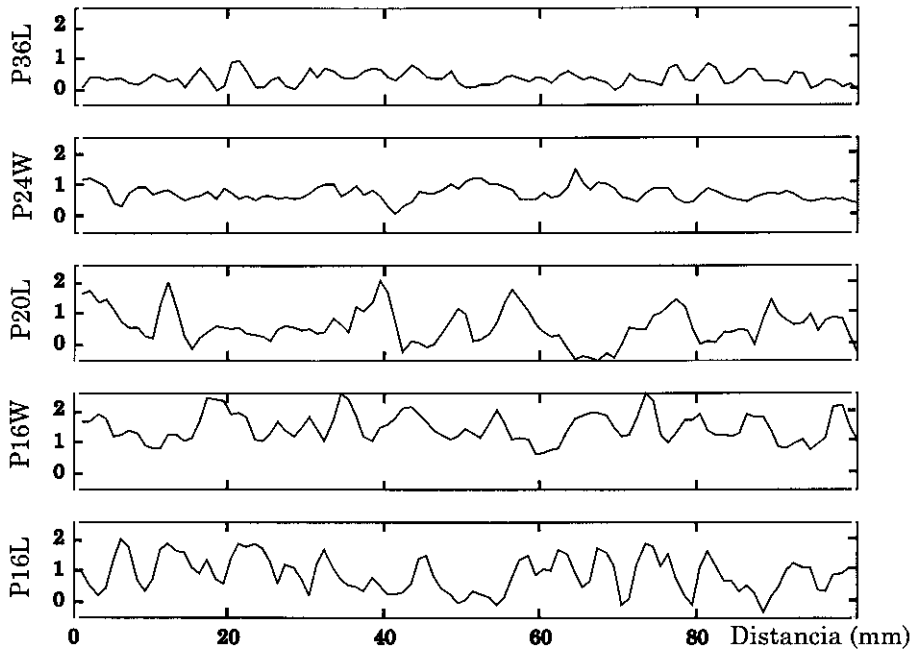


Figura 4-27: Perfil de las distintas superficies obtenidas con el telémetro óptico, con un muestreo espacial de 1 mm.

Tabla 4-2: Tamaño medio y desviación estándar de las distintas lijas. Parámetros calculados a partir de las medidas obtenidas con el telémetro óptico.

Denominación de la lija	P36L	P24W	P20L	P16W	P16L
Tamaño medio (mm)	0.3422	0.7654	0.5962	1.4598	0.8953
σ_h (mm)	0.2348	0.2692	0.6053	0.4465	0.5960

Los datos obtenidos con este dispositivo tampoco pueden ser considerados muy fiables, ya que el frente del haz no es lo suficientemente puntual, por lo que las medidas obtenidas también están integradas. En los datos de las tablas (4-1) y (4-2) puede observarse que las medidas de las alturas medias obtenidas por medio del calibre y el telémetro, son bastante similares. No se puede decir lo mismo respecto a la desviación estándar de ambos conjuntos de medida, para este parámetro la medida dada por el sensor óptico es siempre mayor que la obtenida con el calibre, lo que confirma que en situaciones prácticas de medida, los métodos ópticos tienden a amplificar el ruido, en tanto que los mecánicos tienden a reducir la señal, resultando los detalles más finos de la superficie integrados.

Todas las medidas realizadas con los distintos instrumentos serán utilizadas para comparar y contrastar las obtenidas con el sensor de ultrasonidos propuesto. Las medidas a las que se le dará mayor fiabilidad son aquellas obtenidas por medio del conteo de los granos sobre un área determinada.

4.5.2 Descripción de los componentes del sistema sensorial

Cuando se trabaja con ondas de ultrasonido en aire no existe un gran margen de posibilidades para la elección del tipo de transductor a utilizar. Como se ha visto en el estudio efectuado en el primer capítulo. Se pueden utilizar los transductores piezoeléctricos, los que por lo general son muy sintonizados a una determinada frecuencia, que se encuentra comprendida, para los fabricados con esta tecnología, entre los 40 y 220 kHz. Uno de los principales inconvenientes es su relativa baja sensibilidad. Por otro lado, están los capacitivos que poseen un ancho de banda un poco mayor que los anteriores. De este último tipo de transductores, se pueden encontrar algunos que consiguen emitir en un rango de frecuencias de una octava aproximadamente, resultando difícil encontrar transductores capacitivos que puedan operar más allá de los 70 kHz. En la realización de las distintas experiencias, se ha optado por trabajar con los capacitivos por dos motivos principales. Uno de ellos ha sido el rango de rugosidades con que contábamos para efectuar las medidas y además, por el hecho de poseer una mayor sensibilidad frente a los piezoeléctricos.

En la conformación final del sistema sensorial se han utilizado también algunos equipos modulares de laboratorio tales como: osciloscopios, generadores de función, amplificadores, etc. Una vez determinadas las superficies a examinar, los transductores y los dispositivos a ser utilizados en la realización del sistema sensor, se ha procedido a la integración de todo el sistema de medida. El sistema de adquisición de las señales ultrasónicas montado en laboratorio consta básicamente del siguiente instrumental:

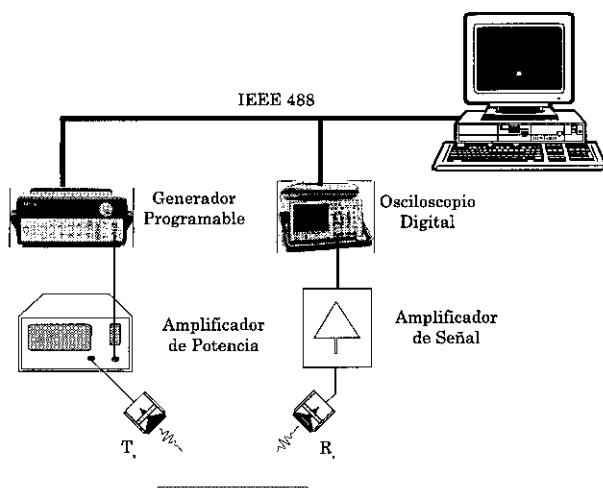


Figura 4-28: Configuración de medida utilizada en la obtención de las señales de eco.

- Dos transductores capacitivos Polaroid de la serie 600, uno operando como emisor y otro como receptor.
- Un generador de ondas arbitrarias, HP33120A, utilizado en la generación de la señal de excitación.
- Un amplificador de potencia, para la excitación del transductor emisor, de la marca ENI, modelo 240 L RF, con capacidad de amplificar 50 dB en un ancho de banda comprendido entre los $[20 \leq f \leq 1]$ MHz.
- Una fuente de alimentación de micrófono y amplificador, 5935 de Bruel & Kjaer, con un ancho de banda que va desde 0.5 Hz hasta 180 kHz, encargada de suministrar las polarizaciones de los transductores capacitivos y de la amplificación de la señal captada en el receptor.
- Un osciloscopio digital, HP54602B.
- Un ordenador del tipo PC compatible.

El osciloscopio, el generador de ondas arbitrarias y el PC se encuentran conectados entre sí a través de un bus GPIB, y es el ordenador quien establece la secuencia de los distintos procesos para la adquisición de las señales. Un esquema de la configuración de medida utilizada puede verse en la Fig.4-28.

El control de todo el proceso de adquisición es gestionado por un programa elaborado para la arquitectura PC, utilizando la plataforma de desarrollo LAB Windows CVI de National Instruments. En la fotografía de la Fig.4-29, pueden observarse algunos de los instrumentos citados, así como una de las pantallas del programa de adquisición realizado.

Como ha sido expuesto, el coeficiente de reflexión de una superficie es una función compleja de los ángulos de incidencia, de reflexión y de los parámetros geométricos de

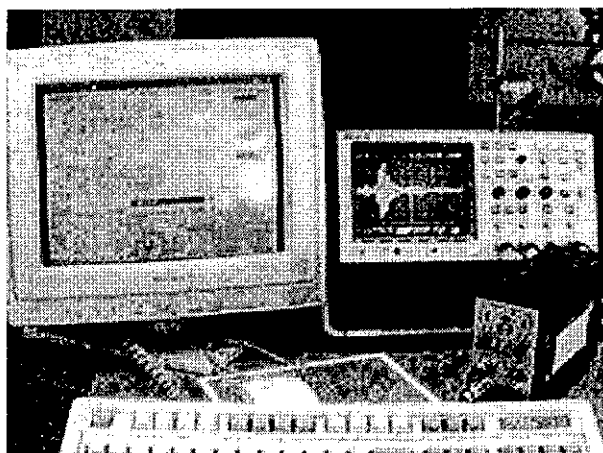


Figura 4-29: Fotografía de algunos de los componentes del sistema sensor. En el monitor puede observarse la pantalla del programa de adquisición realizado.

la superficie. Para la obtención experimental de dicha función, se requiere disponer los transductores en determinadas posiciones espaciales y tener la posibilidad de efectuar barridos tridimensionales, con requisitos de precisión y repetitividad en los posicionamientos. Para ello, se requiere de un sistema de posicionamiento tridimensional para situar, tanto el emisor como el receptor de ultrasonidos, en posiciones espaciales determinadas.

Entre los dispositivos de posicionamiento de los que dispone nuestro grupo de trabajo, no se cuenta con un sistema posicionador de tales características, por lo que hubo que recurrir a un centro de mecanizado con control numérico, en el taller de mecanizado del IAI, para la realización de las experiencias. Una máquina de tales características satisface plenamente los requisitos de repetitividad y ofrece además la posibilidad de un control del posicionamiento a través del ordenador, utilizando la línea serie, lo que de hecho simplifica la ejecución de las tareas a ser realizadas. Lógicamente, esta configuración ha requerido del diseño y la elaboración de diferentes soportes para efectuar las distintas sujeciones adecuadas. En las fotografía del lado izquierdo de la Fig.4-30 puede observarse el transductor de ultrasonidos montado junto a un medidor de desplazamiento angular micrométrico, necesario para controlar uno de los grados de libertad requerido en los movimientos.

En la fotografía del lado derecho de la misma figura, pueden observarse algunos detalles de los mecanismos de sujeción y de posicionamientos utilizados.

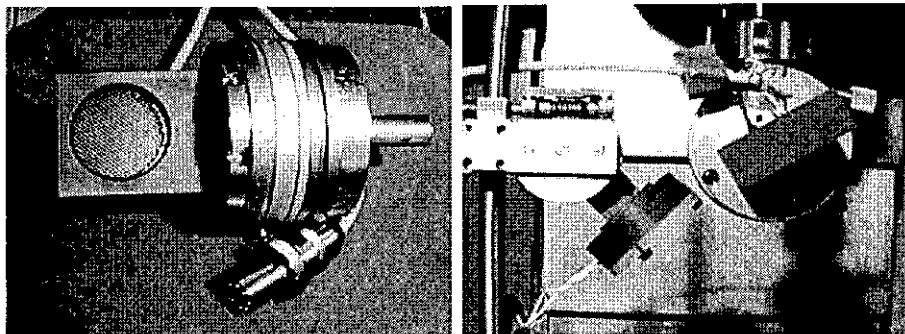


Figura 4-30: Fotografías de algunos soportes y mecanismos de sujeción y posicionamiento, utilizados en los barridos efectuados en el centro de mecanizado.

4.5.3 Obtención del mapa de campo acústico para las distintas superficies experimentadas

Una vez conformado el sistema sensorial y definidas las superficies a examinar, se han planteado una serie de experiencias tendientes a la comprobación de los conceptos teóricos y a la obtención de parámetros que puedan caracterizar las superficies de prueba. Como primera experiencia se ha planteado la obtención del mapa angular del campo de presión, para las distintas superficies. Este mapa fue obtenido operando el sensor en modo pulso-eco y utilizando dos señales de excitación diferentes, un impulso de corta duración y un multisenso cuyo contenido espectral cubre todo el ancho de banda del transductor emisor. El diseño de este tipo de señales ya ha sido tratado en el tercer capítulo de este trabajo.

Con la limitación de contar únicamente con un cabezal móvil y partiendo de los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas, se ha optado por fijar el emisor y desplazar únicamente el receptor. El emisor ha sido fijado a distancias radiales de 250, 300 y 350 mm, del punto considerado como origen de coordenadas, que se ha hecho coincidir con el centro geométrico de las distintas superficies. El ángulo del emisor con el eje Z ha sido establecido en 45° . En la fotografía de la Fig.4-31 se puede observar una vista parcial del sistema de medida, así como una representación esquemática del mismo. El receptor se desplaza a lo largo de una trayectoria circular, alrededor del origen de coordenadas, con un radio correspondiente a la distancia radial del emisor al origen de coordenadas. Para cada uno de los radios mencionados, se han adquirido las señales de eco en intervalos angulares de 5° . Por cada superficie y para cada radio, se han adquirido 25 señales de eco, las que se corresponden a los valores de θ_2 comprendidos en el intervalo $[-35^\circ \leq \theta_2 \leq 90^\circ]$.

En la fotografía de la Fig.4-32 se pueden observar los mismos elementos anteriores, correspondiente a otra posición del cabezal sensor, para $\theta_2 = 0^\circ$, a la derecha en la misma figura, se esquematiza esta disposición.

A partir del análisis de las distintas señales adquiridas, no se han observado cambios relevantes en la forma de las señales en la dirección radial, exceptuando la atenuación

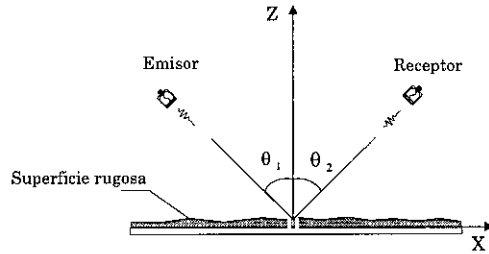
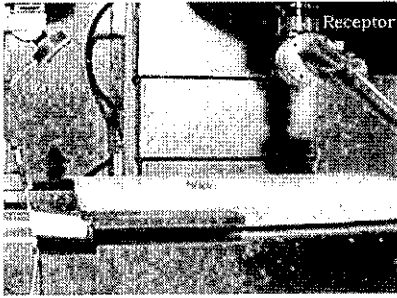


Figura 4-31: Fotografía de los cabezales del sistema sensor montado en la máquina de CN y representación esquemática de la disposición de los transductores para la región especular, $\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$.

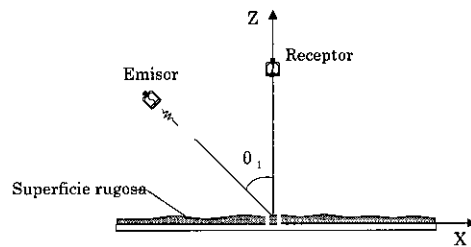
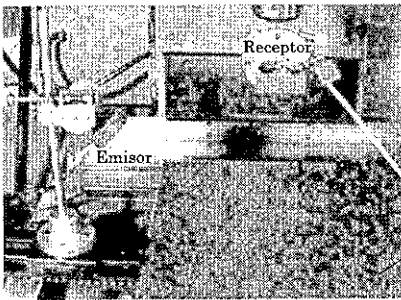


Figura 4-32: Fotografía de los cabezales del sistema sensor montado en la máquina de CN y representación esquemática de la posición de los transductores correspondiente a la región difusa, $\theta_1 = 45^\circ, \theta_2 = 0^\circ$.

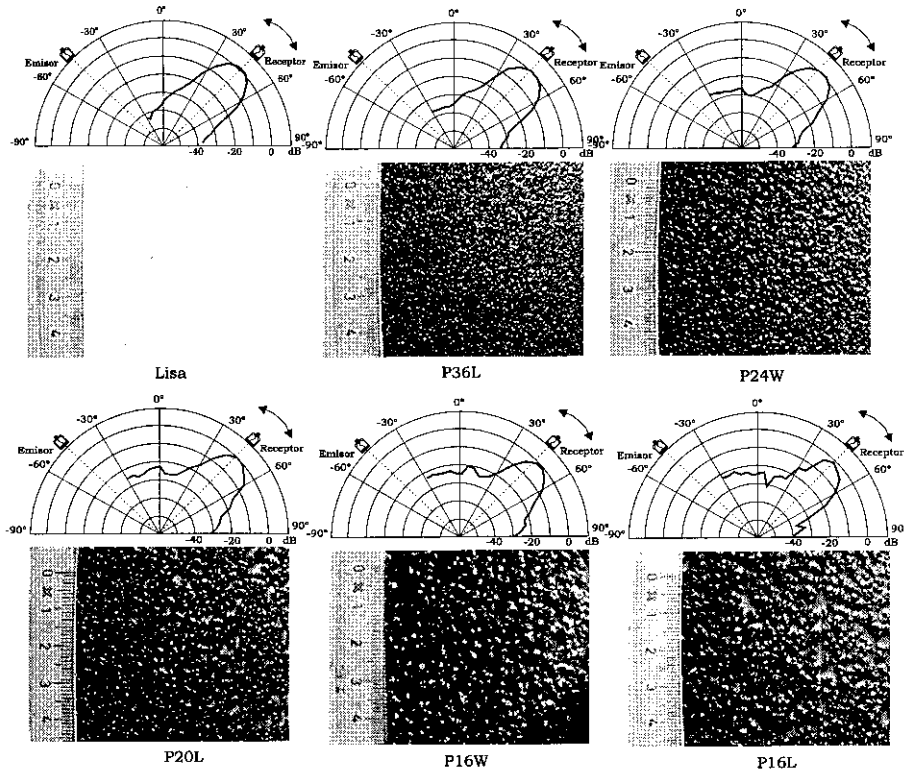


Figura 4-33: Fotografías de las lijas y los respectivos mapas de reflectancia.

propia debida a la divergencia esférica. Este es un resultado esperado, ya que el receptor se encuentra en la zona de campo lejano.

La función de reflectividad obtenida para las distintas superficies inspeccionadas puede ser observada en los gráficos de la Fig.4-33. En estas gráficas, se representa en forma de diagrama polar, la energía de las distintas señales ultrasónicas. La representación se corresponde a las señales captadas con un radio igual a 250 mm, siendo la señal de excitación un multisenso, con contenido espectral en el rango $[20 \leq f \leq 120]$ kHz. Resultados similares han sido obtenidos para el mapa de reflectividad obtenido utilizando un impulso como señal de excitación.

El ángulo inicial del receptor fue $\theta_2 = 90^\circ$ y el ángulo final igual a -35° . Como puede observarse de las distintas gráficas, a medida que la rugosidad de la superficie se incrementa, existe un ligero aplanamiento del lóbulo en la región especular y un incremento de los lóbulos secundarios, lo que concuerda con lo esperado teóricamente considerando el modelo de Beckmann. Teniendo en cuenta que a medida que la rugosidad va en aumento, el valor medio del componente especular del coeficiente de reflexión disminuye, lo que constituye la parte determinista del proceso. La disminución del valor medio del coeficiente de reflexión, ocasiona el aumento de la varianza del proceso, esto

es, del componente difuso del coeficiente de reflexión.

Se han realizado otros barridos angulares para diferentes valores del ángulo de azimut, θ_3 diferentes de cero. Aunque estas experiencias han servido para un mejor entendimiento de los conceptos relativos al fenómeno de la reflexión de ondas acústicas sobre superficies rugosas, no serán presentados por no considerarlas relevantes en la descripción de la metodología propuesta.

4.5.4 Metodología propuesta para la obtención de parámetros de rugosidad

En esta sección, se describe el método de medida propuesto para la obtención de parámetros de rugosidad utilizando el sensor de ultrasonidos operando en modo pulso-eco. El grado de rugosidad reflejado en la señal recibida, es función de los parámetros geométricos de adquisición. El máximo rendimiento que puede obtenerse del sistema sensor depende en gran medida de la correcta elección de estos parámetros. En un dispositivo de medida resulta de interés que el mismo tenga el mayor rango dinámico posible y que las señales tengan una buena relación S/R . Debido al principio de medida utilizado, esto significa que habrá que disponer los transductores de tal forma, que las irregularidades se vean “resaltadas” en la señal captada. A partir del análisis del comportamiento de g , expresión (4.37), se llega a la conclusión que cuando g es máximo la superficie se “verá” más rugosa y por ende reflejará mayor potencia en la región difusa. El factor g es máximo para un ángulo $\theta_2 = 0^\circ$, independientemente del valor de θ_1 . Expresado de otra forma, para $\theta_2 = 0^\circ$, la diferencia entre señales procedentes de las distintas superficies será mayor. Para este valor del ángulo θ_2 , el efecto de la difracción de ondas es mínimo, ya que el plano del receptor se encuentra paralelo al de la superficie.

Todo esto puede apreciarse mejor de forma cualitativa en las gráficas de las figuras 4-34 y 4-35, obtenidas a partir de las diferentes superficies rugosas de prueba. En estas figuras, se han representado señales obtenidas en la experiencia realizada para el estudio de la reflectividad angular. Las gráficas de la Fig.4-34 se corresponden a las señales obtenidas utilizando un impulso como excitación, siendo las obtenidas con un multiseno, las presentadas en las gráficas de la Fig.4-35.

En las distintas gráficas de estas figuras puede observarse que en las señales correspondientes a la región especular, $\theta_2 = 45^\circ$, prácticamente no se observan cambios entre las señales obtenidas de las diferentes superficies. Sin embargo, en la región difusa las variaciones en las señales de las distintas superficies son notorias a simple vista.

Del análisis de las señales obtenidas, se puede decir que las superficies examinadas resultan aún muy especulares para las frecuencias de la radiación utilizada y si se quiere analizar la atenuación de la señal en la región especular, en función de la rugosidad superficial, habrá que incrementar la frecuencia de la radiación incidente. Esto es, si se quiere utilizar los métodos propuestos por la mayoría de los autores habría que aumentar la frecuencia de la radiación incidente. Resulta interesante recordar, que se está operando con transductores cuya frecuencia central se encuentra en torno a los 55 kHz, lo corresponde a una longitud de onda de unos 6.3 mm aproximadamente y que el valor de σ_h de las rugosidades examinadas se encuentran alrededor de los 0.25 mm.

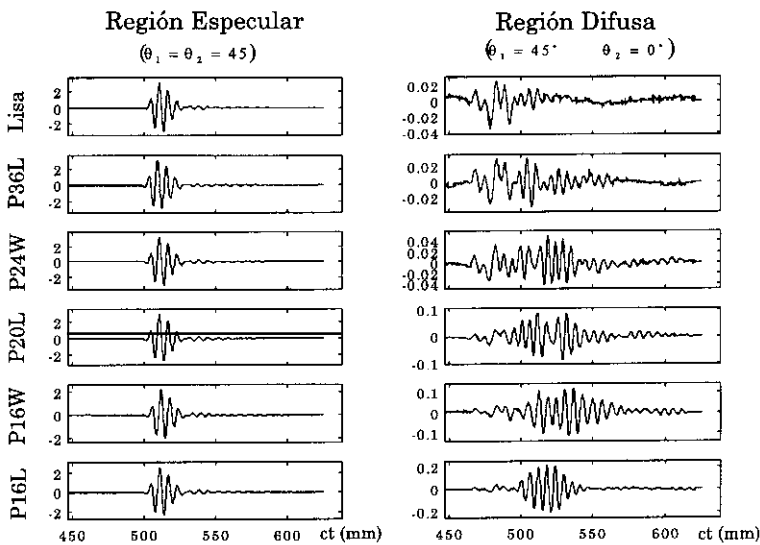


Figura 4-34: Señales de eco obtenidas de las diferentes lijas, para la región especular y difusa, gráficos de la izquierda y derecha respectivamente. Señales obtenidas utilizando un impulso como excitación.

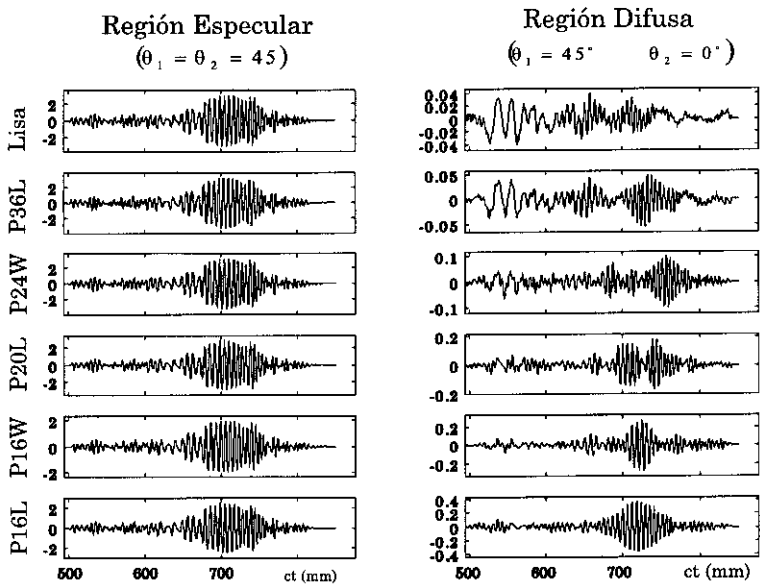


Figura 4-35: Señales de eco obtenidas de las diferentes lijas, para la región especular y difusa, gráficos de la izquierda y derecha respectivamente. Señales obtenidas utilizando un multiseno como excitación.

Esto implica, que el valor medio del coeficiente de reflexión en la región especular es mucho mayor que la varianza del mismo, el orden de esta diferencia es de unos 40 dB aproximadamente para las superficies examinadas. En la zona especular, para estas superficies y para la frecuencia de la radiación utilizada, la mayor parte de la energía reflejada es coherente. Esto concuerda con lo esperado teóricamente, ya que si se observa la Fig.4-18, se puede ver que este comportamiento es el que se obtiene en las simulaciones para valores similares de la relación σ_h/λ .

Se puede intentar efectuar la separación de los dos componentes del campo. Para ello, se deberán realizar medidas diferenciales, ya sea en frecuencia o espacialmente, esto es un procedimiento que muchas veces no es posible efectuar en procesos de inspección en la práctica y que además resulta difícil considerando la gran diferencia de energía entre los dos componentes de la señal. El método propuesto en este trabajo consiste en la obtención de parámetros del componente difuso de la reflexión. Para ello, se aprovecha la relativa directividad de los transductores de ultrasonidos para captar la señal de eco en la región difusa, específicamente para $\theta_2 = 0^\circ$, evitando de esta forma la posterior separación de los componentes. La señal de eco captada representa el campo de presión acústico en la dirección de $\theta_2 = 0^\circ$; para normalizar el resultado y obtener el coeficiente de reflexión es necesario extraer del mismo el campo reflejado en la dirección especular por una superficie lisa de las mismas dimensiones que la rugosa. La señal de la superficie lisa debe ser obtenida con los mismos parámetros de adquisición que la superficie rugosa. Para realizar la operación matemática de la separación, debido a estar operando con señales transitorias, se requiere deconvolucionar de la señal de eco captada la señal de referencia. El algoritmo de deconvolución a ser utilizado, es el filtro de Wiener estabilizado en frecuencia, cuyas características y rendimiento ya han sido objeto de análisis en el tercer capítulo de este trabajo.

Debido a la incoherencia espacial de las ondas en la región difusa, las señales obtenidas no necesariamente serán las mismas para diferentes posiciones de la superficie. Este comportamiento puede ser visualizado cuantitativamente en las señales obtenidas a partir de las distintas superficies experimentadas, las que son presentadas en las Fig.4-36, 4-37, 4-38, 4-39, 4-40 respectivamente. En estas figuras, se presentan dos señales por cada superficie rugosa, captadas en posiciones superficiales distintas de las mismas.

En el lado derecho de cada una de estas figuras, se presentan las salidas del filtro de deconvolución para cada una de las señales. A partir del análisis del coeficiente de reflexión y considerando que para la dirección $\theta_2 = 0$, la señal reflejada es incoherente, el segundo momento de la salida del filtro de deconvolución, esto es, la desviación estándar, debe ser proporcional al valor de la desviación estándar de la rugosidad σ_h y a la distancia de correlación T de la misma. El procedimiento de medida elaborado se describe a continuación:

- Obtención de la señal de eco en la región difusa, para lo que el valor óptimo del ángulo θ_2 es de 0° .
- Diseño del filtro de deconvolución, cuyos coeficientes son calculados a partir de la señal de eco obtenida de una superficie perfectamente lisa bajo las mismas condiciones de adquisición, la que se considera como referencia.
- Filtrado de la señal de eco utilizando el filtro de deconvolución diseñado.

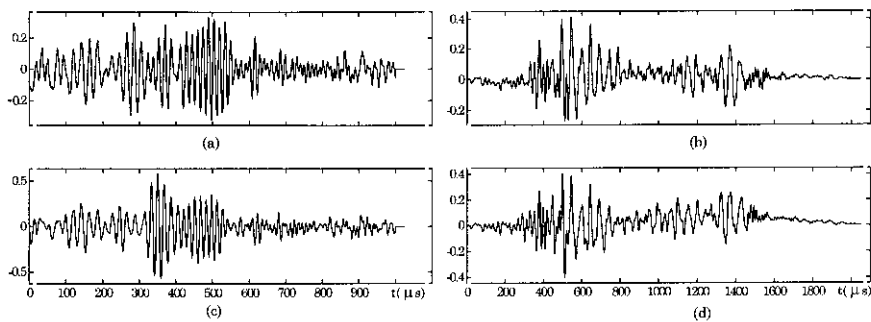


Figura 4-36: Señales obtenidas en dos posiciones superficiales diferentes de la lija P36L, gráficas (a) y (c). Gráficas (b) y (d) salidas respectivas del filtro de deconvolución.

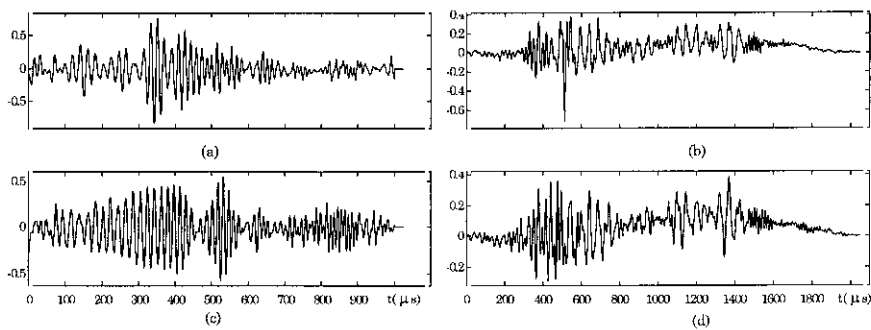


Figura 4-37: Señales obtenidas en dos posiciones superficiales diferentes de la lija P24W, gráficas (a) y (c). Gráficas (b) y (d) salidas respectivas del filtro de deconvolución.

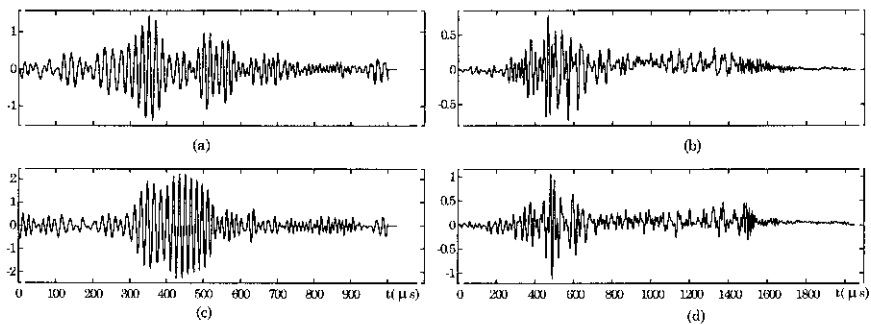


Figura 4-38: Señales obtenidas en dos posiciones superficiales diferentes de la lija P20L, gráficas (a) y (c). Gráficas (b) y (d) salidas respectivas del filtro de deconvolución.

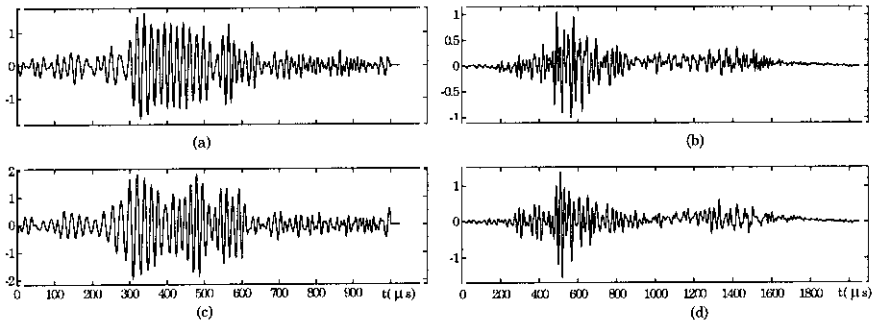


Figura 4-39: Señales obtenidas en dos posiciones superficiales diferentes de la lija P16W, gráficas (a) y (c). Gráficas (b) y (d) salidas respectivas del filtro de deconvolución.

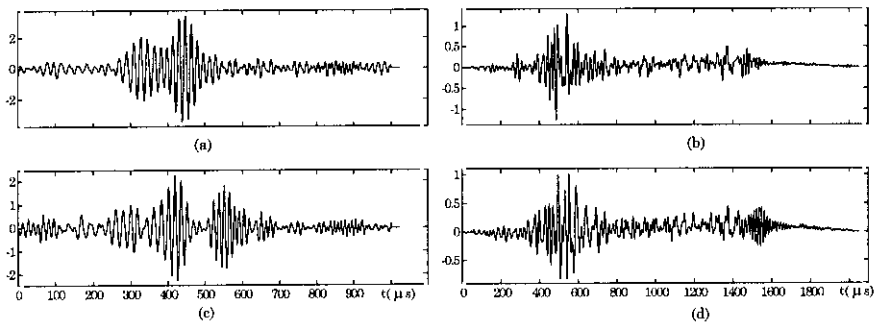


Figura 4-40: Señales obtenidas en dos posiciones superficiales diferentes de la lija P16L, gráficas (a) y (c). Gráficas (b) y (d) salidas respectivas del filtro de deconvolución.

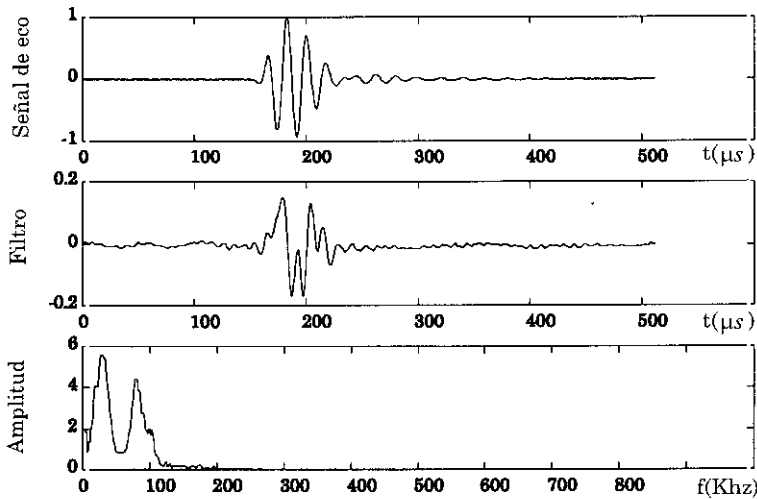


Figura 4-41: Señal de eco recibida de una superficie lisa, en la dirección especular; excitando el emisor con un impulso. Respuesta al impulso del filtro de deconvolución diseñado y respuesta en frecuencia del mismo.

- Obtención del segundo momento de la señal de salida del filtro, parámetro éste que debe ser directamente proporcional a los parámetros de rugosidad de la superficie.

En el diseño del filtro de deconvolución se ha utilizado como señal de salida deseada un pulso gaussiano, ya que en el tercer capítulo de este trabajo se ha visto que esta opción de diseño es la que presenta mejor rendimiento, considerando la relación de compromiso entre precisión y robustez. En las gráficas de las figuras 4-41 y 4-42 se pueden observar, de arriba hacia abajo, la señal de eco obtenida de la superficie lisa, estando el receptor en la región especular $\theta_2 = 45^\circ$, la respuesta al impulso del filtro de deconvolución y su respuesta en frecuencia, para las dos señales de excitación utilizadas, un impulso y el multiseno respectivamente.

Las salidas del filtro de deconvolución representan los coeficientes de reflexión de las distintas superficies, estas señales ya han sido representadas en las figuras 4-36 a la 4-40, correspondientes a dos zonas distintas de las superficies experimentales, cuando se utiliza un multiseno como señal de excitación. Siguiendo el procedimiento descrito, se han obtenido de las distintas señales de salida del filtro la desviación estándar de las mismas. Como ya se ha dicho, este parámetro representa la rugosidad de la superficie en cuestión y en el mismo se encuentran representados, la desviación estándar de la rugosidad, y la distancia de correlación.

A continuación, se comparan los resultados obtenidos con el sensor de ultrasonidos con los de los diferentes instrumentos y métodos de medida utilizados. Hay que considerar, que se van a comparar medidas obtenidas con dispositivos diferentes, los que se basan en principios y técnicas diferentes. En el caso del calibre, se mide la altura en posiciones puntuales de la superficie, con el telémetro óptico se obtienen perfiles de la superficie,

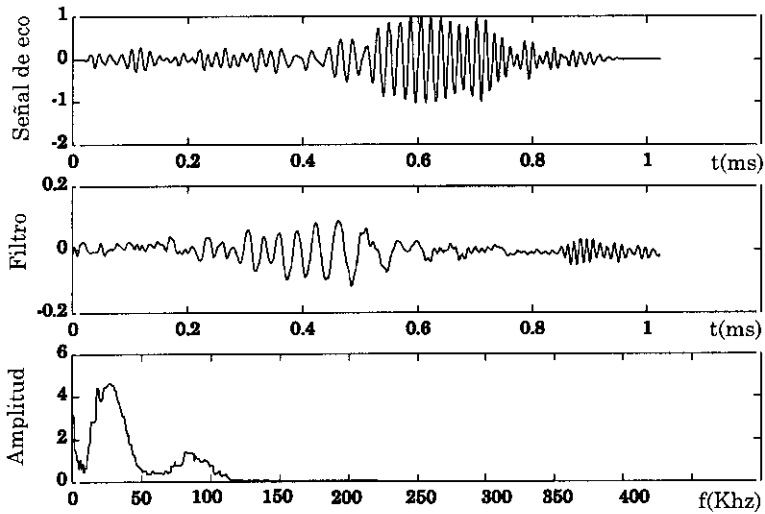


Figura 4-42: Señal de eco recibida de una superficie lisa, en la dirección especular, excitando el emisor con un multisenso. Respuesta al impulso del filtro de deconvolución diseñado y respuesta en frecuencia del mismo.

con el método del conteo del número de granos y los ultrasonidos se está obteniendo información acerca de un área de la superficie. Aún en el conocimiento de que las medidas obtenidas por los diferentes dispositivos representan parámetros diferentes, resulta interesante su comparación. Para ello, se representan en las gráficas de la Fig.4-43, las desviaciones estándares de las alturas de las rugosidades, realizadas con el calibre y con el telémetro óptico. En la misma figura se ha representado además, la función inversa debidamente normalizada, del número de granos por unidad de área, la cual es considerada como la más precisa y es la que se toma como referencia en las comparaciones.

En esta figura puede observarse como el sensor óptico no es capaz de distinguir, utilizando este parámetro como característica, la lija P36L de la P24W, esto se debe al tamaño del haz del mismo; logrando separar las diferentes superficies cuando las mismas se hacen más rugosas. Cabe destacar además, el valor excesivo del parámetro para la lija P20L, el cual probablemente se deba al contraste existente entre los granos y la superficie, con lo cual los granos se estarían comportando como pequeños espejos, lo que dificulta la medida con el sensor óptico. De las medidas realizadas con el calibre, puede observarse que este dispositivo es incapaz de distinguir la P20L de la P16W. Con el método de contar el número de granos sobre un área, las distintas superficies pueden ser claramente separadas. Hay que destacar sin embargo, que este método de cierta forma es análogo a las técnicas que realizan un mapa topográfico de la superficie con los inconvenientes ya citados.

En la Fig.4-44, se representan los valores normalizados de las desviaciones estándares de las salidas de los filtros de deconvolución para las señales de ultrasonidos captadas, utilizando un impulso y un multisenso como excitación, de las distintas superficies

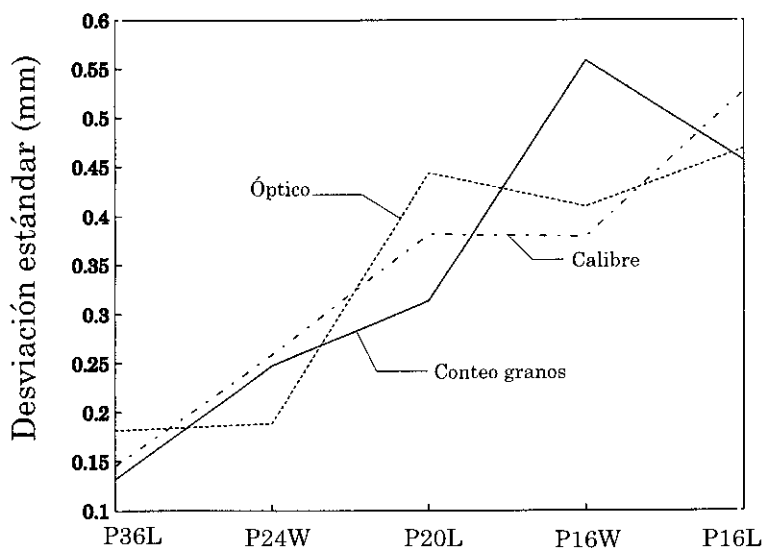


Figura 4-43: Medidas de la desviación estándar de la rugosidad para las distintas superficies. Obtenidas a partir del conteo de granos, con el calibre y con el telémetro óptico.

experimentadas.

En estas gráficas puede observarse, la similitud existente entre los valores de las medidas obtenidas con los ultrasonidos y la obtenida por el conteo de los granos.

Para observar la variación de las distintas medidas obtenidas con los diferentes dispositivos, se han representado diez diferentes medidas realizadas por cada uno de citados dispositivos. Los resultados pueden verse en las gráficas de las figuras (4-45) y (4-46) respectivamente. En las gráficas de la Fig4-45 se han representado las distintas medidas obtenidas a través del conteo del número de granos, con el calibre y con el láser respectivamente. En estas gráficas resulta obvio que el método más estable es el conteo de granos.

En las gráficas de la Fig.4-46 se han representado las medidas obtenidas a través del conteo de granos y utilizando el sensor de ultrasonidos. En esta figura puede observarse como las medidas obtenidas con el sensor de ultrasonidos son mejores que las que se obtienen con el sensor óptico y con el calibre. Puede observarse además, que las medidas obtenidas con el sensor de ultrasonidos cuando se excita el mismo con un multiseno son mejores que las obtenidas con un impulso como excitación. El motivo de esta mejora es debido al mayor ancho de banda y la mejor relación S/R de la señal emitida y por ende de la recibida.

Los resultados obtenidos revelan claramente la posibilidad de obtener parámetros de rugosidades en superficies a través de la utilización de ultrasonidos en aire. Las medidas realizadas con el sensor de ultrasonidos se corresponden a un único periodo de excitación de los transductores y no se ha realizado sobre las mismas ningún tipo de promediado

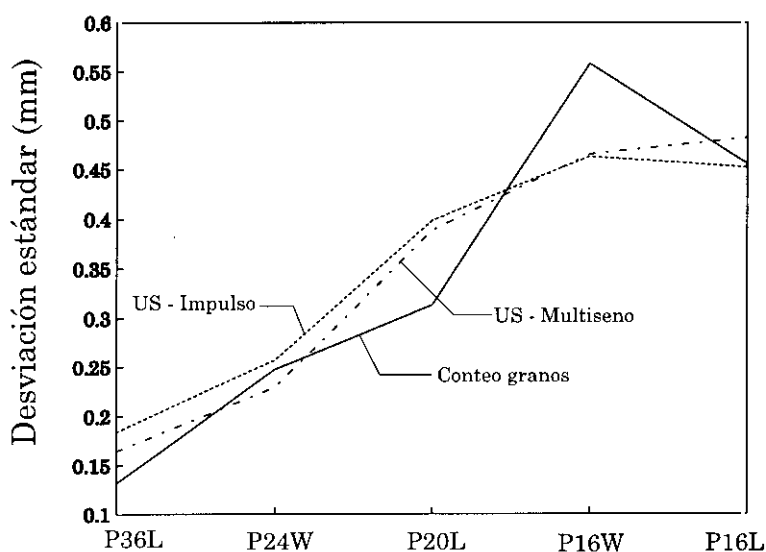


Figura 4-44: Medidas de la desviación estándar de la rugosidad para las distintas superficies. Obtenidas a partir del conteo de granos, y con el sensor de ultrasonidos utilizando un impulso y un multiseno como excitación.

del tipo temporal ni espacial.

4.6 Conclusiones y aportaciones del capítulo

En este capítulo se ha realizado un estudio de los principales modelos matemáticos utilizados en la descripción de rugosidades, así como de los métodos e instrumentos utilizados en la determinación de parámetros superficiales geométricos para la caracterización de rugosidades.

A continuación, se plantea el problema de la reflexión de ondas acústicas sobre superficies rugosas y se presentan algunos modelos recogidos de la literatura. Se analiza con mayor profundidad la solución planteada por Beckmann y Spizzichino para el modelado de la reflexión de ondas electromagnéticas sobre superficies rugosas y se realiza la adaptación del modelo para el caso de las ondas acústicas.

Una vez obtenidas las expresiones matemáticas del modelo, se efectúan una serie de simulaciones en los que se varían los parámetros de la rugosidad e igualmente los de las ondas y de la disposición espacial de los transductores, en los rangos de interés para cada una de las variables citadas; todo ello, con vistas a establecer las bases del sistema de medida elaborado. A partir de los resultados obtenidos en las simulaciones, se determina que para determinados rangos de rugosidad no es conveniente efectuar la medida en la región especular. Se deduce además, que la información reflejada en la región difusa puede ser utilizada para obtener parámetros de rugosidad de la superficie. Para este

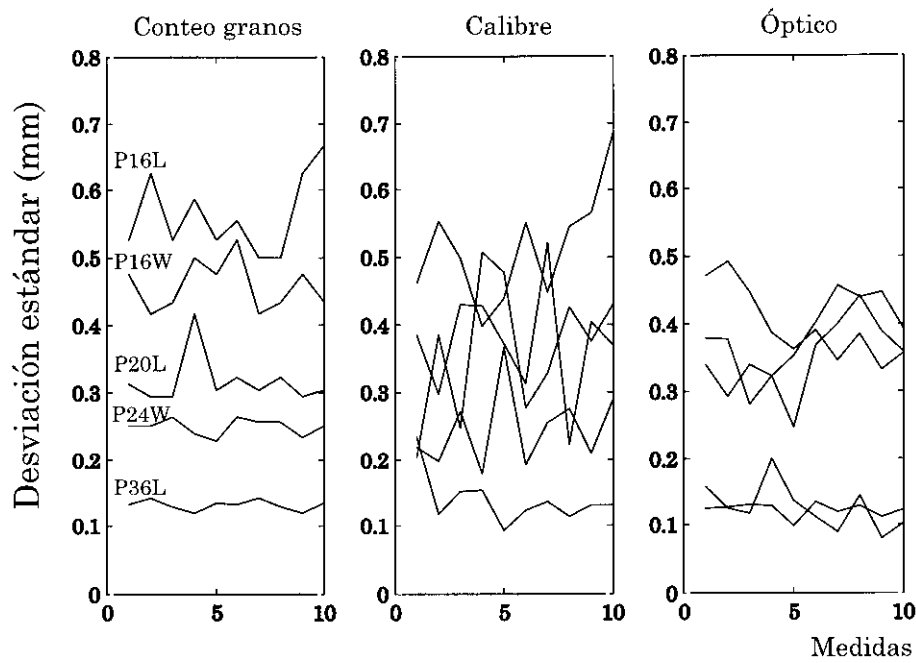


Figura 4-45: Medidas de la desviación estándar de la rugosidad, obtenidas de las distintas superficies en diferentes posiciones superficiales. De izquierda a derecha, obtenidas contando el número de granos, con el calibre y con el dispositivo óptico.

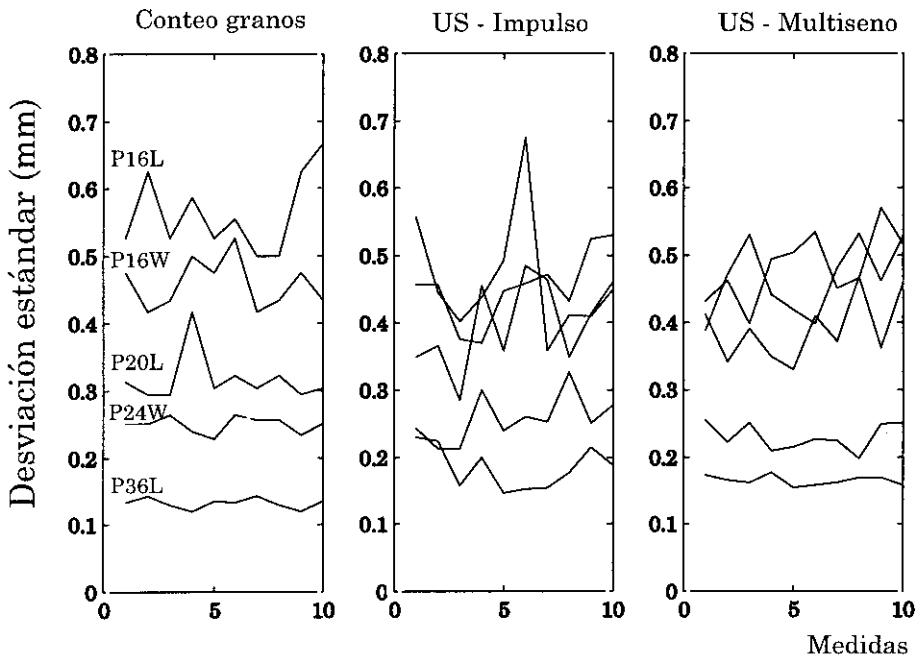


Figura 4-46: Medidas de la desviación estándar de la rugosidad, obtenidas de las distintas superficies en diferentes posiciones superficiales. De izquierda a derecha, obtenidas contando el número de granos, con el sensor de ultrasonidos utilizando un impulso y un multiseno como excitación respectivamente.

último caso, se establecen rangos de medida, los que dependen de los parámetros de la rugosidad y de los de adquisición del sistema sensorial.

Basándose en los resultados de estas simulaciones, se elabora y se propone una estrategia de medida para la obtención de parámetros de rugosidad superficial utilizando ultrasonidos en aire, lo que es a continuación comprobado de forma empírica. Los resultados obtenidos empíricamente, revelan una muy buena concordancia tanto con los obtenidos por otros métodos experimentales, como con los planteamientos teóricos, lo que confirma la validez de la estrategia de medida elaborada. No se ha encontrado en la literatura consultada, que ningún autor haya propuesto esta estrategia de medida, por lo que la consideramos como una aportación original de este trabajo.

Como se desprende de los resultados experimentales obtenidos, el método de medida es capaz de suministrar una información que claramente está relacionada con el número y el tamaño de granos que conforman la superficie rugosa.

Principales aportaciones y trabajos futuros

En este último apartado, se presenta un resumen de las principales aportaciones sobre los trabajos realizados en esta tesis en relación a ciertos aspectos que presentan las superficies de objetos a inspeccionar.

El objetivo de la presente tesis ha sido el estudio y la caracterización de ciertas formas e irregularidades superficiales mediante la reflexión de ondas de ultrasonido en aire. Para ello, se ha realizado un amplio análisis teórico y experimental del fenómeno de la reflexión de ondas acústicas sobre la superficie de determinados objetos. Todo esto, para contribuir a conocer mejor y establecer los modelos de los diferentes mecanismos que intervienen en la formación de la señal de eco. Se proponen soluciones y técnicas de medida novedosas, cuyos resultados han sido utilizados con éxito en ciertas aplicaciones prácticas.

Principales aportaciones

Las conclusiones y principales aportaciones de este trabajo ya han sido destacadas en la sección de conclusiones de cada capítulo. No obstante, son presentadas a continuación las que se consideran de especial relevancia, manteniendo el mismo orden en que han sido expuestos en la tesis.

- Se ha realizado una revisión bibliográfica estudiando diferentes sistemas sensoriales de captación de características superficiales, estableciendo unos criterios de clasificación de los mismos, que ofrecen una mejor evaluación integral que los recogidos en la bibliografía.
- Se han analizado diversos aspectos relacionados con el fenómeno de los ultrasonidos en el aire, tales como la generación, la propagación y la reflexión. En cuanto a la propagación, se ha comprobado cuantitativamente la escasa variación del coeficiente de atenuación molecular con la temperatura.
- El método de la integral de convolución, propuesto por Stepanishen, ha sido utilizado para el análisis del proceso de emisión/recepción de ultrasonidos. A partir de medidas del campo, generado por transductores circulares planos en

diferentes posiciones espaciales, se realizan comparaciones con señales sintetizadas. La concordancia de los resultados demuestra que los transductores pueden ser considerados como pistones planos. Esta constatación ha servido además, para corroborar que la respuesta espacial al impulso "RI", es una herramienta precisa para el modelado del campo acústico de emisión.

- Utilizando el método de la RI, se ha deducido una expresión para modelar la señal eléctrica generada en un transductor plano, por la reflexión de ondas acústicas sobre diferentes tipos de reflectores. Se desarrollan además, los algoritmos para sintetizar señales de eco para distintos reflectores, siendo contrastadas con medidas experimentales, determinando que existe un alto grado de similitud entre el modelo y la medida. Con ello se demuestra que las hipótesis asumidas en la obtención del modelo son correctas.
- Se ha introducido una función de sombra para el caso de la reflexión sobre esferas, para no considerar en la integral aquellas zonas del objeto que se encuentran en la región de sombra o de oclusión, lo que permite seguir utilizando el método de la RI para este tipo de reflectores. Se ha obtenido además, la comprobación experimental en aire de la existencia de ondas superficiales y de su mayor influencia en esferas cuyos radios sean comparables a la longitud de onda de la radiación incidente.
- Ha sido desarrollada una expresión matemática, para el cálculo de la resolución axial máxima de un sistema de ultrasonidos operando en modo pulso-eco. Esto resulta de gran utilidad en la práctica, ya que la expresión relaciona de forma sencilla y a través de parámetros fácilmente cuantificables, la máxima resolución que puede obtenerse de un sistema operando en modo pulso-eco.
- Se ha elaborado un procedimiento original, utilizando métodos complementarios, para mejorar la capacidad de resolución de un sistema operando en modo pulso-eco. Por un lado, en el proceso de excitación, se ha aplicado la técnica de compresión de impulsos para emitir un pulso con una potencia mayor, sin aumentar la potencia de pico aplicada al transductor. Por otro lado, en el tratamiento de la señal, se utiliza la deconvolución para separar los diferentes ecos componentes de la señal. Este método ha sido comprobado y evaluado de modo experimental, presentando ventajas adicionales sobre otros y suponiendo una aportación clara de la presente tesis doctoral.
- Una de las tareas llevada a cabo, que constituye una aportación importante, ha sido el diseño, la realización y la integración de la estación de inspección del nivel de líquido, en la planta de embotellado ROBOPACK, en la que se ha resuelto el problema de la obtención de la medida dinámica del nivel de llenado, con precisiones y repetitividad del orden del milímetro, con un rango operativo de 500 mm.
- Se ha realizado un estudio de la solución planteada por Beckmann y Spizzichino, para el modelado de la reflexión de ondas electromagnéticas sobre superficies rugosas y su adaptación para el caso de las ondas acústicas. A partir del modelo anterior, se ha efectuado un análisis detallado del comportamiento del coeficiente de reflexión de superficies rugosas, y se ha llegado a la conclusión que, para determinados rangos, resulta más conveniente operar en la región difusa del lóbulo de reflexión.

- Por último, se propone y elabora una metodología de medida para la obtención de características de rugosidad superficial utilizando ultrasonidos en aire, lo que es comprobado de forma experimental. Los resultados conseguidos empíricamente, revelan una muy buena concordancia tanto con los obtenidos por otros métodos experimentales, como con los planteamientos teóricos, lo que confirma la validez de la estrategia de medida elaborada.

Existe un creciente interés en utilizar ultrasonidos en aire para obtener características geométricas de superficies obviando los problemas de los métodos ópticos, ese interés está fundamentado principalmente en la naturaleza sin contacto de esta técnica, lo que evita posibles daños tanto al elemento transductor como a la superficie. Esta circunstancia permite elaborar métodos de medidas más operativos y rápidos, sin invadir físicamente el proceso en estudio.

A modo de corolario es preciso hacer notar que el tema de la caracterización superficial es de un interés evidente, presentando distintas facetas tales como geometrías y formas complejas, tamaño y rugosidades entre otros. La resolución de estos problemas mediante reflexión ultrasónica supone una cierta novedad al estar este tema escasamente tratado en la bibliografía. En esta tesis sin embargo, además de las aportaciones que presenta para un mejor conocimiento de los fenómenos de emisión, reflexión y recepción de ultrasonidos, como de tratamiento de señal, ofrece una alternativa muy válida para los procesos integrales de inspección que pueden ser solventados como demuestran los problemas reales abordados y resueltos en este trabajo en gran medida.

Queda no obstante un largo camino por recorrer y numerosos problemas por solucionar. A ese respecto, en la siguiente sección se hace una breve introducción a algunos de ellos.

Líneas futuras de investigación

La estrategia de medida elaborada en esta tesis para la obtención de parámetros de rugosidad, constituye un claro ejemplo de utilización de ultrasonidos en el campo de la inspección automática. Sin embargo, la inspección de superficies en continuo a velocidades elevadas puede acarrear dificultades para la técnica pulso-eco presentada, debido al efecto Doppler, a los desplazamientos y a los tiempos de medida entre otros. En ese sentido, en nuestro grupo ya se han iniciado tareas de investigación para intentar resolver dichas dificultades. Uno de los métodos para intentar superar estos problemas, consiste en excitar los transductores en modo continuo a medida que se realiza el barrido sobre la superficie. De la señal obtenida en estos procedimientos se trata de obtener parámetros que indiquen el estado de la superficie, a través de la utilización de diversas técnicas de procesamiento.

Las técnicas de procesamiento de señal presentadas y evaluadas en este trabajo, pueden ser de gran utilidad en la solución de algunos de los problemas de los robots móviles, que utilizan ultrasonidos como ayuda a la navegación. Específicamente lo son en lo que se refieren a la función de excitación de los transductores de ultrasonidos, con los que se pueden conformar la forma del pulso emitido para optimizar determinados criterios. A este respecto, en nuestro grupo existen proyectos de investigación en marcha en los que

se están ensayando dichas técnicas.

Por último quisiéramos destacar, que el avance en la fabricación de nuevos materiales con características óptimas para el diseño de transductores de ultrasonidos en aire, tales como el PVDF por ejemplo, hará posible el diseño de transductores con mayor eficiencia para su utilización en aire. Con estos transductores y a través de las diversas técnicas presentadas en este trabajo, se podrían obtener mejores resultados en un futuro.

Apéndice A

Señales obtenidas para el estudio del campo acústico de presión

En este apéndice se presentan las señales obtenidas en la experiencia realizada en el centro de mecanizado, para el estudio de la distribución del campo de presión acústico reflejado por las distintas superficies rugosas. En la experiencias, las diferentes señales han sido obtenido a intervalos de 5° y para valores del ángulo de inclinación $\theta_3 \neq 0$; sin embargo, por razones de espacio no serán presentadas en su totalidad.

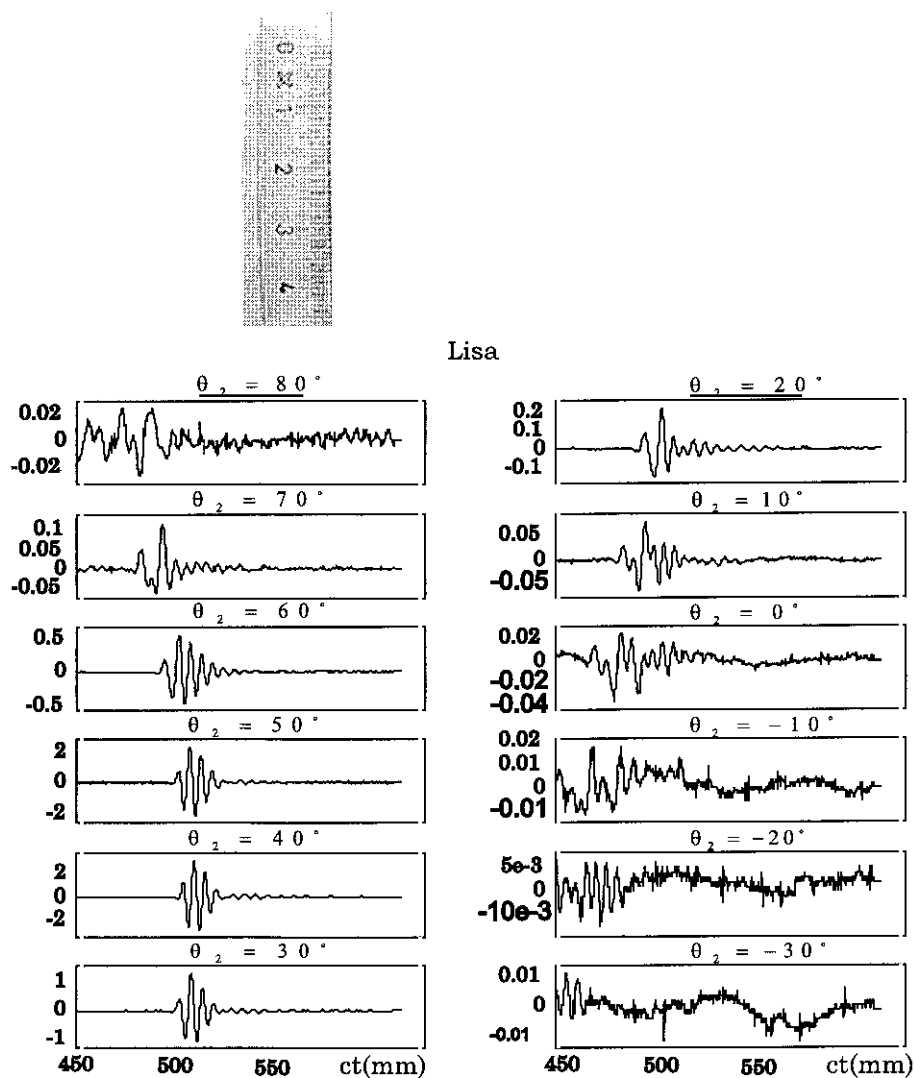


Figura A-1: Fotografía de la superficie lisa. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$ KHz, utilizando un impulso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

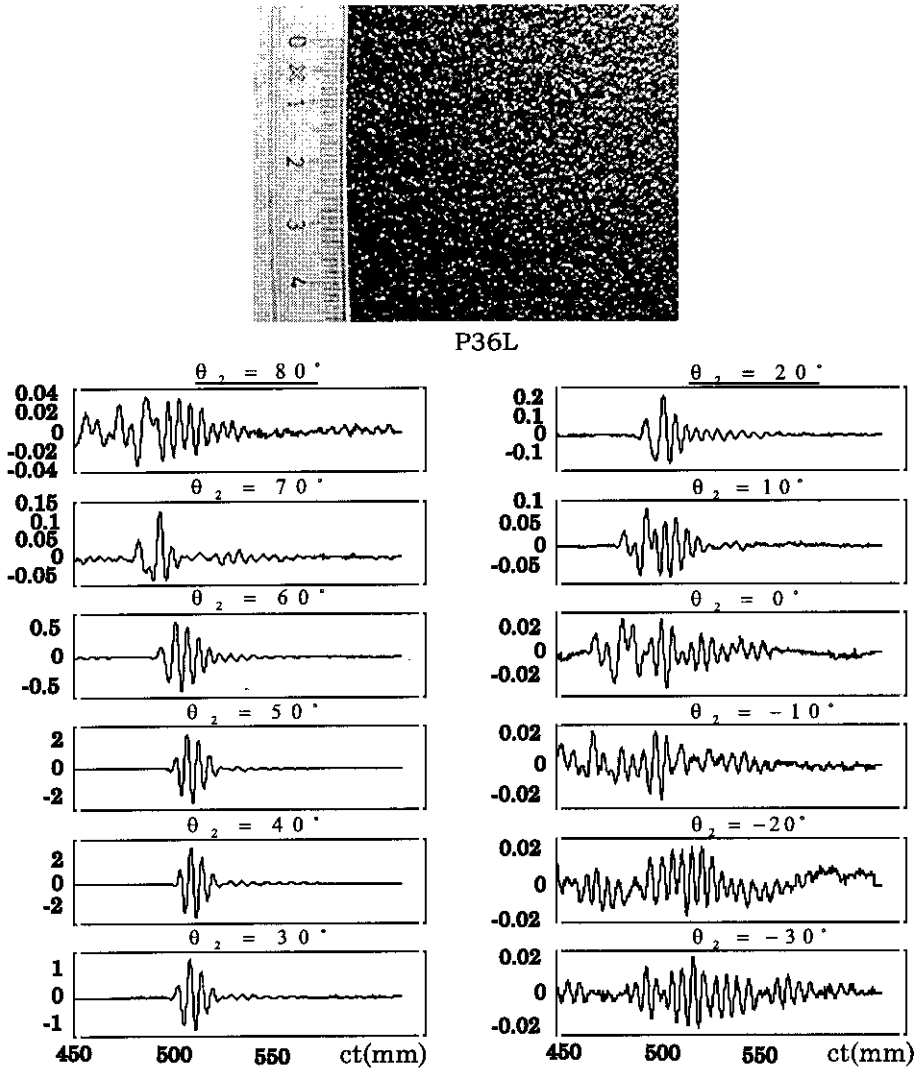


Figura A-2: Fotografía de la lija P36L. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$ KHz, utilizando un impulso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z , $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

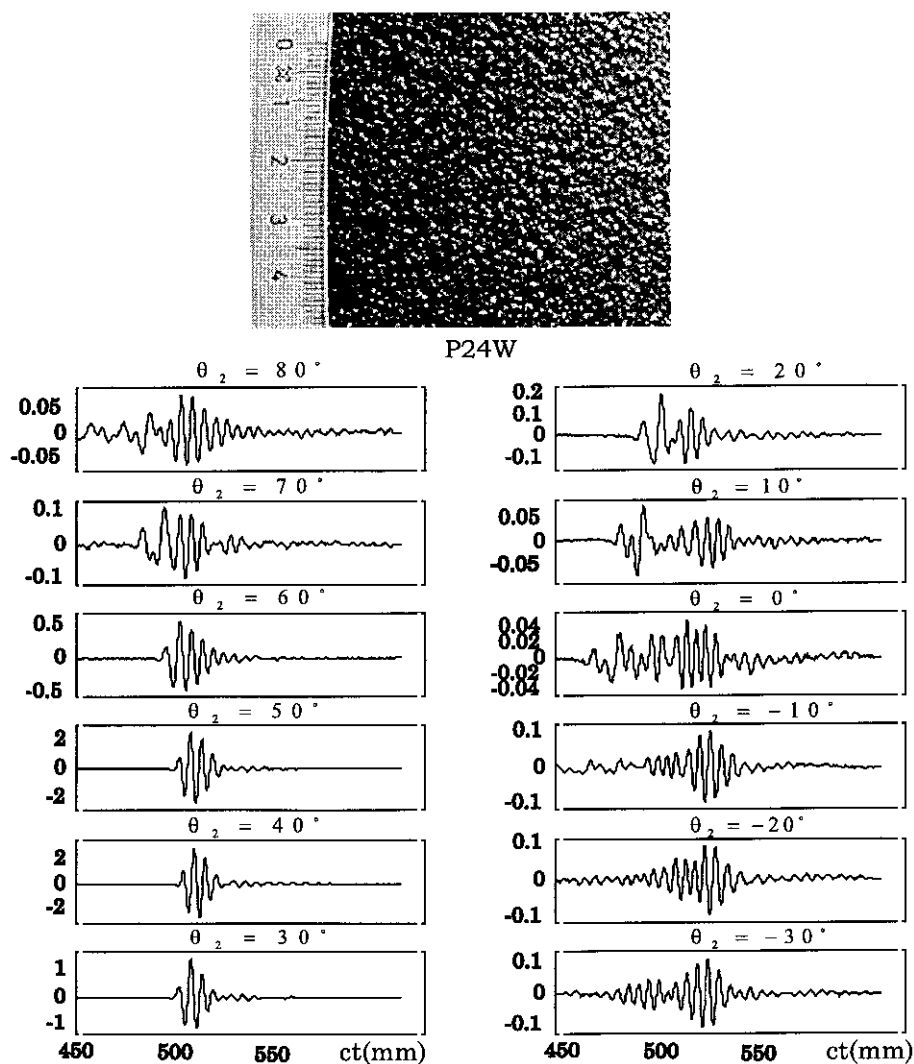


Figura A-3: Fotografía de la lija P24W. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$ KHz), utilizando un impulso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

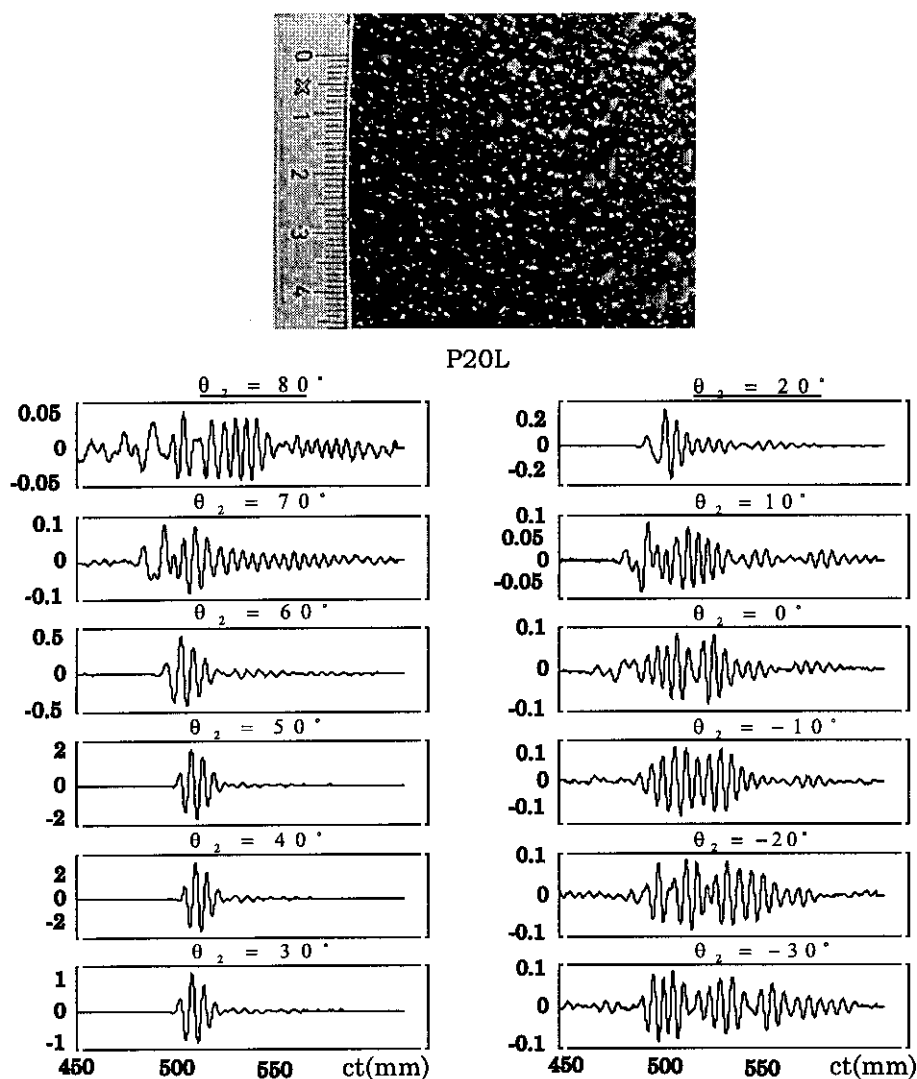


Figura A-4: Fotografía de la lija P20L. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$) KHz, utilizando un impulso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

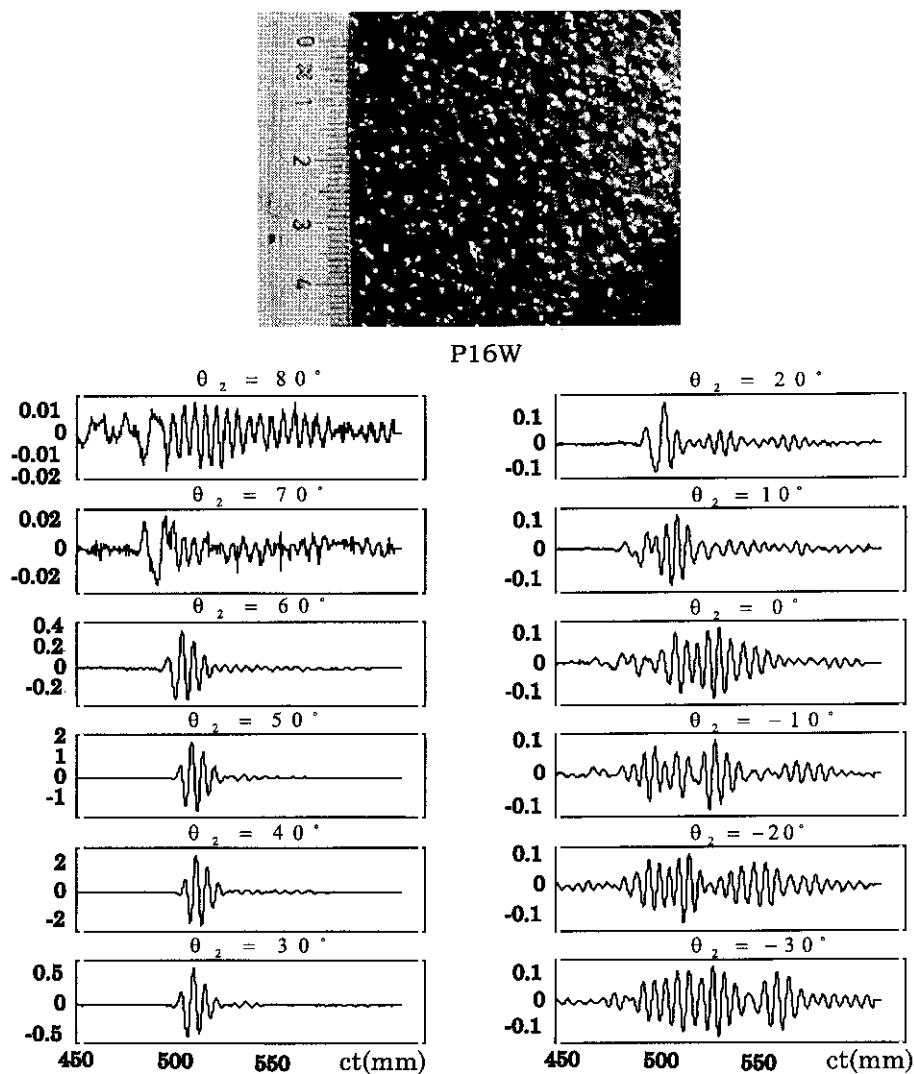


Figura A-5: Fotografía de la lija P16W. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$ KHz), utilizando un impulso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

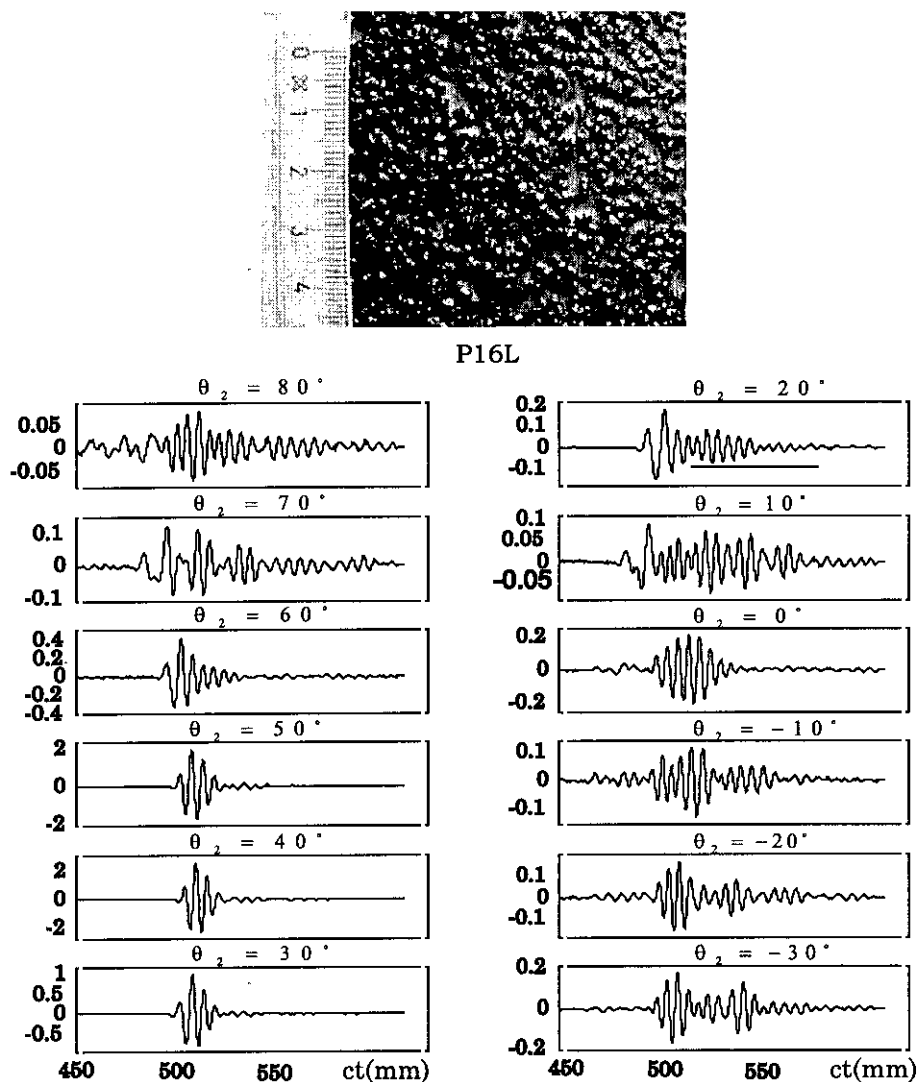


Figura A-6: Fotografía de la lija P16L. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$ Khz), utilizando un impulso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

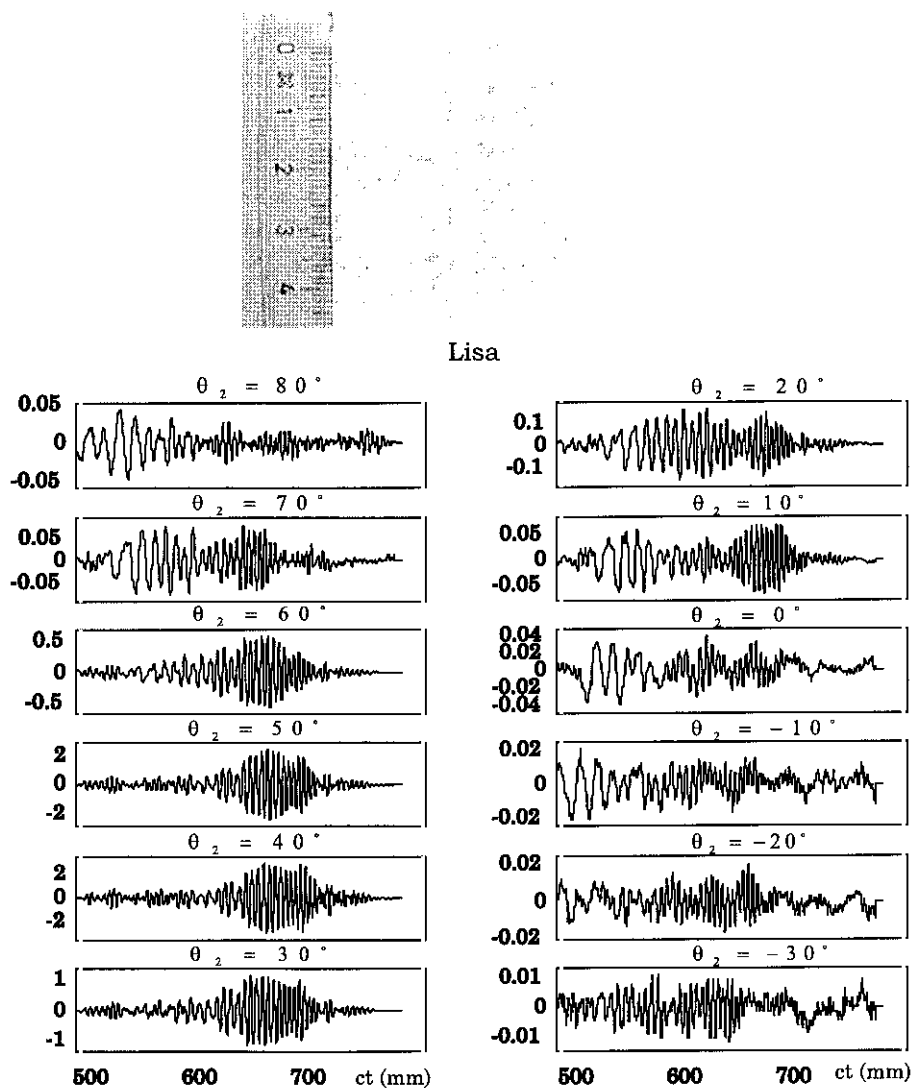


Figura A-7: Fotografía de la superficie lisa. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$) KHz, utilizando un multisenso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

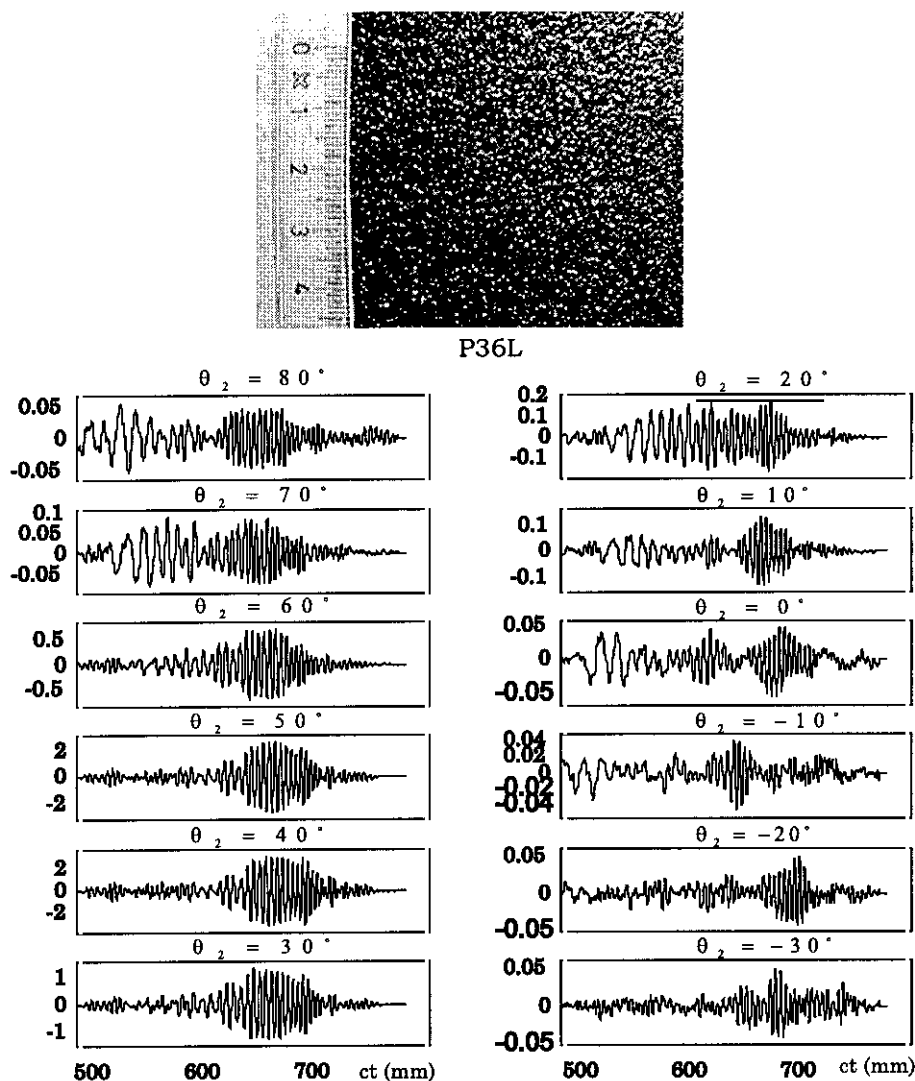


Figura A-8: Fotografía de la lija P36L. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$) KHz, utilizando un multiseno como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

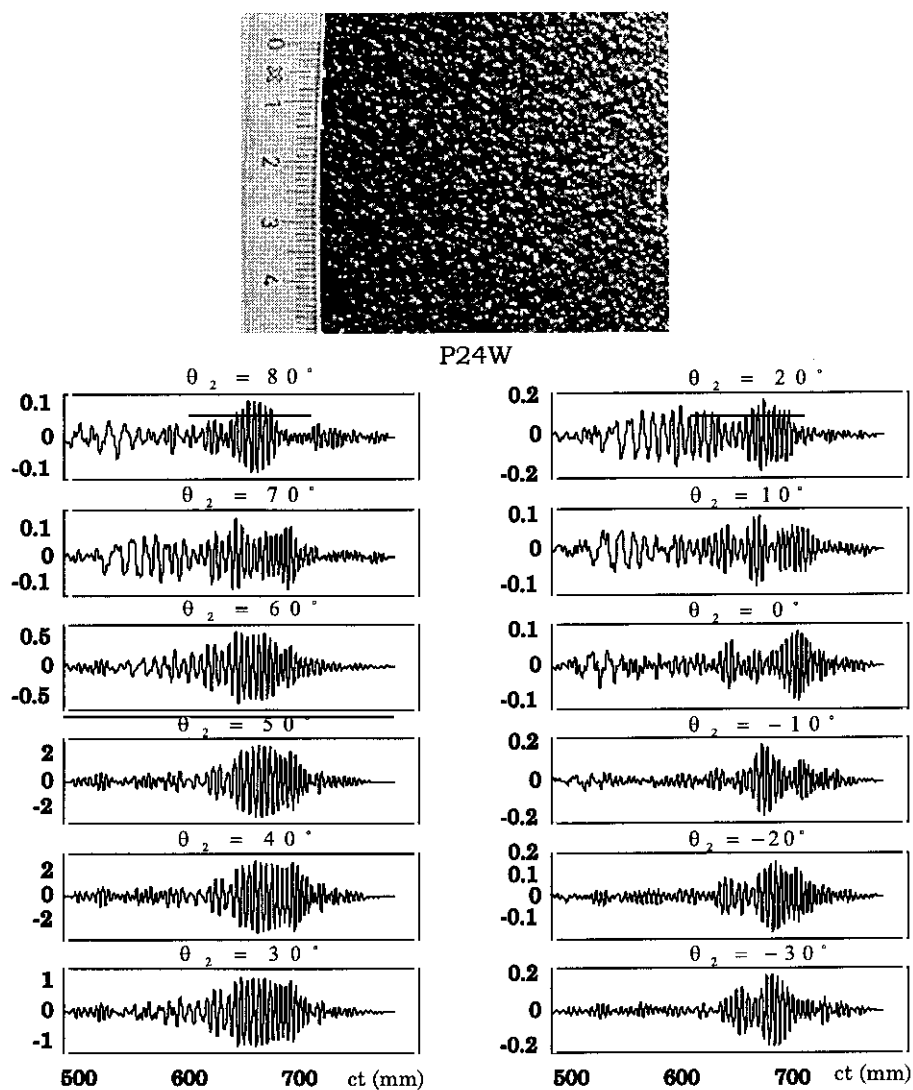


Figura A-9: Fotografía de la lija P24W. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$) KHz, utilizando un multiseno como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

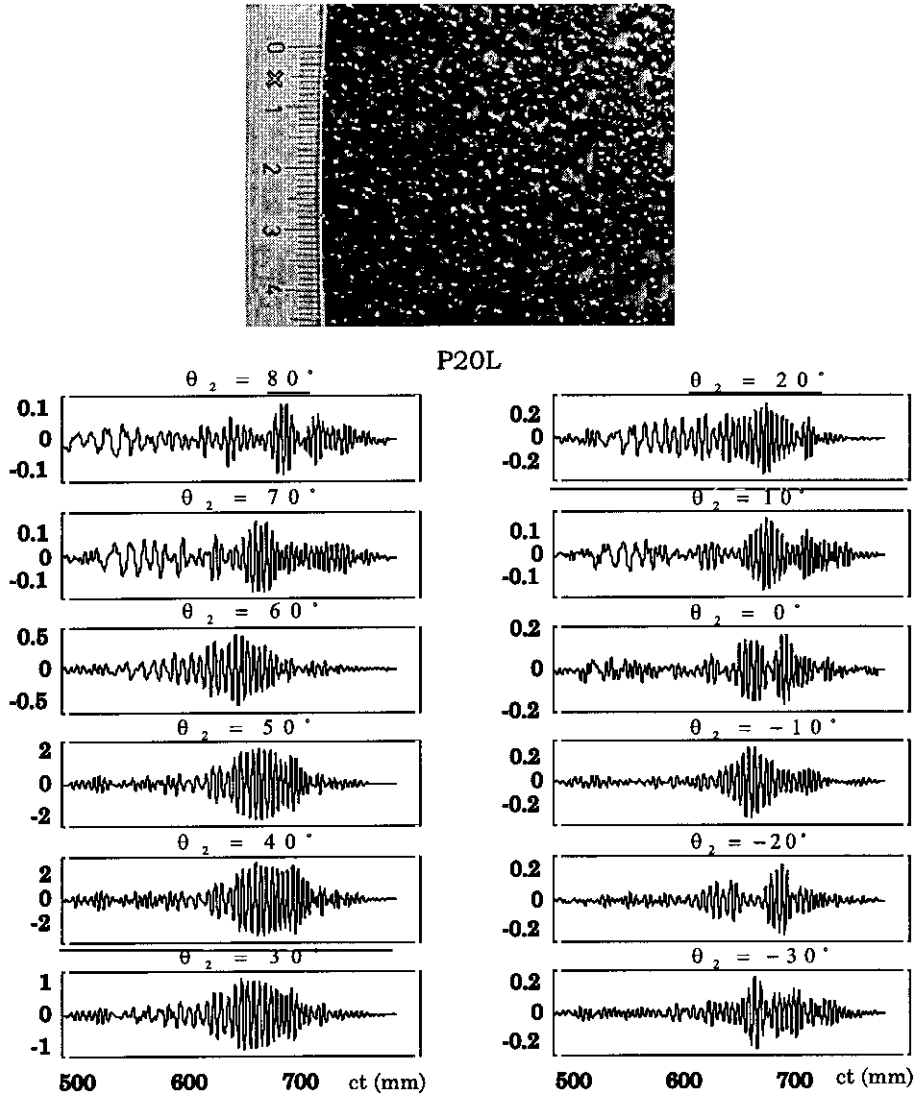


Figura A-10: Fotografía de la lija P20L. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$) KHz, utilizando un multiseno como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z , $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

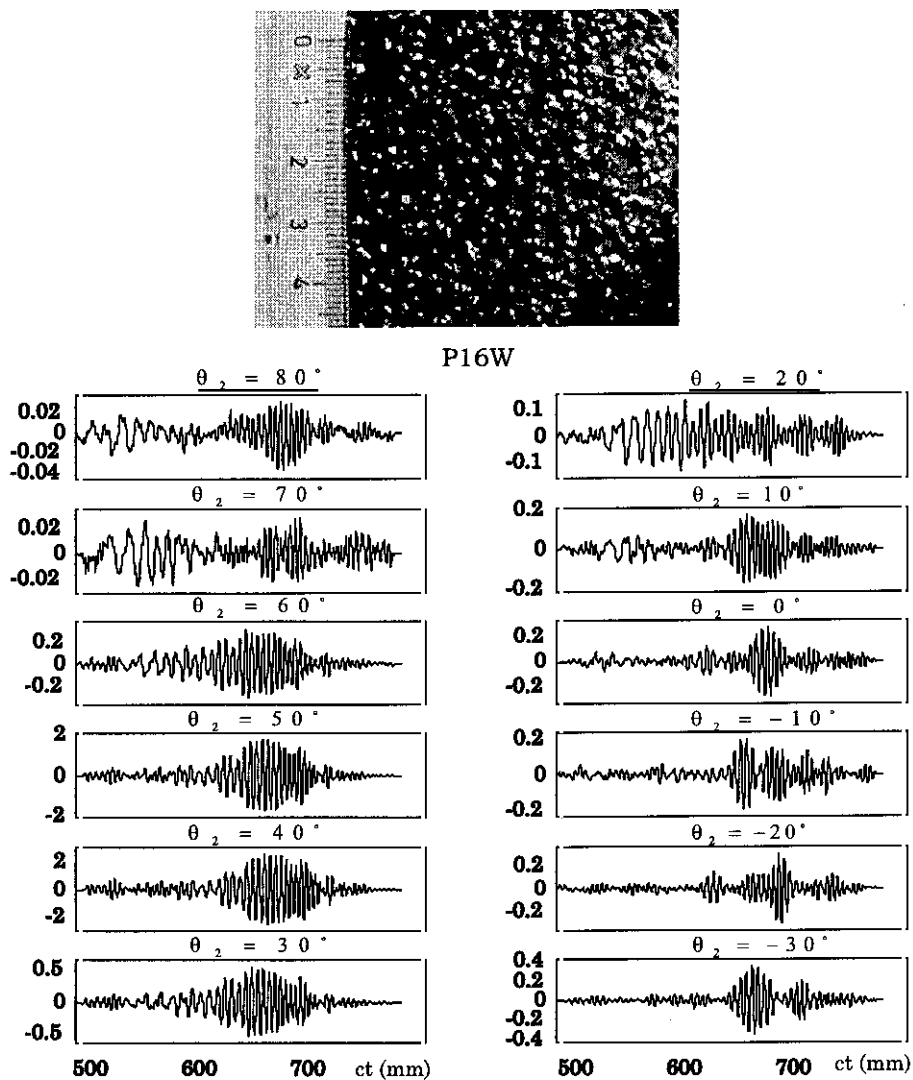


Figura A-11: Fotografía de la lija P16W. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$) KHz, utilizando un multisenso como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ, \theta_2 = 70^\circ, \theta_2 = 60^\circ, \theta_2 = 50^\circ, \theta_2 = 40^\circ, \theta_2 = 30^\circ, \theta_2 = 20^\circ, \theta_2 = 10^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_2 = -10^\circ, \theta_2 = -20^\circ, \theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

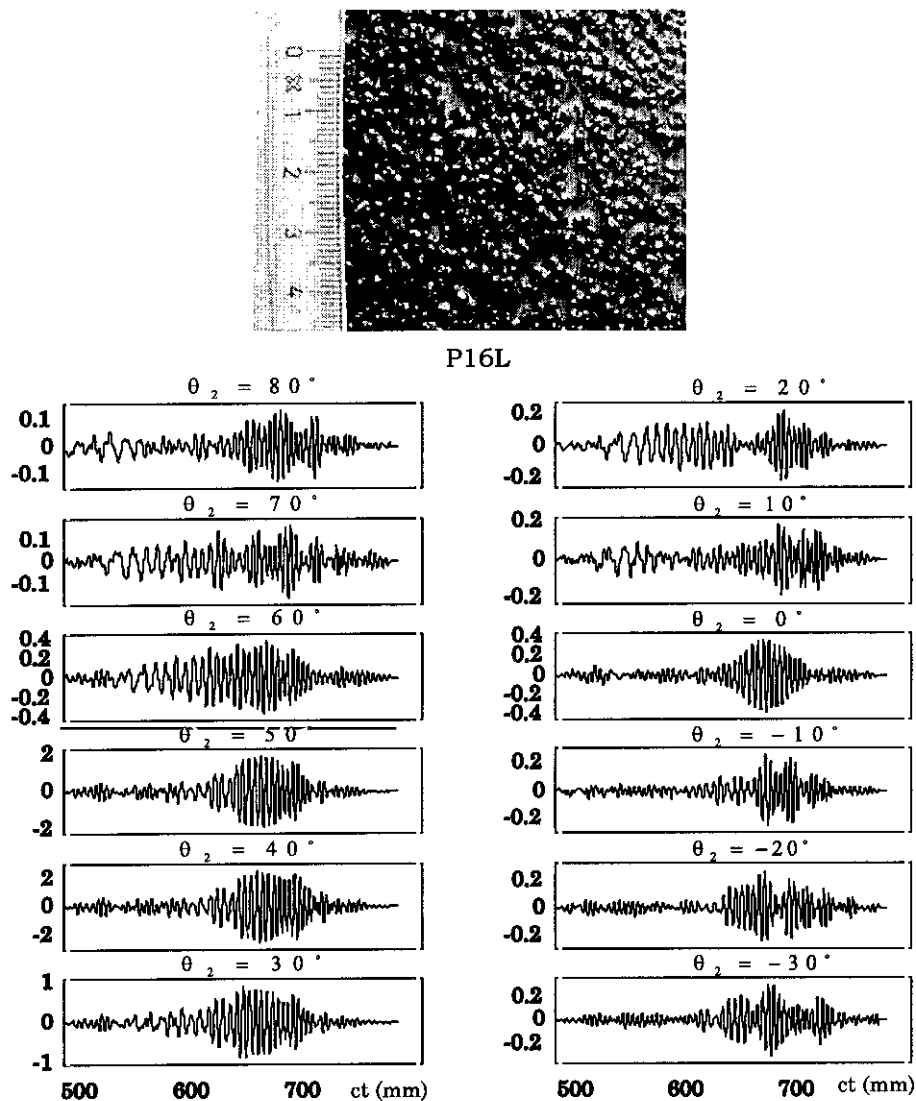


Figura A-12: Fotografía de la lija P16L. Señales ultrasónicas obtenidas con el transductor capacitivo ($f = 55$ KHz), utilizando un multiseno como excitación. El ángulo del emisor respecto al eje Z, $\theta_1 = 45^\circ$. De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha. Ángulo del receptor $\theta_2 = 80^\circ$, $\theta_2 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_2 = -10^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

Apéndice B

Datos técnicos de transductores y dispositivos utilizados en las distintas experiencias.

En este apéndice se presentan los datos técnicos de los transductores de ultrasonidos que han sido utilizado en el desarrollo del trabajo, así como los de algunos dispositivos utilizados en la configuración de los sistemas sensoriales montados.

Technical Specifications for

Polaroid

600 Series

Instrument Grade Electrostatic Transducer

This instrument Grade electrostatic transducer is specifically intended for operation in air at ultrasonic frequencies. The assembly comes complete with a perforated protective cover.

Specifications:

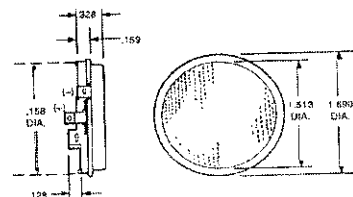
Usable Transmitting Frequency Range
Usable Receiving Frequency Range
Beam Pattern
Minimum Transmitting Sensitivity at 50 kHz
300 vac pk-pk, 150 vdc bias
(dB re 20 μ Pa at 1 meter)
Minimum Receiving Sensitivity at 50 kHz
150 vdc bias (dB re 1v / Pa)
Suggested DC Bias Voltage
Suggested AC Driving Voltage (peak)

See Graph
See Graph
See Graph
110 dB

-42 dB

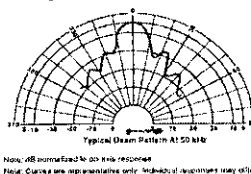
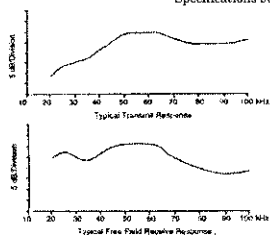
150 V

130V



Maximum Combined Voltage 400 V
Capacitance at 1 kHz (Typical) 400 - 500 pf
150 vdc bias
Operating Conditions
Temperature -20° - 160° F
Relative Humidity 5 % - 95 %
Standard Finish
Foil Gold
Housing Flat Black
Cold Roll Steel

Specifications subject to change without notice.



Note: dB normalized to 200 kHz response
Note: Curves are representative only. Individual instruments may differ.

Figura B-1: Hoja de datos técnicos del transductor capacitivo de Polaroid, de la serie 600 utilizado en la elaboración del sensor de rugosidades y en las validación del campo de presión.

**Model E-188
Specifications**

	E-188/220
Frequency at Receiving Sensitivity	220 kHz 2.5 kHz
Bandwidth (Transmitting)	25 kHz
Transmitting Sensitivity (dB vs 1 ubar) per volt at 1 foot	+20
Receiving Sensitivity (dB vs 1 volt/ubar)	-77
Driving Voltage (10% duty cycle)	50 Vpp
Nominal Impedance	1000 ohm
Total Beam Angle (-3dB) Conical	10°
Operating Temperature	0 - 70° C
Humidity	0 - 90 %
Weight	10 grams

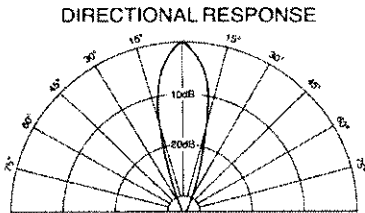
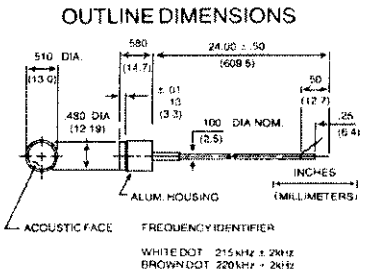


Figura B-2: Características técnicas, dimensiones y lóbulo del transductor piezoeléctrico, el E-188/220 de Massa, utilizado en la realización del medidor de nivel de líquidos en continuo, para la planta de embotellado ROBOPACK y en otras experiencias de la tesis.

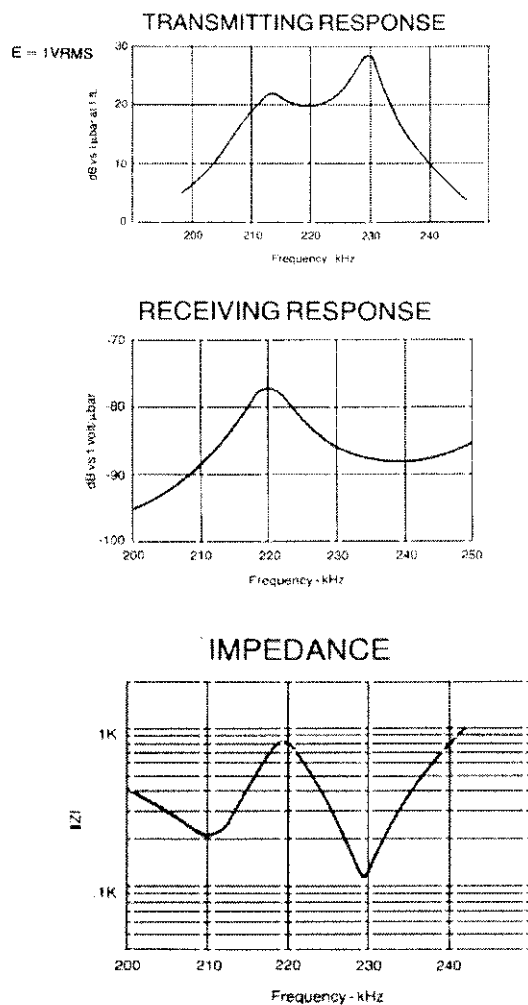
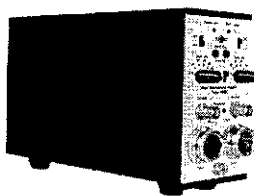


Figura B-3: Gráficas de la respuesta en frecuencia en emisión, recepción e impedancia eléctrica característica del transductor piezoeléctrico, el E-188/220 de Massa, utilizado en la realización del medidor de nivel de líquidos en continuo, para la planta de embotellado ROBOPACK y en otras experiencias de la tesis.



5935 Dual Microphone Supply

5935 is a battery operated two channel phase matched microphone power supply with selectable feed-through gain (0 - 10 - 20 - 30 - 40dB - 50dB) and frequency response (Lin - A - weighted). Selection is made via front panel switches and is possible for each channel individually. + - 5dB screwdriver adjustment on front plate.

Front panel further includes INPUTS (2*BK 7 pin microphone socket) and OUTPUTS (2*BNC sockets - transferring the buffered/amplified linear/A - weighted signals selected by switches, AC coupled).

Power on/off switch and LED indicators for Power on, Batt low, and overload for each channel.

On the rear panel 4 BNC sockets (2 for each channel) are connected DC coupled to the A - weighted and linear signals. Due to the phase matching.

Power input (7 pin DIN) for use with ZG 0113 and ZO 0283 (main supply) and charge for NiCD batteries.

External input plugs for connection of external Heater Supply for the 2639/2645 Preamplifiers (if required/necessary).

An internal switch - accessible behind bottom plate - allows selection of 0V, 28V or 200V polarization Voltage.

Specifications

Selfgenerated noise (input short circuited): Measured with 2636 in linear						
	0dB	10dB	20dB	30dB	40dB gain	50dB gain
A-weight	<30 μ V	<30 μ V	<40 μ V	<40 μ V	<70 μ V	<230 μ V
Linear	<30 μ V	<40 μ V	<40 μ V	<100 μ V	<280 μ V	<800 μ V
Measured with 2636 (22.4Hz - 22.4kHz)						
	0dB	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
A-weight	<13 μ V	<13 μ V	<15 μ V	<30 μ V	<70 μ V	<230 μ V
Linear	<13 μ V	<15 μ V	<15 μ V	<35 μ V	<100 μ V	<320 μ V
3dB Frequencies (LIN)	: 0.5 Hz and 100kHz (nominally)					
Phase matched	50Hz < 17 m° 1000Hz < 66 m° 6.3kHz < 420 m°					
Max. Signal Level (In/Out)	: 5V RMS (sine) - outputs AC coupled on front and DC coupled on rear.					
Max. Output Current	: 15mA (each channel)					
Max. Output Power	: 20mW (each channel)					
Battery life (continuous use)	: 70 hours (Alkaline battery) 25 hours (NiCD battery)					
Supply Current (at 4V)	: approximately 160mA 180mA w. 2*2639 Preamps.					
 Charge voltage must only be applied when using rechargeable batteries						

Figura B-4: Datos técnicos de la fuente de polarización y amplificador de micrófonos 5935 de Bruel & Kjaer.



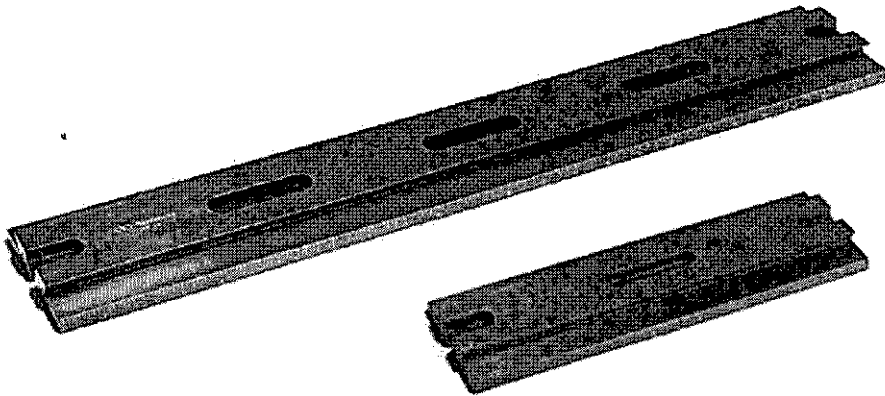
Pressure-field 1/8 -inch Microphone Type 4138 is for very high-frequency, high-level and pulse measurements.

Response: Pressure-field and random
Sensitivity: 1mV/Pa
Polarization voltage: 200V
Frequency range: 6.5Hz to 140kHz
Dynamic range: 56 to 168dB with Preamplifier 2633/70 and Adaptor UA 0160
Dynamic range: 55 to 168dB with Preamplifier 2639/69 and Adaptor UA 0036
Venting: Side

Falcon™ Range 1/4 -inch Microphone Preamplifier Type 2670 for use with 1/4 -inch condenser microphones and for 1/8 -inch microphones with Adaptor UA 0160. Charge Injection Calibration is incorporated. Fulfills EMC requirements. Fixed cable with LEMO plug.

Dimensions: Ø 6.35 x 110mm
Frequency range: 3Hz to 200kHz
Attenuation (typical): 0.25dB
Input impedance: 15GOhm || 0.4pF
Max. output current: 20mA (peak)
Output impedance: 250hm
Noise, A-weighted: < 2.2µV
Phase non-linearity: < 20mdeg at 50Hz

Figura B-5: Micrófono 4138 y preamplificador 2670 de Bruel & Kjaer, utilizados en la validación del campo de presión.



The PRL Series Precision Rails and PRC Series Carriers are easy to use, with a convenient dovetail rail design.

The rail/carrier system is designed to provide maximum versatility in minimum table space. Each rail's mounting slots are compatible with English or metric table hole patterns.

Figura B-6: Raíles PRL36 de NEWPORT, utilizados en la realización de los barridos con los transductores de ultrasonidos.

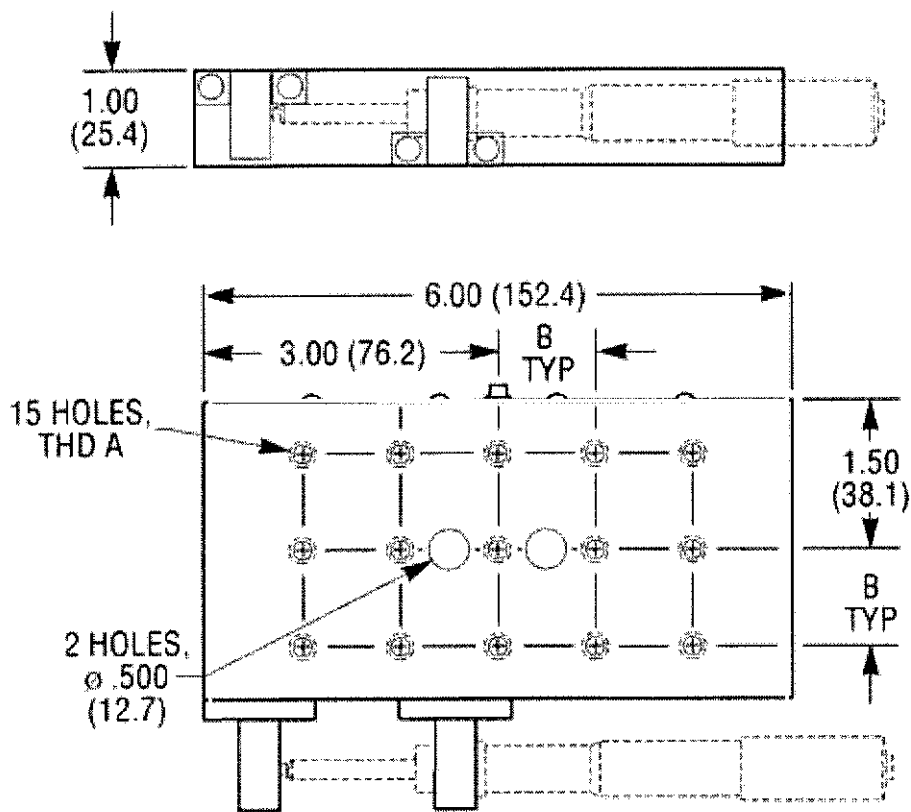


Figura B-7: Diagramas de las unidades de traslación mecánica (M-443 NEWPORT) y tornillo micrométrico SM-50.

Characteristics

Different measurement ranges from
0.5 - 400 mm
Measurement range over 400 mm upon request
Measuring frequency 10 kHz, 25 kHz or 500 kHz
For each application the proper type
Analog output ± 10 VDC
Resolution / repeatability $< 0.1 \mu\text{m}$
Independent of surface texture and color differences
Automatic adaption to black surfaces
Focused light spot, diameter down to 50 μm
Immune to ambient light up to 20,000 Lux
Selectable integration time 0.04/0.2/2/20 ms
Threshold value for too far / OK / too close adjustable
Analog output for reflected light intensity
Self-test outputs for not enough / too much light
Thickness measurement also with translucent objects

Surface related measurement difficulties**Influence of materials and colors**

The objects to be measured can be made of nearly all materials, for instance metal, plastics, ceramics, rubber and paper. Only highly reflective objects and liquids should be subject of special consideration. Glass and mirroring surfaces can only be measured by the M54 sensors.
The sensor needs a minimum diffuse reflection of 10% to perform correctly.

Scratches within the light spot

Strong variations of the object-surface within the light spot may lead to a false resolving of the distance.

Analyzing surface scratches using this effect can lead to accurate measurements.

For moving objects the average (integrated) measured values will remain constant, i.e. positive and negative flanks will cancel out.

Stray light

The projected light beam results in a small amount of stray light, which will be reflected to the sensor. If however strong reflecting surfaces cause the stray light to be directly reflected into the sensor, errors may occur.

Homogeneous surfaces with consistent reflecting properties do not cause such failures. If the shiny part is outside of the light spot, failures are $< 2\%$. To minimize these failures the use of the M5 / LASER sensor is recommended, having a smaller light spot than the M5 / LED sensor.

Penetration of the light beam into the object

Transparent plastic or cloudy liquids will allow the light beam to penetrate up to a certain depth, before being reflected. This depth has to be added to the measured distance and can be verified by some additional experiments.

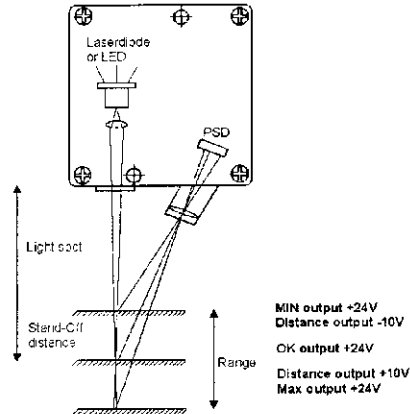
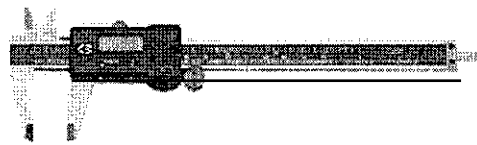
Operation principle

Figura B-8: Principio de operación y características del telémetro óptico M5/LED de la marca MEL utilizado en la obtención de perfiles de las superficies rugosas experimentadas.

Fowler Ultra- Cal III



Sylvac's Ultra-Cal III caliper represents the latest innovation in electronic measuring instruments. Designed and built by Sylvac of Switzerland, this gage uses a totally new, high accuracy capacitive sensor. This patented technology will lead the way toward an entire family of measuring products - all at a reasonable price.

Specifications:

Available in 0-6" / 150 mm, 0-8" / 200 mm and 0-12" / 300 mm models. Offers inside, outside, depth, & step measurement. Accuracy .001" (0.02 mm); resolution .0005" (.01 mm); repeatability 1 digit 10 μm . Sliding internal top cross jaw. Hardened stainless steel construction. Temperature range 5-40c working; -20 to 60c in storage.

Figura B-9: Datos técnicos del calibre utilizado en la obtención de las alturas de las superficies rugosas.

Bibliografía

- [AENOR, 1986a] AENOR (1986a). *Rugosidad superficial. Parámetros, sus valores y las reglas generales para la determinación de las especificaciones*. AENOR.
- [AENOR, 1986b] AENOR (1986b). *Rugosidad superficial. Superficies y sus parámetros*.
- [AENOR, 1991] AENOR (1991). *Instrumentos de medida de la rugosidad de las superficies por el método del perfil*. AENOR.
- [AENOR, 1992] AENOR (1992). *Clasificación de los aparatos y dispositivos que sirven para medir y evaluar los parámetros geométricos de los estados de la superficie*.
- [Anaya, 1990] Anaya, J. J. (1990). *Utilización de la Respuesta al Impulso para Identificación y Visión por Ultrasonidos en Aplicaciones de Robótica*. Tesis doctoral, Univ. Complutense de Madrid - Facultad de Ciencias Físicas, Dpto. Informática y Automática.
- [Anaya, 1992] Anaya, J. J., Ullate, L. G., y Fritsch, C. (1992). A method for real - time deconvolution. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(3):413-419.
- [Anderson, 1979] Anderson, B. y Moore, J. (1979). *Optimal Filtering*. Prentice Hall.
- [Arie, 1994] Arie, J. B. y Rao, K. R. (1994). Optimal template matching by non-orthogonal image expansion using restoration. *Int. J. Machine Vision and Apps.*, 7:69-81.
- [Audenaert, 1992] Audenaert, K., Peremans, H., y et al. (1992). Accurate ranging of multiple objects using ultrasonic sensors. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 1733-1738.
- [Baribeau, 1992] Baribeau, R., Rioux, M., y Godin, G. (1992). Color reflectance modeling using s polychromatic range sensor. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 14(2):263-269.
- [Barshan, 1990] Barshan, B. y Kuc, R. (1990). Differentiating sonar reflections from corners and planes by employing an intelligent sensor. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 12(6):560-569.
- [Bashford, 1996] Bashford, A., Hutchins, D. A., y Schindel, D. (1996). Radiated fields of an air - coupled ultrasonic capacitance transducer. *Ultrasonics.*, 34:169 - 172.

- [Bau, 1994] Bau, H., Rooij, N. D., y Kloeck, B. (1994). *Sensors: A Comprehensive Survey - Mechanical Sensors*. VCH.
- [Beckmann, 1987] Beckmann, P. y Spizzichino, A. (1987). *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. Artech House.
- [Bennia, 1990] Bennia, A. y Riad, S. (1990). An optimization technique for iterative frequency domain deconvolution. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 39(2):358–362.
- [Betta, 1993] Betta, G. y Daponte, P. (1993). Detection of echoes in noisy environments for multilayer structure characterization. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 42(4):834 – 841.
- [Bjorno, 1988] Bjorno, L. (1988). Ultrasonic sensors. *Sensors and Sensory Systems for Advanced Robots*, 43:309–339.
- [Boyle, 1970] Boyle, W. S. y Smith, G. E. (1970). Charge-coupled semiconductor devices. *Bell Syst. Tech. J.*, 49:487–.
- [Bracewell, 1986] Bracewell, R.Ñ. (1986). *The Fourier Transform and Its Applications*. McGraw Hill.
- [Brüel, 1982] Brüel y Kjar (1982). *Condenser Microphones and Microphone Preamplifiers for acoustic measurements*. Brüel & Kjaer.
- [Brock, 1983] Brock, M. (1983). *Fourier analysis of surface roughness*. Bruel & Kjaer.
- [Bryant, 1984] Bryant, R. C. y Bogner, R. E. (1984). Ultrasonic surface imaging in adverse environments. *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, 31(4):373–390.
- [Bullington, 1954] Bullington, K. (1954). Reflection coefficients of irregular terrains. *Proc. I.R.E.*, 42(0):1258–1262.
- [Caicedo, 1995] Caicedo, E. (1995). *Sistema de Identificación de Objetos Mediante Sensores de Ultrasonidos Basado en un Modelo Paramétrico*. Tesis doctoral, Univ. Politécnica de Madrid - Esc. Superior de Ingeniero Industriales, DISAM.
- [Calderón, 1984] Calderón, L. (1984). *Sensor ultrasónico adaptativo de medida de distancias. Aplicación en el campo de la Robótica*. Tesis doctoral, Univ. Complutense de Madrid - Facultad de Ciencias Físicas, Dpto. Electricidad y Electrónica.
- [Canhui, 1993] Canhui, C. y Regtien, P. (1993). A versatile ultrasonic ranging system. *Sensor Review*, 13(1):22–25.
- [Carpenter, 1984] Carpenter, P.Ñ. y Stepanishen, P. R. (1984). An improvement in the range resolution of ultrasonic pulse echo system by deconvolution. *J. Acoust. Soc. Am.*, 75(4):1084–1091.
- [Carr, 1993] Carr, H. y Wykes, C. (1993). Diagnostic measurements in capacitive transducers. *Ultrasonics*, 31(1):13 – 20.

- [CEN00227, 1977] CEN00227 (1977). *Surface characteristics-Transverse evenness, parameters for transverse evenness and dynamic methods of measurement*. CEN, Brussels.
- [Ceres, 1986] Ceres, R. (1986). *Electrónica Hoy*, (14):85'87.
- [Ceres, 1998] Ceres, R., Calderón, L., y Vargas, E. (1998). Fruits classification by geometric parameters using ultrasound. *Proc. Physiological and Technological Aspects of Gaseous and Thermal - Treatments of Fresh Fruit & Vegetables*.
- [Chande, 1984] Chande, P. K. y Sharma, P. C. (1984). A fully compensated sensor for distance measurement. *IEEE Trans. Inst. And Meas.*, 33:128-129.
- [Chapman, 1971] Chapman, S. (1971). Size, shape, and orientation of sonars targets measured remotely. *AJP*, 39(0):1181-1189.
- [Chen, 1986] Chen, C. H. (1986). *Seismic and Underwater Acoustic Waveform Analysis , Handbook of Pattern Recognition and Image Processing*. Academic Press Inc. , Editado por Young y K. Fu.
- [Cobo, 1994] Cobo, P. (1994). Signals processing techniques to increase the vertical resolution of sea bottom echograms. *Current Topics in Acoustic.*, 1:1-12.
- [Cobo, 1995] Cobo, P. (1995). Application of shaping deconvolution to the generation of arbitrary acoustic pulses with conventional sonar transducers. *Journal of Sound and Vibration.*, 188(1):131 - 144.
- [Cohen, 1997] Cohen, Y., Xue, T., y Lih, S. (1997). Polymer piezoelectric transducers for ultrasonic nde. *Ultrasonic NDT*.
- [Cook, 1982] Cook, R. y Torrance, K. (1982). A reflectance model for computer graphics. *ACM Transactions on Graphics*, 1(1):7-24.
- [Cracknell, 1983] Cracknell, A. P. (1983). *Ultrasonidos*. Paraninfo.
- [Crilly, 1991] Crilly, P. B. (1991). A quantitative evaluation of various iterative deconvolution algorithms. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 40(3):558-562.
- [Dalenbäck, 1994] Dalenbäck, B., Kleiner, M., y Svensson, P. (1994). A macroscopic view of diffuse reflection. *J. Audio Eng. Soc.*, 42(10):793-807.
- [D'Antonio, 1992a] D'Antonio, P. y Konnert, J. (1992a). The directional scattering coefficient: Experimental determination. *J. Audio Eng. Soc.*, 40(12):997-1017.
- [D'Antonio, 1992b] D'Antonio, P. y Konnert, J. (1992b). The qrd diffractal: A new one- or two dimensional fractal sound diffusor. *J. Audio Eng. Soc.*, 40(3):117-128.
- [Daponte, 1996] Daponte, P., Fazio, G., y Molinaro, A. (1996). Detection of echoes using time - frequency analysis techniques. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.*, 45(1):30-40.

- [Dario, 1982] Dario, P., Bardelli, R., y Rossi, D. D. (1982). Touch. sensitive polymer skin uses piezoelectric properties to recognise orientation of objects. *Sensor Review*, pages 194–198.
- [Dario, 1987] Dario, P. y Buttazzo, G. (1987). An anthropomorphic robot finger for investigating artificial tactile perception. *International Journal of Robotics Research*, 6:25–48.
- [Depkovich, 1984] Depkovich, T. y Wolfe, W. (1984). *Definition of Requirements and Components for a Robotic Locating System*. Denver Aerospace, Dever CO.
- [Deppermann, 1954] Deppermann, K. y Franz, W. (1954). *Ann. Phys.*, 14(0):253.
- [DeRossi, 1989] DeRossi, D. y otros (1989). Tactile sensing by an electromechanical skin analog. *Sensors and Actuators*, 17:107–114.
- [Do, 1984] Do, M. A. (1984). Modern methods of improving the range accuracy of ctfm sonars. *Ultrasonics*, pages 110–114.
- [Duda, 1973] Duda, R. y Hart, P. (1973). *Pattern Classification and Scene Analysis*. Wiley Intersciencie Publication.
- [Dutt, 1995] Dutt, V. (1995). *Statistical Analisis Of Ultrasound Echo Envelope*. Tesis doctoral, The Mayo Graduate School (USA) - Biomedical Sciencies, Biomedical Imaging.
- [Eberman, 1993] Eberman, B. y Salisbury, K. (1993). Application of change detection to dynamic contac sensing. *A.I Memo 1421*.
- [Ermert, 1986] Ermert, H., Schmolke, J., y Weth, G. (1986). An adaptive ultrasonic sensor for object identification. *Ultrasonics Symposium*, pages 555–558.
- [Ermolov, 1972] Ermolov, I.Ñ. (1972). The reflection of ultrasonic waves from targets of simple geometry. *NonDestructive Testing*, pages 87–91.
- [Escudero, 1990] Escudero, L. F. (1990). *Reconocimiento de Patronos*. Paraninfo.
- [Everett, 1995] Everett, H. R. (1995). *Sensors For Mobile Robots. Theory and Applications*. A. K. Peters Ltd. Wellesley, Massachusetts.
- [Feynman, 1964] Feynman, R. P. (1964). *The Feynman Lectures on Physics*. Addison Wesley.
- [Fink, 1984] Fink, M. y Cardoso, J. F. (1984). Diffractions effects in pulse-echo measurement. *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, 31(0):313–329.
- [Fowler, 1996] Fowler (1996). *Quality Measuring Instruments & Precision Tools*. Fowler.
- [Fraigi, 1994] Fraigi, L. B. (1994). *Sensores: Tecnologías y Aplicaciones*. Secretaria Ciencia y Tecnología.
- [Freedman, 1962] Freedman, A. (1962). A mechanism of acoustic echo formation. *Acustica*, 12:10–21.

- [Freeman, 1991] Freeman, J. y Skapura, D. (1991). *Redes Neuronales. Algoritmos, aplicaciones y técnicas de programación*. Addison Wesley.
- [Freire, 1994] Freire, T. B. (1994). *Seguimiento y Análisis de Entornos de Soldadura por Arco Automatizada por Ultrasonidos*. Tesis doctoral, Univ. Complutense de Madrid - Facultad de Ciencias Físicas, Dpto. Electricidad y Electrónica.
- [French, 1995] French, A. P. (1995). *Vibraciones y Ondas*. Reverté S.A.
- [Fritsch, 1993] Fritsch, C., Anaya, J., y Gómez, L. (1993). A high resolution object recognition ultrasonic system. *Sensors and Actuators A*, (37):644-650.
- [Fukada, 1964] Fukada, E. y Yasuda, J. (1964). *Japan J. Appl. Physics*, 3(3):117.
- [Gabor, 1946] Gabor, D. (1946). Theory of communication. *J. IEE (London)*, 93(26):429-457.
- [Gillespie, 1986] Gillespie, T. D. (1986). Developments in road roughness measurement and calibration procedures. *Proceedings of the 13th Australian Road Research Board Conference*, 13(4):91-112.
- [Gómez, 1990] Gómez, L. (1990). *Análisis del Campo Ultrasónico Transitorio Emitido por Arrays Lineales Sometido a Excitaciones Temporales Arbitrarias*. Tesis doctoral, Pontificia de Comillas - Instituto Católico de Artes e Industria.
- [Gmyrin, 1995] Gmyrin, S. Y. (1995). Effect of roughness of the entrance surface on the structure, shape and length of an ultrasonic pulse. *Defektoskopiya*, (8):239-259.
- [Godfrey, 1993] Godfrey, K. (1993). *Perturbation Signal for System Identification*. Prentice - Hall International.
- [Gueuning, 1997] Gueuning, F., Varlan, M., y Eugéne, C. (1997). Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time of flight and phase-shift methods. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 46(6):1236-1240.
- [Hanajík, 1995] Hanajík, M. (1995). *Scene Verification Using An Imaging Model In 3-D Computer Vision*. Tesis doctoral, University of Technology of Eindhoven -, Measurement and Control.
- [Harris, 1981] Harris, G. R. (1981). Review of transient field theory for a baffled planar piston. *J. Acoust. Soc. Am.*, 70(1):10-20.
- [Haykin, 1991] Haykin, S. (1991). *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall.
- [Hayward, 1988] Hayward, G. y Lewis, J. E. (1988). Comparison of some non-adaptive deconvolution techniques for resolution enhancement of ultrasonic data. *Ultrasonics*, 27:155-164.
- [Hayward, 1989] Hayward, G. y Lewis, J. E. (1989). A theoretical approach for inverse filter design in ultrasonic applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 36(3):356-364.

- [Higgins, 1994] Higgins, T. V. (1994). The technology of image capture. *Laser Focus World*, pages 53–60.
- [Hillis, 1981] Hillis, W. D. (1981). Active touch sensing. *MIT AI Memo 629*.
- [Horn, 1977] Horn, B. K. (1977). Understanding image intensities. *Artificial Intelligence*, 8:201–231.
- [INE, 1992] INE (1992). *Las guías del embotellado*. Inst. Nac. del embotellado y de las Ind. Del Acond.
- [ISO-CD13473-1, 1996] ISO-CD13473-1 (1996). *Characterisation of pavement texture utilising surface profiles-Parth 1*. ISO.
- [ISO-CD13473-2, 1997] ISO-CD13473-2 (1997). *Characterisation of pavement texture utilising surface profiles-Parth 2*. ISO.
- [ISO10844,] ISO10844. *Acoustics- Test surface for road vehicle noise measurement. Annex A: Measurement of pavement surface macrotexture depth using a volumetric patch technique*. ISO.
- [Jansson, 1984] Jansson, P. A. (1984). *Deconvolution With Applications in Spectroscopy*. Academic Press, Inc.
- [Jensen, 1991] Jensen, J. A. (1991). A model for the propagation and scattering of ultrasound in tissue. *J. Acoust. Soc. Am.*, 89(1):183–190.
- [Jiménez, 1998] Jiménez, A. R. (1998). *Sistema de reconocimiento y localización de objetos cuasi-esféricos por telemetría láser. Aplicación a la detección automática de frutos para el robot Agribot*. Tesis doctoral, Univ. Complutense de Madrid - Facultad de Ciencias Físicas, Dpto. Arquitectura de Computadoras y Automática.
- [Jiménez, 1997] Jiménez, A. R. y otros (1997). Featureless classification of tactile contacts in a gripper using neural networks. *Sensors and Actuators A*, 62:488–491.
- [Joyce, 1975] Joyce, R. P. (1975). Development of a noncontact profiling system. *Report FHWA-RD-75-36*, (0).
- [Jungman, 1983] Jungman, A. y Adler, L. (1983). Reflection from a boundary with periodic roughness: Theory and experiment. *J. Acoust. Soc. Am.*, 74(3):1025 – 1032.
- [Kallweit, 1982] Kallweit, R. S. y Wood, L. C. (1982). The limits of resolution of zero-phase wavelets. *Geophysics*, 47:1035–1046.
- [Kawai, 1969] Kawai, H. (1969). The piezoelectricity of poly(vinylidene fluoride). *Japan J. Appl. Physics*, 8:975–976.
- [Kay, 1985] Kay, L. (1985). Airborne ultrasonic imaging of a robot work space. *Sensor Review*, pages 8–11.
- [Kino, 1987] Kino, G. S. (1987). *Acoustic waves: devices, imaging, and analog signal processing*. Prentice Hall.

- [Kinsler, 1982] Kinsler, L. E. y otros (1982). *Fundamentals of Acoustic*. John Wiley and Sons, New York.
- [Kittler, 1986] Kittler, J. (1986). *Feature Selection and Extraction , Handbook of Pattern Recognition and Image Processing*. Academic Press Inc.
- [Kleinschmidt, 1985] Kleinschmidt, P. y Mágori, V. (1985). Ultrasonic robotic - sensors for exact short range distance measurement and object identification. *IEEE Ultrasonics Symposium.*, pages 457 -462.
- [Kollar, 1994] Kollar, I. (1994). *Frequency Domain System Identification Toolbox. User's Guide*. The Math Works Inc.
- [Krauss, 1994] Krauss, T. P., Shure, L., y Little, J. (1994). *Signal Processing Toolbox*. The Math Works Inc.
- [Krautkrämer, 1990] Krautkrämer, J. y Krautkrämer, H. (1990). *Ultrasonic Testing of Materials*. Springer - Verlag.
- [Kuc, 1979] Kuc, R. B. (1979). Application of kalman filtering techniques to diagnostic ultrasound. *Ultrasonic Imaging*, 1:105-120.
- [Kuhl, 1954] Kuhl, W. y Shodder, G. (1954). Condenser transmitters and microphone with solid dielectric diaphragms for air-borne ultrasonics. *Acustica*, (4):519-532.
- [Laubert, 1988] Laubert, A. y otros (1988). Tactile sensors for industrial robots. *Sensor Review*, 8(2):84-88.
- [Lin, 1995] Lin, B., Nguyen, B., y Olsen, E. T. (1995). Orthogonal wavelets and signal processing. *Signal Processing Methods for Audio, Images and Telecommunications*. Edt. Clarkson and Stark, pages 1-69.
- [Liu, 1983] Liu, C.Ñ., Fatemi, M., y Waag, R. C. (1983). Digital processing for improvement of ultrasonic abdominal images. *IEEE Trans. Med. Imaging*, 2:66-75.
- [Lynnworth, 1989] Lynnworth, L. C. (1989). *Ultrasonic Measurement for Process Control - Theory, Techniques, Applications*. Academic Press.
- [Lázaro, 1998] Lázaro, A. y Oria, J. P. (1998). Neuro-fuzzy decision system for ultrasonic identification task. *Acústica 98 - Congreso Iberoamericano de Acústica*, 21(1):637-640.
- [Mampaert, 1989] Mampaert, K., Nagy, P. B., Leroy, O., Adler, L., y Jungman, A. (1989). On the origin of the anomalies in the reflected ultrasonic spectra from periodic surfaces. *J. Acoust. Soc. Am.*, 86(1):429 - 431.
- [Maravall, 1993] Maravall, D. (1993). *Reconocimiento de Formas y Visión Artificial*. Ra-ma.
- [Martín, 1990] Martín, J. M. (1990). *Análisis de Señales Ultrasónicas para la Definición de Entornos en el Campo de la Robótica*. Tesis doctoral, Univ. Complutense de Madrid - Facultad de Ciencias Físicas, Dpto. Electricidad y Electrónica.

- [Martín, 1998] Martín, J. M., Calderón, L., Ceres, R., y Pérez, L. A. (1998). Shaping the detection lobe of ultrasonic ranging devices. *Meas. Sci. Technol.*, 8:1279–1284.
- [Martín, 1989] Martín, J. M., Ceres, R., y Calderón, L. (1989). Ultrasonic ranging gets thermal correction. *Sensor Review*, 9:153–155.
- [Martín, 1992] Martín, J. M., Ceres, R., y Freire, T. (1992). Ultrasonic ranging: Envelopes analysis gives improved accuracy. *Sensor Review*, 12(1):17–21.
- [Mason, 1964] Mason, W. P. (1964). *Physical Acoustic*. Academic Press, New York.
- [Mason, 1981] Mason, W. P. (1981). *Physical Acoustics. Principles and Methods*. Academic Press.
- [Massa, 1996] Massa (1996). *Massa Products Corporation*. Massa Corporation.
- [MathWorks, 1994] MathWorks (1994). *Matlab - High Performance Numeric Computation and Visualization Software. User's Guide*. The Math Works Inc.
- [Matsuzawa, 1959] Matsuzawa, K. (1959). Condenser microphone with plastic diaphragms for air-borne ultrasonics ii. *J. Phys. Soc. Japan*, (15):167–174.
- [Mattila, 1994] Mattila, P. y Hietanen, J. (1994). Bandwidth control of an electrostatic ultrasonic transducer. *Sensors and Actuators A*, 45:203 – 208.
- [Möckl, 1990] Möckl, T., Mágori, V., y Eccardt, C. (1990). Sandwich - layer transducer - a versatile design for ultrasonic transducers operating in air. *Sensors and Actuators A*, pages 687 – 692.
- [Melis, 1994] Melis, M. J. (1994). Rutinas de filtro seno ar de butterworth para análisis de espectros de pavimentos de autovías. *Ciencia y Técnica de la Ingeniería Civil - Revista de Obras Públicas*, 141(3):33–51.
- [Merhaut, 1967] Merhaut, J. (1967). A contribution to the theory of electrostatic transducers based on the electrostatic principles. *Acustica*, (17):283–293.
- [Miller, 1984] Miller, G. L., Boie, R. A., y Sibilis, M. J. (1984). Active damping of ultrasonics transducers for robotic applications. *IEEE Proc. International Conference on Robotics*.
- [Nagy, 1987] Nagy, P. y Adler, L. (1987). Surface roughness induced attenuation of reflected and transmitted ultrasonic waves. *J. Acoust. Soc. Am.*, 82(1):193 – 197.
- [Nahman, 1981] Nahman, N. S. y Guillaume, M. E. (1981). Deconvolution of time domain in the presence of noise. *NBS Tech. Note 1047*, NBS Boulder, (0).
- [Nandi, 1995] Nandi, A. (1995). On the subsample time delay estimation of narrowband ultrasonic echoes. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 42(6):993–1001.
- [Nandy, 1995] Nandy, D. y Arie, J. B. (1995). Auditory localization using spectral information. *Signal Processing Methods for Audio, Images and Telecommunications*. Edt. Clarkson and Stark, pages 187–213.

- [National, 1982] National (1982). *Linear Databook*. National Semiconductor Co.
- [National, 1995] National (1995). *User Manual*. National Instruments.
- [Nayar, 1991] Nayar, S., Ikeuchi, K., y Kanade, T. (1991). Surface reflection: Physical and geometrics perspectives. *IEEE Trans. On Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 13(7):611 – 634.
- [Neville, 1985] Neville, G., Schildwachter, E., y Doty, K. (1985). Alternative skin geometries and materials for induced vibration touch sensors. *SME Proc. Sensors* 85.
- [Oppenheim, 1989] Oppenheim, A. V. (1989). *Discrete Time Signal Processing*. Prentice Hall.
- [Pallas, 1993] Pallas, R. (1993). *Adquisición y Distribución de Señales*. Ed. Marcombo Boixareu Editores.
- [Papoulis, 1984] Papoulis, A. (1984). *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. Mc Graw Hill.
- [Parruck, 1983] Parruck, B. y Riad, S. M. (1983). An optimization criterion for iterative deconvolution. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 32(1):137–140.
- [Perry, 1971] Perry (1971). *Manual del Ingeniero Químico I*. UTEHA.
- [Platero, 1998] Platero, C. (1998). *Inspección Automatizada de Superficies Homogéneas Mediante Visión Artificial con Aportaciones al Reconocimiento de Formas*. Tesis doctoral, Univ. Politécnica de Madrid - Esc. Superior de Ingenieros Industriales, DISAM.
- [Polaroid, 1994] Polaroid (1994). *Polaroid Ultrasonic Components*. Polaroid.
- [Pollakowski, 1993] Pollakowski, M., Ermert, H., y et al. (1993). The optimum bandwidth of chirps signals in ultrasonic applications. *Ultrasonics*, 31(3):417–420.
- [Porat, 1994] Porat, B. (1994). *Digital Processing of Random Signals: Theory and Methods*. Prentice Hall.
- [Pratt, 1978] Pratt, W. K. (1978). *Digital Image Processing*. John Wiley & Sons.
- [Putland, 1994] Putland, G. (1994). Acoustical properties of air versus temperature and pressure. *J. Audio Eng. Soc.*, 42(11):927–933.
- [Rao, 1995] Rao, K. R. y Arie, J. B. (1995). Non-orthogonal expansion for template matching and edge detection. *Signal Processing Methods for Audio, Images and Telecommunications*. Edt. Clarkson and Stark, pages 299–331.
- [Rayleigh, 1945] Rayleigh, J. W. S. B. (1945). *The theory of sound*. Dover.
- [Reason, 1970] Reason, R. E. (1970). The measurement of surface texture. *Workshop Technology*, 2(0).

- [Rhyne, 1977] Rhyne, T. L. (1977). Radiation coupling of a disk to a plane and back or a disk to a disk: An exact solution. *J. Acoust. Soc. Am.*, 61(2):318–324.
- [Riad, 1986] Riad, S. M. (1986). The deconvolution problem: An overview. *IEEE Proc.*, 74:82–85.
- [Ristick, 1983] Ristick, V. M. (1983). *Principles of Acoustic devices*. John Wiley and Sons, New York.
- [Robinson, 1974] Robinson, D. E., Less, S., y Bess, L. (1974). Linear field transient radiation patterns from circular pistons. *IEEE Trans. Acoust. Sp. Sig. Proc. V. Assp.*, 22(6).
- [Robinson, 1984] Robinson, E. A. (1984). *Seismic Inversion and Decovolution*. Geophysical Press London.
- [Robinson, 1980] Robinson, E. A. y Treitel, S. (1980). *Geophysical Signal Analysis*. Prentice Hall.
- [Rosan, 1997] Rosan (1997). Road surface analyzer r&d work. *Technical notes FHWA*, (0).
- [Ruiz, 1990] Ruiz, A. (1990). *Mecanismos de Integración Multisensorial: Un Sistema de Percepción Artificial*. Tesis doctoral, Univ. Complutense de Madrid - Facultad de Ciencias Físicas, Dpto. Informática y Automática.
- [Russell, 1990] Russell, R. A. (1990). *Robot Tactile Sensing*. Prentice Hall.
- [SanEmeterio, 1988a] SanEmeterio, J. L., Ramos, A., y otros (1988a). Modelado de transductores piezoeléctricos multicapa para ecografía. análisis en el dominio de la frecuencia. *Mundo Electrónico*, 186:85–90.
- [SanEmeterio, 1988b] SanEmeterio, J. L., Sanz, P. T., y otros (1988b). Modelado de transductores piezoeléctricos multicapa para ecografía. representaciones circuitales equivalentes. *Mundo Electrónico*, 187:159–165.
- [Santos, 1998] Santos, M. J., Ferreira, A. R., Fernandes, N., y Perdigao, J. (1998). Ultrasonic characterization of roughness surfacc. *Acústica 98 - Congreso Iberoamericano de Acústica*, 21(1):633 – 636.
- [Sapia, 1994] Sapia, M. (1994). Deconvolution of ultrasonic waveforms using an adaptive wiener filter. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation.*, 13:855 – 862.
- [Schindel, 1995] Schindel, D. y Hutchins, D. (1995). Through-thickness characterisation of solids by wideband air - coupled ultrasound. *Ultrasonics*, 33(1):11 – 17.
- [Schindel, 1996] Schindel, D., Hutchins, D., y Grandia, W. (1996). Capacitive and piezoelectric air - coupled transducers for resonant ultrasonic inspection. *Ultrasonics.*, 34:621 – 627.

- [Schindel, 1997] Schindel, D. W. (1997). Air-coupled generation and detection of ultrasonic bulk waves in metals using micromachined capacitance transducers. *Ultrasonics*, 35:179–181.
- [Schlengermann, 1997] Schlengermann, U. y Hansen, W. (1997). Resonance inspection - the answer to new industrial demands with regard to quality assurance. *Ultrasonic NDT*.
- [Shirley, 1989] Shirley, P. A. (1989). An introduction to ultrasonic sensing. *Sensors*.
- [Siegel, 1985] Siegel, D. M. y otros (1985). A capacitive based tactile sensor. *SPIE Conference on Intelligent Robots and Computer Vision*, pages 153–161.
- [Silk, 1984] Silk, M. G. (1984). *Ultrasonic transducers for nondestructive testing*. Adam Hilger Ltd.
- [Sklar, 1988] Sklar, B. (1988). *Digital Communications. Fundamentals and Applications*. Prentice - Hall International.
- [Smith, 1989] Smith, P. F. y Player, M. (1989). Comparison of surface amplitude distributions by ultrasound and stylus profilometry. *Ultrasonics International 89 Conference Proceedings*, 1(0):774 – 779.
- [Spetner, 1958] Spetner, L. M. (1958). A statistical model for forward scattering of waves of a rough surface. *Trans. I.R.E.*, 6(0):88–94.
- [Stepanishen, 1981a] Stepanishen, P. y Fisher, G. (1981a). Experimental verification of the impulse response method to evaluate transient acoustic fields. *J. Acoust. Soc. Am.*, 69(6):1610–1617.
- [Stepanishen, 1971] Stepanishen, P. R. (1971). Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle. *J. Acoust. Soc. Am.*, (49):1627–1638.
- [Stepanishen, 1981b] Stepanishen, P. R. (1981b). Pulsed transmit/receive response of ultrasonic piezoelectric transducers. *J. Acoust. Soc. Am.*, 69(6):1815–1827.
- [Strang, 1982] Strang, G. (1982). *Algebra Lineal y sus Aplicaciones*. Fondo Educativo Interamericano, S.A.
- [Svilainis, 1997] Svilainis, L. (1997). Analysis and optimization of ultrasonic imaging methods for inhomogeneous structures. *Ultrasonic NDT*.
- [Svilainis, 1998] Svilainis, L. y Puodziunas, V. (1998). The hardware concept of a new digital ultrasonic nde system. *Ultrasonic NDT*.
- [Swart, 1996] Swart, P., Lacquet, B., y Blom, C. (1996). An acoustical sensor system for determination of surface roughness. *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, 45(5):879 – 884.
- [Tagare, 1993] Tagare, H. D. y DeFigueiredo, J. P. (1993). A framework for the construction of reflectance maps for machine vision. *CVGIP: Computer Vision and Image Understanding*, 57(3):265–282.

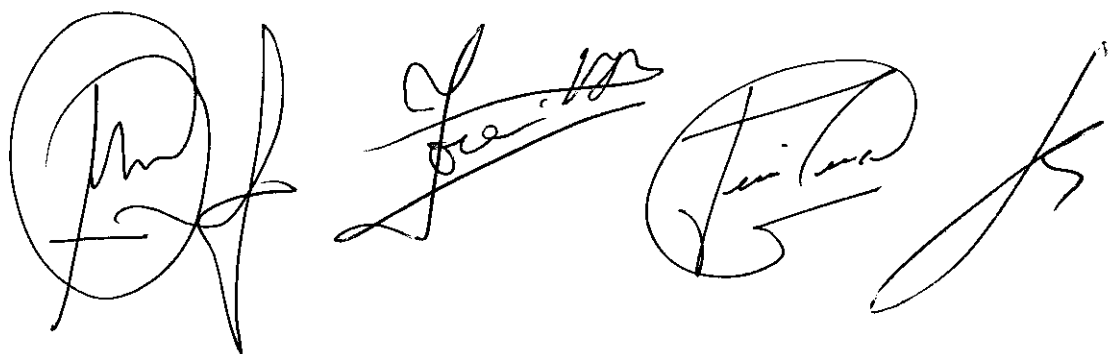
- [Tardy, 1995] Tardy, F., Noroy, M., y Paradis, L. (1995). Material surface characterization by a rayleigh velocity measurement. *World Congress on Ultrasonics, Berlin, Germany, Sept 3 - 7, (0)*.
- [TEKNIKER-IAI, 1997] TEKNIKER-IAI (1997). *MANUAL Aplicación de control. Inspección de ultrasonidos*. Fundación TEKNIKER-IAI.
- [Therrien, 1992] Therrien, C. W. (1992). *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*. Prentice Hall, Englewoods Cliffs.
- [Tischer, 1996] Tischer y Jennrich, B. (1996). *PC interno 5*. Marcombo.
- [Treitel, 1966] Treitel, S. y A., R. E. (1966). The design of high resolution digital filters. *IEEE Transactions Geoscience Electronics*, 4(1):25-38.
- [Tsederberg, 1965] Tsederberg (1965). *Thermal Conductivity of Gases and Liquids*. MIT Press.
- [Tsujiyura, 1989] Tsujimura, T., Yabuta, T., y Morimitsu, T. (1989). Shape-reconstruction system for three-dimensional objects using an ultrasonic distance sensor mounted on a manipulator. *ASME J. of Dynamic System, Measurement, and Control*, 111:180-186.
- [Udd, 1991] Udd, E. (1991). *Fiber Optic Sensors: An Introduction for Engineers and Scientists*. John Wiley, N Y.
- [Vargas, 1996a] Vargas, E. y Ceres, R. (1996a). Inspección dinámica en una línea industrial por ultrasonidos. *IFAC Proc. XVII Jornadas de Automática*, 1:I15 - I19.
- [Vargas, 1996b] Vargas, E. y Ceres, R. (1996b). Ultrasonic sensor to inspect the liquid level in bottles for an industrial line. *Proc. Eurosensors X*, 5:1385-1388.
- [Vargas, 1997] Vargas, E. y Ceres, R. (1997). Ultrasonic sensor for liquid-level inspections in bottles. *Sensors and Actuators A*, 61:256-259.
- [Warren, 1973] Warren, J. E., Brzezinski, A. M., y Hamilton, J. F. (1973). Capacitance microphone dynamic membrane deflections. *J. Acous. Soc. Am.*, 5(54):1201-1213.
- [Waterman, 1971] Waterman, P. C. (1971). Scattering by periodic surfaces. *J. Acoust. Soc. Am.*, 57(4):791 - 802.
- [Webster, 1994] Webster, D. (1994). A pulsed ultrasonic distance measurement system based upon phase digitizing. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 43(4):578-582.
- [Werner, 1998] Werner, K. y Berg, M. (1998). Mobile robot sonar sensing with pseudo-random codes. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 2807-2812.
- [Whitehouse, 1994] Whitehouse, D. y Bowen, D. K. (1994). Gloss and surface topography. *Ann. International College of Production Engineering Research*, 43:541-549.

- [Whitehouse, 1997] Whitehouse, D. J. (1997). Surface metrology. *Meas. Sci. Technol.*, 8:955–972.
- [Woodward, 1953] Woodward, P. M. (1953). *Probability and Information Theory with Application to Radar*. Pergamon Press, Oxford - England.
- [Yao, 1987] Yao, C. T. y otros (1987). *IEEE Proc. Micro Robots and Teleoperators Workshops*.
- [Ziomek, 1995] Ziomek, L. J. (1995). *Acoustic Field Theory and Space -Time Signal Processing*. CRC Press.
- [Zverev, 1997] Zverev, V. A. y Slavinskii (1997). A method for calculating the acoustic field near a rough surface. *Acoustical Physics*, 43(1):56–60.

Reunido el Tribunal que suscribe
en el día de la fecha acordó cali-
ficar la presente Tesis Doctoral
con la censura de - *Sobresaliente cum laude*
.....

Madrid, 25 Octubre 1984

Alfonso Gálvez



FIRMAN TODOS LOS
MIEMBROS DEL TRIBUNAL