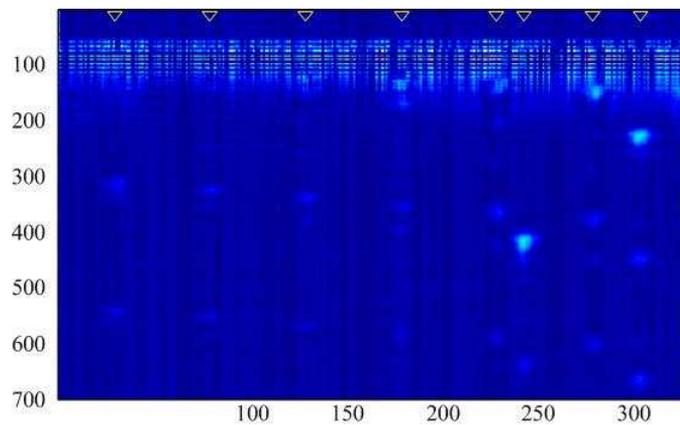
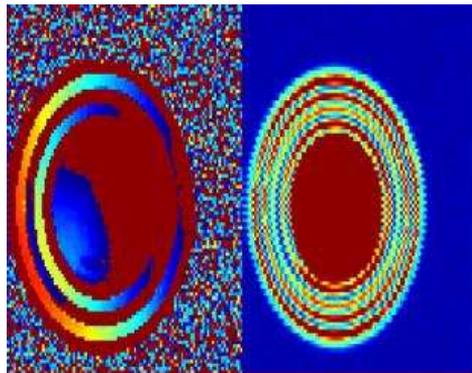


Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería



Angel C. Veca
Ernesto Accolti



Primera Edición
2016

**Ultrasonido para Ingenieros
y
Estudiantes de Ingeniería**

Angel C. Veca

Ernesto Accolti

Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería

Angel C. Veca

Dr. en Ingeniería
Profesor Titular
Instituto de Automática
Departamento de Electrónica y Automática
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de San Juan

Ernesto Accolti

Dr. en Ingeniería
Becario Post-Doctoral CONICET
Instituto de Automática
Departamento de Electrónica y Automática
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de San Juan

Primera Edición
2016

Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería
Angel C. Veca, Ernesto Accolti

Veca, Angel César

Ultrasonido para ingenieros y estudiantes de ingeniería / Angel César Veca ; Ernesto Accolti ; prólogo de Angel César Veca. - 1a ed . - San Juan : Angel César Veca, 2016.

Libro digital, PDF

Archivo Digital: descarga

ISBN 978-987-42-0588-9

1. Ingeniería Acústica. I. Accolti, Ernesto II. Veca, Angel César, prolog. III. Título. CDD 690.1



Diseño de la Portada: Angel C. Veca

Imagen superior, A-scan de un envase cerrado de conservas alimenticias.

Imagen media: B-scan de una probeta de taladros horizontales.

Imagen inferior: B-scan y C-scan de la tapa de un envase vacío de conservas alimenticias.

Revisión ortográfica y sintaxis: Mercedes I. González

© Queda hecho el depósito que marca la ley 11.723

Libro de edición argentina

No se permite la reproducción parcial o total, el almacenamiento, el alquiler, la transmisión o la transformación de este libro, en cualquier forma o por cualquier medio, sea electrónico o mecánico, mediante fotocopia, digitalización u otros métodos, sin el permiso previo y escrito del editor. Su infracción será penada por las leyes 11.733 y 22.446.

Los autores

Angel C. Veca

Ingeniero en Electrónica y Doctor en Ingeniería. Títulos otorgados por la Facultad Regional Mendoza, Universidad Tecnológica Nacional (UTN). Durante el periodo 1983 y 1991 trabajó en el Laboratorio de Bio-instrumentación de la Cátedra de Física Biológica, Facultad de Ciencias Médicas de la Universidad Nacional de Cuyo. Entre los años 2006 y 2010 estuvo a cargo de la cátedra Ensayos no Destructivos de la carrera Ingeniería Civil en la Facultad Regional Mendoza, UTN. Actualmente, en el área de docencia, se desempeña como Prof. Titular en el Departamento de Electrónica y Automática de la UNSJ estando a cargo de las cátedras: Aplicaciones Industriales del Ultrasonido y Ultrasonido de Uso Médico. Las tareas de investigación las lleva a cabo en el Instituto de Automática de la UNSJ. Entre los años 1992 y 2006 se dedicó al estudio de la detección de ecos en ambientes altamente reflexivos bajo severas condiciones de saturación, para aplicarlos en los ensayos no destructivos con ultrasonido. En el año 1997 participó en la Habana, Cuba, como representante de Argentina, en la creación de la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasonicas (RITUL), en el marco del CYTED de España. Dentro de ese contexto, tubo activa participación en el proyecto Iberoamericano “Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas”. A partir del año 2010 trabaja en el área de vehículos aéreos para aplicaciones de agricultura de precisión.

http://quazarv.inaut.unsj.edu.ar/personal/investigadores?&per_page=20aveca@inaut.unsj.edu.ar

Ernesto Accolti

Ingeniero en Acústica. Título otorgado por la Universidad Tecnológica de Chile. Doctor en Ingeniería. Título otorgado por la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura de la Universidad Nacional de Rosario (FCEIA-UNR). Actualmente es becario Post-Doctoral del CONICET, con funciones en el Instituto de Automática de la UNSJ. Como docente se desempeña en la cátedra de Acústica de Salas, del Instituto Superior de Música, Facultad de Humanidades y Ciencias de la Universidad Nacional del Litoral. De Ruido y Vibraciones, en la carrera de posgrado de Especialización en Higiene y Seguridad en el Trabajo (FCEIA-UNR). A partir del 2016, colabora en el Departamento de Electrónica y Automática en el dictado de la asignatura Sonido y Mediciones Acústicas.

<http://quazarv.inaut.unsj.edu.ar/personal/bio/eaccolti/Alumnos%Posgradoeaccolti@inaut.unsj.edu.ar>

Otras obras de los autores

Angel Veca, Alberto Lage, Mario Ruíz. Filtros Analógicos: clásicos, basados en Capacitor Conmutado y con FPAA. Ed. Angel Veca, 2014. <http://dea.unsj.edu.ar/sredes/>

Angel Veca. Análisis, modelación y caracterización de la zona ciega del transductor receptor, para optimizar sistemas de ultrasonido en régimen impulsivo. Editorial Universidad Nacional de San Juan, 2005.

Ernesto Accolti. Generación automática de paisajes sonoros realistas con espectro, distribución de duraciones y categorías semánticas especificados. Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Arquitectura, 2014.

*a Bernardo, Verónica
y Mercedes*

*a Enrique, Charito
y Atilio*

Contenido

Prólogo del Editor	x
Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas	xiv
Significado de siglas usadas a lo largo de los capítulos	xvi
Capítulo I	
Introducción	1
1.1. ¿Qué se entiende por Ultrasonido?	2
1.2. Breve Introducción Histórica	2
1.3. El ultrasonido en la naturaleza	7
1.4. Síntesis del contenido de la obra	8
1.4.1. Mecanismo de detección del murciélago o ecolocalización	14
1.4.1.1. Efecto Doppler	15
1.4.2. ¿Qué es lo que el murciélago no puede hacer?	17
1.4.3. Aplicaciones del ultrasonido en el aire	18
1.4.4. Campos actuales del ultrasonido orientados a la defectología, instrumentación industrial y diagnóstico médico	22
1.4.4.1. Métodos para la determinación de defectos en materiales y anomalías en el área de la medicina	22
1.4.4.2. Métodos de END	23
1.4.4.3. Métodos usados en Medicina	24
1.4.4.4. Instrumentación industrial y bio instrumentación	25
1.4.4.5. Aplicaciones del Ultrasonidos de Potencia	28
1.5. Problemas propuestos	31
1.6. Referencias	32
Capítulo II	
Principios Físicos, Ondas y Medios	39
2.1. Introducción	40
2.2. Naturaleza de las ondas ultrasónicas	40
2.2.1. Tipos de Ondas Ultrasónicas	41
2.2.2. Parámetros de Interés	43
2.3. Incidencia oblicua a la interfaz. Parte I: Generalidades	46
2.4. Coeficientes de Reflexión y Transmisión I	49
2.5. Incidencia oblicua a la interfaz. Parte II: Coeficientes de Reflexión y Transmisión II	51
2.6. Incidencia Normal a la Interfaz	52
2.7. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte III: Fluido a Fluido	58
2.8. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte IV: Fluido a sólido y Sólido a Fluido	60
2.9. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte V: Sólido a Sólido	64
2.10. Atenuación de las Ondas Ultrasónicas	67
2.11. Interfaces en medios Biológicos	68

3.11. Otros tipos de Transductores Piezoeléctricos	130
3.11.1 Membranas PVDF	130
3.12. Resumen del capítulo	133
3.13. Problemas propuestos	135
3.14. Referencias	137

Capítulo IV

Métodos de Emisión y Recepción	141
4.1. Introducción	142
4.2. Clasificación	142
4.2.1. Método de resonancia	143
4.2.2. Método de medida de la intensidad acústica	145
4.2.3. Método de Pulso-Eco	146
4.3. Medición de tiempo de transito	148
4.3.1. Introducción	148
4.3.2. Existencia de la Zona Ciega o Zona Muerta del Transductor Receptor	150
4.3.3. Existencia de Ruido	152
4.4. Métodos para la determinación del tiempo de tránsito	153
4.4.1. Detección de tt por Umbral	153
4.4.2. Inconvenientes	153
4.4.3. Medición de tt con Decodificador de Tono	160
4.4.4. Otras formas analógicas para medición de distancias	163
4.5. Resumen del capítulo	164
4.6. Preguntas y problemas propuestos	165
4.7. Referencias	168

Capítulo V

La señal de Eco	171
5.1. Introducción	172
5.2. Modelos de la envolvente del eco	172
5.2.1. Modelo Polinómico	172
5.2.1.1. Simulación de una señal de eco descrita por el modelo polinómico	175
5.2.1.2. Constante de amortiguamiento y ancho de banda del transductor	181
5.2.2. Modelo de la envolvente con funciones exponenciales	183
5.2.3. Modelo de envolvente con funciones estadísticas	185
5.2.3.1. Modelo de envolvente Gaussiana	185
5.2.3.2. Modelo de envolvente con distribución Gamma	189
5.2.3.3. Modelo de envolvente con distribución Weibull	190
5.3. Alternativas para la determinación del tiempo de transito	192
5.3.1. Introducción	192
5.3.2. Funciones de Correlación	192
5.3.3. Deconvolución	195
5.3.3.1. Filtro de Wiener	197
5.3.3.2. Filtro de conformación	197
5.3.3.3. Deconvolución homomórfica	200
5.3.4. Procesamiento Adaptivo	200

5.3.4.1. Variantes del Algoritmo LMS	203
5.3.5. Cepstrum	204
5.4. Operadores asociados a la reducción de datos	206
5.4.1 Introducción	206
5.4.2. Detector de máximos	206
5.4.3. Detector de múltiples picos	208
5.4.4. Diezmado, interpolación y compresión	209
5.5. Resumen del capítulo	212
5.6. Problemas propuestos	213
5.7. Referencias	214
Capítulo VI	
Métodos de Registro y Técnicas Operatorias I	219
6.1. Introducción	220
6.2. Génesis de la señal ultrasónica con la técnica emisión pulsada	220
Transparencia	221
Pulso-eco	221
Señal de medio sin defecto	222
Señal de medio con defecto	222
Señal de un conjunto de medios	222
6.3. Sistemas de Representación	224
6.3.1. Representación tipo: A-scan	224
6.4. Base de Tiempo y Sincronismo	225
6.5. Interpretación de Registros Típicos	226
Caso I: Medio sin impurezas ni defectos	226
Caso II: Medio conteniendo una impureza	227
Caso III: Medio conteniendo una impureza y una fisura	229
Caso IV: Medio conteniendo una impureza o una fisura inclinada respecto al haz	229
Caso V: Medio con falta de paralelismo de las caras	229
Caso VI: Medio que contiene microporosidades	230
Caso VII: Medio con superficies paralelas de reducido espesor	231
6.6. Lupa de Profundidad	231
6.7. Sincronización por Eco de Interfaz	231
6.8. Errores de Registros por mala elección de la frecuencia de barrido	233
6.9. Representación de la Amplitud	234
6.10 Control Atenuación Distancia CAD	234
6.11. Esquemas de Sistemas para Registros tipo A-scan	234
6.11.1. Arquitectura del Sistema SENDAS	237
6.11.2. ULTRASCOPE: Un sistema para END por ultrasonidos de altas prestaciones	240
6.12. Resumen del capítulo	251
6.13. Preguntas y problemas propuestos	252
6.14. Referencias	254

Capítulo VII	
Métodos de Registro y Técnicas Operatorias II	257
7.1. Introducción	258
7.2. Diferencias entre Modos, Pantallas o Scan según la Naturaleza de la Aplicación	258
7.3. Esquemas de Representación en Ecografía Médica y en END: A-scan, B-scan (Modo A, modo B)	259
7.4. Formación de Imágenes en Ecografía Médica, Modo M	260
7.4.1. Métodos empleados en Diagnóstico Médico	261
Estático	261
Oscilante	262
Rotatorios	263
7.4.2. Sistema para Ecografía Medicina	263
Pulser	263
Receptor	264
Control de Profundidad	264
Conversor A/D	264
Buffer Temporal	264
Convertidor Digital de Barrido	264
Memoria de Pantalla	264
Post-Procesamiento de Imagen	264
Pantalla para la Presentación de la Imagen y Datos	266
Unidad Central de Procesamiento	266
Palpador o Array	266
7.4.2.1. Operatoria	266
7.5. Presentación de los resultados del ensayo en END	266
7.5.1. Análisis de un caso de B-scan	267
7.5.2. C-scan y D-scan	270
7.6. Métodos de Exploración Electrónica	272
7.6.1. Sistemas Lineales	272
7.6.2. Sistemas Sectoriales	274
7.7. Otros Métodos usados en END	275
Cálculo del tamaño y profundidad del defecto	277
7.8. Resumen del capítulo	279
7.9. Preguntas y problemas propuestos	280
7.10 Referencias	281

Capítulo VIII	
Estimación de la Excitación y de la Ganancia para una Aplicación Específica	285
8.1. Introducción	286
8.2. Ultrasonido en el aire	286
8.2.1. Definiciones y unidades	286
8.2.2. Atenuación	287
8.2.3. Consideraciones generales acerca de los transductores piezoeléctricos para aire	288

8.2.4. Determinación de las características del sistema de ultrasonido	290
8.2.4.1. Determinación de la sensibilidad del receptor	290
8.2.4.2. Caso pulso-eco	291
8.3. Aplicación en END y Medicina	294
8.3.1 Atenuación por cambio de medio	294
8.3.2. Otros Parámetros del Campo de Sonido	295
8.3.2.1. Diámetro del Haz	295
8.3.2.2. Zona Focal	296
8.3.2.3. Variaciones con la distancia focal debido a la velocidad acústica y geometría del ensayo	296
8.3.2.4. Ganancia de Enfoque	297
8.3.3. Excitación de los transductores	298
8.4. Resumen del capítulo	300
8.5. Preguntas y Problemas propuestos	300
8.6. Referencias Bibliográficas	301

Capítulo IX

Introducción a los Arrays y a la Focalización Electrónica	303
9.1. Introducción	304
9.2. Concepto de Array	305
9.2.1. Interferencia de ondas	306
9.3 Arrays lineales de N fuentes equiespaciadas	308
9.3.1. Lóbulos de rejilla	310
9.4. Sistemas de imagen ultrasónica	312
9.4.1. Sistemas de barrido lineal	313
9.4.2. Sistemas de barrido sectorial (Phased Arrays)	315
9.5. Focalización y deflexión del haz	317
9.5.1. Focalización en el eje principal	317
9.5.2. Focalización y deflexión del haz en un punto arbitrario	318
9.5.3 Generación de los Retardos	320
9.5.4. Focalización en recepción	322
9.5.4.1. Técnicas Confocales	324
9.6. Técnicas electrónicas de focalización dinámica en recepción	326
9.6.1. Técnicas digitales convencionales	326
9.6.2. Técnicas mixtas	327
9.6.3. Técnicas de Apertura Sintética (SAFT)	328
9.6.4. Focalización por software	328
9.6.4.1. Problemas	329
9.6.5. Focalización con interpolación	331
9.6.5.1. Radiofrecuencia	335
9.6.5.2. Banda base	336
9.6.5.3. Generación dinámica de retardos	338
9.6.5.4. Técnicas de Muestreo Selectivo (TMS)	339
9.7. Elementos de simulación	341
9.7.1. Monopolo	341
9.7.2. Dos fuentes monopulares	343

9.7.3. Array	345
9.8. Ejemplo de array en una aplicación específica	347
9.8.1. END	347
9.8.2. Medicina	350
9.9. Resumen del capítulo	350
9.10. Preguntas y Problemas propuestos	351
9.11. Referencias	355

Capítulo X

Efecto Doppler en Medicina	357
10.1. Introducción	358
10.2. Clasificación	359
10.2. Sistemas Doppler de Onda Continua	362
10.3.1. Sistemas Doppler de Onda Continua no Direccionales	362
10.3.2. Sistemas Doppler de Onda Continua Direccionales	363
10.3.3. Demodulación	363
10.3.3.1. Filtrado de Banda lateral o Detector de Envolvente	360
10.3.3.2. Demodulación Heterodina	364
10.3.3.3. Demodulación por Cuadratura de Fase	366
10.3.4. Estimación de la velocidad y ángulo de incidencia	367
10.4. Sistemas Doppler Pulsado	369
10.4.1. Limitaciones del Doppler Pulsado	372
10.4.1.1. Ambigüedad en la velocidad y en el rango	373
10.4.2. Doppler Pulsado Direccional	375
10.4.2.1. Determinación de la dirección del flujo	376
10.4.2.2. Técnica del filtro de fase	376
10.4.2.3. Técnica Digital	377
10.4.2.4. Transformada compleja de Fourier	378
10.5. Resumen de las diferencias entre Doppler Continuo y Pulsado	379
10.6. Combinación Doppler Imagen	381
10.7. Variantes del Doppler Pulsado	381
10.7.1. Doppler Color	381
10.7.2. Doppler de Energía (Power Mode)	383
10.7.3. Doppler Pared	384
10.8. Resumen del capítulo	384
10.9. Problemas propuestos	386
10.10. Referencias	387

Capítulo XI

Generación de Ultrasonido de Potencia	389
11.1. Introducción	390
11.2. Materiales para transductores de ultrasonido de potencia	391
11.2.1. Cerámicas piezoeléctricas	391
11.2.1.1. Limitaciones de potencia de las cerámicas piezoeléctricas	392
11.2.2. Materiales piezomagnéticos	392
11.2.3. Diferencia ente materiales piezoeléctricos y piezomagnéticos	393

11.2.4. Componentes metálicos	394
11.3. Transductor Langevin	394
11.3.1. Transductores Langevin para aplicaciones en sólidos	397
11.3.2. Transductores Langevin para aplicaciones en fluidos	398
11.4. Análisis detallado de un transductor tipo Langevin	399
11.4.1. Mejora de la intensidad de radiación y ancho de banda por medio de secciones extremas diferentes	406
11.4.2. Rendimiento	410
11.5 Modelos de un transductor tipo Langevin	412
11.5.1. Modelos del transductor completo	415
11.5.1.1. Modelo Mason	415
11.5.1.2. Modelo Redwood	416
11.5.1.3. Modelo KLM	416
11.5.2. Modelo completo del transductor	417
11.5.3. Simplificación del modelo	419
11.5.4. Sintonía del transductor	421
11.6. Detalles constructivos de transductores de alta intensidad	424
11.7. Sonar	426
11.7.1. Frecuencia de operación, ancho de banda y directividad	427
11.7.2. Transductores de ultrasonido en sistemas de sonar	428
11.7.3. Acoplamiento Eléctrico	428
11.7.4. Parámetros de un transductor para sonar típico	429
11.8. Resumen del capítulo	430
11.9. Preguntas y problemas propuestos	431
11.10. Referencias	433

Apéndice A

Ondas Longitudinales y Transversales	437
A1. Coeficientes de Young, Poisson y de compresibilidad	437
A2. Velocidad de propagación	438
A2.1. Ondas longitudinales en medios materiales	438
A2.1.1. Ondas longitudinales en medios gaseosos	440
A2.2. Ondas transversales en medios materiales	441
A3. Ecuaciones finales y relación entre los diferentes tipos de ondas	442
A4. Referencias	443

Apéndice B

Elementos de Electroacústica. Analogías electro-mecano-acústicas	445
B1. Sistemas mecánicos	445
B1.1. Masa mecánica	446
B1.2. Resorte	446
B1.3. Fricción	447
B1.4. Impedancia mecánica	448
B2. Circuitos acústicos	449
B2.1. Masa acústica (inertancia)	449
B2.2. Compliancia acústica	450

B2.3. Resistencia acústica	452
B2.4. Impedancia acústica	453
B3. Referencias	454

Anexo A

Propiedades Acústicas de Medios Materiales Metálicos, no Metálicos y Líquidos

TABLA A1. Densidades, Velocidades e Impedancias Acústicas de Materiales Metálicos	457
TABLA A2. Densidades, Velocidades e Impedancias Acústicas de Materiales no Metálicos	458
TABLA A3. Densidades, Velocidades e Impedancias Acústicas en Líquidos	459

Apéndice C

Medición de tt con circuitos electrónicos especializados

C1. Introducción	461
C2. Determinación de tt por conversión de tiempo a distancia	461
C3. Medición de tt con Circuitos Integrados dedicados	461
C3.1. Sistema de sonar basado en el LM1812	461
C3.1.1. Ventajas y desventajas	464
C3.2. Módulos Massa	465
C3.2.1. Análisis de la serie E-201B	465
C3.2.2. Análisis de la serie E-220B	466
C3.2.3. Ventajas y desventajas	467
C3.3. Circuitos para sonar Texas	468
C3.4. Sistemas para sonar Polariod	469
C4. Referencias	470

Indice alfabético	471
-------------------	-----

Prólogo de Editor

Esta obra intenta cubrir el vacío existente en idioma español de un texto sobre ultrasonido, que permita al lector comprender los elementos básicos acerca de las teorías y aplicaciones, orientadas fundamentalmente al área de la ingeniería, independientemente de que especialidad se trate. Se basa en la experiencia de más de 23 años en el estudio, desarrollo de sistemas, del dictado de cursos, seminarios y conferencias en la universidad y en ámbitos científicos tecnológicos, como se resume a continuación.

Transcurría el año 1993 cuando autoridades del Instituto de Automática (INAUT) de la Universidad Nacional de San Juan (UNSJ) me sugirieron abocarme al estudio del ensamblaje robotizado con ultrasonido. En esa época se pensaba que si se dotaba de cierta inteligencia a un sistema de ultrasonido, era posible emplearlo en las industrias de montaje de componentes y sistemas. Hasta ese momento, mi conocimiento sobre el ultrasonido era el mismo que tiene cualquier persona de nivel cultural medio. Después de casi cuatro años de trabajo llegué a la conclusión que el uso del ultrasonido en el aire nunca posibilitaría un sistema robusto para ese fin, ese era un lugar para la visión artificial. Sin embargo, me permitió introducirme y profundizar temas como principios físicos de la acústica, procesamiento analógico y digital de señales de ultrasonido y muy especialmente, en el desarrollo de hardware analógico. Durante la parte final de esta época comenzó a surgir la idea del tema de la tesis doctoral.

Hacia finales de 1996 y principios de 1997 ocurrieron dos hechos aislados que causaron un brusco giro hacia el campo de los ensayos no destructivos por ultrasonido. El primero, sucedió en noviembre de 1996 cuando una empresa dedicada a conservas alimenticias se contactó con autoridades del instituto, ya que necesitaban implementar una metodología que permitiera en línea y en tiempo real, determinar si en el interior de un envase cerrado de tomates, puré de tomates, arvejas, maíz en granos, etc. había algún elemento extraño al producto envasado. El segundo, fue a principios de 1997 cuando el coordinador del Subprograma VII del CYTED (Programa Iberoamericano de Ciencia y Tecnologías para el Desarrollo de España), Dr. José Cordero, me invitó a participar como representante del INAUT en la reunión de la Habana, Cuba, marzo de 1997 que dio origen a la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas (RITUL). A dicha reunión asistieron investigadores de España, Portugal, Brasil, México, Cuba, Chile, Uruguay Argentina.

Esto me permitió por un lado, relacionarme profundamente con dos grupos; el de Tecnologías Rápidas para la Inspección no Destructiva con Ultrasonidos, perteneciente al Instituto de Automática Industrial de Madrid (IAI) España y al de Ensayos no Destructivos, del Centro Atómico Constituyentes (CAC), de la Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA) de Argentina. En prácticamente un año de intenso trabajo y uso de equipamiento facilitado por estos dos grupos, logré en ambiente de laboratorio, determinar la existencia o no de un elemento extraño a la conserva. Aún más, pude desarrollar una técnica que, basada en el procesamiento adaptivo de señales y en la semejanza de patrones, identificar de qué tipo de conserva se trataba. Al final del estudio podía determinar si la conserva se encontraba en mal estado como consecuencia de actividad bacteriana. Pude generar varios trabajos que fueron presentados en el Congreso Regional de Ensayos no Destructivos y Estructurales (CORENDE-97) en agosto de 1997 y

en las Primeras jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos (Cartagena de Indias, Colombia, 1998). Para esa época presenté en la Facultad Regional Mendoza (FRM) de la Universidad Tecnológica Nacional (UTN), la solicitud para realizar la tesis doctoral bajo la dirección del Dr. Carlos Fritsch Yusta del IAI.

No obstante el cambio de rumbo hacia los ensayos no destructivos, la aplicación del ultrasonido en el aire, no estaba finalizada. A principios de 1999, la dirección de la Escuela de Educación Especial L. Braille de la provincia de San Juan, me consultó sobre la posibilidad de desarrollar con sensores de ultrasonido, un sistema para apoyo a la movilidad de personas no videntes. El resultado de un año de trabajo con cuatro alumnos de la carrera de ingeniería en electrónica, finalizó con dos prototipos, uno denominado lentes y otro bastón inteligente. El sistema que trabajaba en 40 kHz, podía detectar objetos en movimiento, si estos se alejaban o acercaban, la velocidad de acercamiento, la presencia de una escalera, entre otros. Este trabajo obtuvo en noviembre de 1999 en la ciudad de Buenos Aires el Premio *Al Tecno Emprendedor, BBV Banco Francés, edición 1999, categoría universitaria*. También los resultados se presentaron en Madrid, en el congreso IBERDISCAP 2000 con el nombre “Anteojo y Bastón Inteligente para Ciegos y Disminuidos Visuales Severos”. Este fue mi último contacto directo con ultrasonido en el aire.

Al poco tiempo de crearse RITUL, la mayoría de los grupos que la conformaban, presentaron ante el CYTED el proyecto denominado Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas (MAGIAS). El proyecto consistió en la generación de hardware y software para la generación de imágenes acústicas de alto nivel, mediante focalización de arrays, cubriendo aplicaciones específicas en el campo de la ecografía médica, en el área del petróleo y del área nuclear entre otras. En este contexto no puedo dejar de citar los trabajos en conjunto realizados con el Ing. Roberto Giacchetta en los laboratorios del CAC, sobre el desarrollo y ensayo de hardware analógico-digital en las primeras etapas del proyecto. Actualmente, el Ing. Giacchetta dirige una empresa española que se dedica al diseño y comercialización de sistemas para ensayos no destructivos por ultrasonido de altas prestaciones.

Con la finalidad de tener un sistema de ultrasonido propio que me permitiera la no dependencia de otros centros de investigación, presenté y dirigí varios trabajos finales de graduación, con alumnos de la carrera de ingeniería electrónica del DEA, de la UNSJ. Si bien se trató de excelentes trabajos, el tiempo de concreción fue más allá del tiempo lógico impuesto fundamentalmente por el desarrollo tecnológico, quedando rápidamente obsoletos.

La red finalizó en junio del 2002 y el proyecto MAGIAS un poco después. Durante todos esos años, tuve acceso a información y conocimiento de todas las áreas del ultrasonido, imposible de asimilar, ya que no había tiempo material para madurar esa cantidad de conocimientos. Dentro de este ambiente se fue profundizando y desarrollando el tema central de mi tesis doctoral que consistió en estudiar la posibilidad de detección de ecos en zonas ciegas. Un hecho fundamental para el desarrollo de la misma fue una beca otorgada por el Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC) de España por el periodo de

un año, con la que pude realizar los aspectos experimentales de la misma en el IAI. Sin esta beca, hubiera sido imposible la culminación de la misma. La tesis la defendí el 25 de febrero del 2005. Al comienzo del 2000, fui invitado a dictar un curso de 30 horas de duración organizado por la Rama estudiantil de Bioingeniería del IEEE, San Juan. El curso se tituló “Fundamentos del ultrasonido y principios de ecografía médica”. Para el material de clase y de estudio confeccioné unos apuntes que formaron parte de la base de esta obra.

A partir de agosto del 2006, ingresé a la FRM de la UTN por el programa de mejoramiento de la enseñanza universitaria PROMEI, cambiando mi lugar de trabajo al Centro Regional de Desarrollos Tecnológicos para la Construcción, Sismología e Ingeniería Sísmica (CEREDETEC). Me dediqué a la elaboración del programa de la asignatura, Ensayos no Destructivos para la carrera de ingeniería Civil, dictándola por primera vez en el segundo semestre del 2009. Durante ese año tuve la posibilidad de cursar en la misma Facultad, en el Instituto Regional de Ensayos Industriales (ITREN) los cursos de operador de nivel 1 y 2 de líquidos penetrantes. En el área de investigación, trabajé en instrumentación para la caracterización de suelos, mediante señales acústicas. Estos tres hechos me proporcionaron una visión más clara de los ensayos no destructivos. En abril del 2010 retorné al DEA y al INAUT y al poco tiempo me encontré a cargo de las cátedras de “Aplicaciones Industriales del Ultrasonido” para la carrera de ingeniería electrónica y Ultrasonido para uso Médico” para Bioingeniería. Durante el transcurso del año 2013, preparando la presentación de un proyecto, me di cuenta que no podría desarrollarlo por no disponer de un sistema básico de ultrasonido para laboratorio. Pese al trabajo y dedicación realizada durante tantos años, sería imposible conseguir los medios económicos para su adquisición, por lo que decidí alejarme de la investigación en esta área y dedicarme a la enseñanza del ultrasonido y escribir este libro.

A principios del 2015 llegó al INAUT el Dr. Ernesto Accolti para cumplir con una postdoctoral otorgada por CONICET para trabajar en el área de la acústica. El Dr. Accolti con gran conocimiento del campo de la electroacústica e importante experiencia en el área de la simulación, colaboró activamente en el desarrollo y optimización del código de simulación usado en los últimos capítulos y en la revisión final. Esta participación del Dr. Accolti acortó notablemente el tiempo de finalización de este libro.

La obra está organizada de la siguiente manera:

En el capítulo I se hace una revisión histórica de los avances y aplicaciones del ultrasonido, mostrando en forma muy sintética los temas que se desarrollarán en los capítulos posteriores.

El capítulo II aborda cuestiones básicas acerca de los tipos de ondas, de la reflexión y transmisión del ultrasonido en diferentes medios materiales y biológicos. Surge el concepto de impedancia acústica y se repasan las bases físicas del efecto Doppler.

En el capítulo III se definen los transductores de ultrasonido de bajo nivel de potencia y se analizan todas sus características. Se hace una correspondencia física entre las lentes ópticas y las acústicas y se presenta el concepto de array ultrasónico.

Tomando como punto de partida el ultrasonido en el aire, en el capítulo IV se sientan las bases de los métodos para la emisión y recepción.

El capítulo V se dedica al modelado de la señal de eco. Se presentan un número importante de variantes tanto, en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia y se analizan las bases de la reducción de datos. Se da suma importancia al ambiente de simulación.

En los capítulos VI y VII se analizan los diferentes métodos de registro usados, tanto en las áreas de los ensayos no destructivos como en medicina. Se muestran los esquemas básicos de sistemas de emisión y recepción para las dos áreas, sentándose las bases de la ecografía industrial y de la ecografía médica. En el área de los ensayos no destructivos se analizan con detalle, dos sistemas de probada eficacia.

El análisis de los datos dados por los fabricantes de transductores para aire y palpadores para ensayos no destructivos y medicina, se realiza en el capítulo VIII. A lo largo de una serie de ejemplos el lector aprende a estimar las características mínimas que debe cumplir el sistema de ultrasonido, para una aplicación específica.

En el capítulo IX se profundiza el concepto de array ultrasónico, se realiza una revisión de los métodos para el control de la focalización, tanto en emisión como en recepción. Se muestra cómo a partir de la simulación se puede estimar y modificar las características del campo acústico en las cercanías del array.

Las bases del efecto Doppler aplicado a la medicina, se sientan en el capítulo X. A lo largo del mismo se analizan los métodos y las arquitecturas para la generación y recepción de Doppler continuo y pulsado y como se superpone la información de velocidad con la ecografía de referencia.

Finalmente, en el capítulo XI se aborda el tema de transductores ultrasónicos de potencia. Se parte del estudio de las características de los materiales cerámicos y metálicos que componen un transductor de este tipo. En función de las analogías mecano-acústicas-eléctricas se analizan los modelos clásicos y se sientan las bases para el diseño. Al final del capítulo se aborda el tema de sonar y sus aplicaciones.

A lo largo de la obra se hace especial hincapié en el empleo de la simulación como herramienta idónea tanto en la faz de verificación de la teoría como en la de diseño. El software que se emplea debe tomarse como referencia, ya que no es único.

Angel C. Veca
San Juan, Argentina, abril de 2016

Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas - RITUL

La Reunión fundacional se realizó en La Habana, Cuba, en marzo de 1997, en el marco del *Programa Iberoamericano de Ciencia y Tecnologías para el Desarrollo* (CYTED) de España, dentro del subprograma VII. Oficialmente Inició su actividad en 1998 y finalizó, en junio del 2002.

Coordinador del subprograma: VII
Dr. José Antonio Cordero, España

Coordinador de la red:
Dr. Lorenzo Lejía
Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional (CINVESTAV), México

Miembros

Dra. María da Graça Ruano	Universidad de Algarve	Portugal
Dr. Julio Adamowski	Universidad de Sao Pablo	Brasil
Dr. Luis G. Ullate Alvear	Instituto de Automática Industrial	España
Dra. Teresa Sánchez	Instituto de Automática Industrial	España
Dr. Carlos Fritsch	Instituto de Automática Industrial	España
Dr. F. García Nocetti	Univ. Nacional Autónoma de México	México
Ing. Margarita Madeira	Universidad de Algarve	Portugal
Dr. Carlos Negreira	Instituto de Física, Univ. de la República	Uruguay
Ing. Héctor Gómez	Instituto de Física, Univ. de la República	Uruguay
Sr. Roberto Giacchetta	Comisión Nacional de Energía Atómica	Argentina
Dr. M. A. R. Hernández	Univ. Politécnica de Valencia	España
Dr. Francisco Montero de Espinosa	Instituto de Acústica.	España
Dr. Juan A. Gallego Juárez	Instituto de Acústica.	España
Dr. Antonio Ramos Fernández	Instituto de Acústica.	España
Dr. Luis Gaete Garretón	Univ. de Santiago de Chile	Chile
Dr. Gilberto González Suárez	Centro de Ultrasónica	Cuba
Dr. Eduardo Moreno	Centro de Ultrasónica	Cuba
Ing. Angel Veca	Instituto de Automática	Argentina
Dr. Wagner C. de Albuquerque	Univ. Federal de Rio de Janeiro	Brasil
Dr. José A. Eiras	Universidad Federal Sao Carlos	Brasil

Significado de siglas usadas a lo largo de los capítulos

INAUT - Instituto de Automática, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan.

DEA - Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan.

CAC - Centro Atómico Constituyentes, Comisión Nacional de Energía Atómica

IAI - Instituto de Automática Industrial

(Actualmente forma parte de Instituto de Tecnologías Físicas y de la Información “Leonardo Torres-Quevedo (ITEFI), Consejo Superior de Investigaciones Científicas, Madrid, España.

*Es poco lo que ha hecho, escasamente un inicio; y sin embargo,
es mucho comparado con el vacío total de hace un siglo.
Y nuestros conocimientos, como puede intuirse fácilmente,
parecerán a su vez la ignorancia más supina a aquellos
que vengan detrás nuestro. Sin embargo, no cabe despreciarlos
pues a través de ellos nos acercamos a tientas hasta alcanzar
la orilla de la vestidura del Altísimo.*

Agnes M. Clerke

A Popular History of Astronomy. London, 1893

Capítulo



Introducción

SUMARIO
1.1. ¿Qué se entiende por Ultrasonido?
1.2. Breve Introducción Histórica
1.3. El ultrasonido en la naturaleza
1.4. Síntesis del contenido de la obra
1.5. Problemas propuestos
1.6. Referencias

1.1. ¿Qué se entiende por Ultrasonido?

El ultrasonido son ondas acústicas, es decir, perturbaciones de tipo elástico (o mecánico), que se propagan por todos los medios materiales mediante el movimiento armónico de sus moléculas. Se llama así, porque su frecuencia de oscilación está por encima de la frecuencia de las ondas audibles, esto es, frecuencias superiores a 20kHz. El límite superior no puede determinarse pues depende de la tecnología. En este contexto, actualmente se está trabajando a frecuencias superiores a los 100 MHz, (microscopía ultrasónica). Existen numerosas aplicaciones que utilizan las vibraciones ultrasónicas en medios sólidos, líquidos o gaseosos.

Ciertas aplicaciones utilizan la potencia de las ondas ultrasónicas para transformar el medio al que se aplican. Tal como ocurre en medicina donde son usados con fines terapéuticos como lo son la hipertermia, litotricia, etc., o en la industria, donde su uso más frecuente es para activar procesos de naturaleza física como filtros, aglomerantes, destrucción de burbujas en líneas industriales de embotellamiento de bebidas gaseosas. En la industria química para el control de la aceleración de reacciones. Así como también limpieza y soldadura de piezas, entre otros.

Otro campo de aplicación consiste en interpretar los cambios producidos en las ondas ultrasónicas a su paso por el material, permitiendo deducir las características mecánicas y/o geométricas de éste, para determinar las propiedades físicas de la producción y determinar la existencia de defectos internos, tales como poros, grietas, calidad de las uniones, etc. Este es el caso de los ensayos no destructivos (END). Es un campo ilimitado de aplicaciones ya que, actualmente se utiliza para el control de calidad en las industrias aeroespacial, nuclear, siderúrgica, naval, automotriz y de construcciones civiles.

También son muy conocidas las aplicaciones marinas de los ultrasonidos (SONAR), donde son usadas para trazar mapas del fondo marino, detectar bancos de peces, u otros objetos.

Como se desprende de lo anterior y de lo que se verá en esta obra, el ultrasonido es una herramienta muy simple de emplear y sobre todo muy poderosa, ya que, permitirá "ver" donde le es imposible a la visión (normal o artificial) y no producir cambios en los organismos vivos como sucede con los rayos X, dado que se trata de una radiación no ionizante¹.

1.2. Breve Evolución Histórica

El ultrasonido pertenece a una rama de la ciencia de la acústica, por ello, surgieron recién a finales del siglo XIX cuando ya estaban completamente desarrollados los fundamentos teóricos de aquella. Sin embargo, existen importantes antecedentes de fecha anterior. En 1793 - L. Spallanzani estudió el sorteo de obstáculos de los murciélagos en la oscuridad. Uno de los primeros investigadores que incursionaron en este campo, fue F. Galton. A él se le debió entre otras, el desarrollo del primer emisor de ultrasonidos (1823) y las primeras pruebas con seres humanos y con animales para determinar los umbrales de audición, a frecuencias por debajo y por arriba de los 20 kHz.

¹ Dentro de ciertos límites de potencia.

En 1900 - Edelman desarrolla el primer silbato de ultrasonido por aire comprimido y en 1920 G. S. Y. Sotokov propone aplicaciones de ultrasonido a la medicina. Sin embargo, éstos no podrán llevarse a cabo hasta el comienzo de la década del 60' por falta de tecnología adecuada.

L. F. Richardson sugiere el empleo del ultrasonido para la detección de icebergs después del hundimiento del transatlántico inglés Titanic en abril de 1912.

Durante el desarrollo de la primera guerra mundial (1914-1918) - P. Langevin desarrolla el primer transductor (hidrófono) de cuarzo, para estudios de detección de submarinos. Fundando el método de Pulso-Eco y por consiguiente el Sonar.

En 1925 - Pierce pone a punto un oscilador - receptor valvular para la generación y recepción del ultrasonido. Además, desarrolla un interferómetro para determinar velocidades de éste ultrasonido en el aire y gases.

En 1927 Wood y Loomis sientan las bases de la homogeneización ultrasónica.

En 1929, Sokolov emplea el ultrasonido para detectar presencia de heterogeneidades en materiales, dando el primer paso al método de transparencia y a los ensayos no destructivos con ultrasonidos (END US).

En 1932 Debye y Sears, por un lado y Lucas y Biquard por otro, emplean la onda estacionaria en un líquido como red óptica de difracción.

Durante 1934 G. S. Y. Sotokov desarrolla un sistema combinado de luz y ultrasonido para la detección de fallas en materiales.

En 1938 Pierce y Griffin demostraron experimentalmente la emisión de ultrasonidos por parte de los murciélagos.

En 1939 la tecnología electrónica da un paso fundamental, nace el Radar, aportando innumerables mejoras al Sonar.

Durante 1947 C. H. Allen y L. Rudrich desarrollan la sirena ultrasónica.

El año de 1947 se sientan las bases de la ecografía médica, En efecto, D. H. Howy construye partes de lo que sería el primer ecógrafo bidimensional para uso médico. El órgano a estudiar debía sumergirse en un tanque con agua .

En 1948 D. Gabor descubre la holografía ultrasónica y Firestone aplica el principio del sonar para la detección de defectos en materiales, iniciando la técnica pulso-eco en ensayos no destructivos.

Favorecida por la urgente demanda de nuevos métodos de ensayos no destructivos, a partir de 1954, el ensayo no destructivo por ultrasonido tuvo aceptación general en toda la industria, publicándose las primeras normas de la aplicación.

En 1954, Ian Donald hizo investigaciones con un detector de grietas, en aplicaciones ginecológicas.

En el transcurso de 1955, la tecnología de los sensores piezoeléctricos da un paso gigantesco, ya que B. Jafle entre otros, descubren las propiedades piezoeléctricas del PZT.

En 1956, Wild y Reid publicaron 77 casos de anomalías de seno palpables y estudiadas además por ultrasonido, obtuvieron un 90 por ciento de certeza en la diferenciación entre lesiones quísticas y sólidas.

En 1957 Weinreich y White descubren el efecto acústico-eléctrico. El ingeniero Tom Brown y el Dr. Donald, construyeron un escáner de contacto bidimensional, evitando así la técnica de inmersión. Tomaron fotos con película Polaroid y publicaron el estudio en 1958. El Dr Donald inició los estudios obstétricos a partir de los ecos provenientes del cráneo fetal. En ese entonces se desarrollaron los cálipers (cursores electrónicos).

En 1959 S. Satomura sienta las bases de prácticas de la velocimetría doppler publicando la primera aplicación del efecto doppler en ecografía.

En 1959, Satomura reportó el uso, por primera vez, del Doppler ultrasónico en la evaluación del flujo de las arterias periféricas.

Durante 1960 - I. Donald y T. G. Brown desarrollan el primer ecógrafo bidimensional de contacto directo, es decir, el denominado: B estático. Donald desarrolló el primer escáner automático, que resultó no ser práctico por costoso. Howry introdujo el uso del Transductor Sectorial Mecánico (*hand held scanner*).

En 1962, Homes produjo un escáner que oscilaba 5 veces por segundo sobre la piel del paciente, permitiendo una imagen rudimentaria en tiempo real.

En 1963, un grupo de urólogos japoneses reportó exámenes ultrasónicos de la próstata, en el A-MODE. En forma simultánea, el Profesor V. Poliakov, de la Facultad de Medicina de Moscú realiza estudios de soldadura ósea con ultrasonidos usando perros.

En 1964 P. N. T. Wells desarrolla el primer ecógrafo B estático con dos ejes articulados. En este año también apareció la técnica Doppler para estudiar las carótidas, con gran aplicación en Neurología.

En 1965 La firma austriaca Kretztechnik asociada con el oftalmólogo Dr Werner Buschmann, fabricó un transductor de 10 elementos dispuestos en fase, para examinar el ojo, sus arterias, etc.

En 1966, Kichuchi introdujo la "Ultra-sono-cardio-tomografía sincronizada", usada para obtener estudios en 9 diferentes fases del ciclo cardiaco, usando un transductor rotatorio y una almohada de agua.

En 1967, se inicia el desarrollo de transductores de A-MODE para detectar el corazón embrionario, factible en ese entonces a los 32 días de la fertilización.

En 1968, Sommer reportó el desarrollo de un escáner electrónico con 21 cristales de 1,2 MHz, que producía 30 imágenes por segundo y que fue realmente el primer aparato en reproducir imágenes de tiempo real, con resolución aceptable.

La ciencia de los transductores da otro gran avance entre 1968 y 1971, ya que, por un lado J. C. Somer inicia el desarrollo de los transductores denominados en phased array (agrupación multifásica). Por otro lado en 1969 - H. Kaway descubre el material piezoeléctrico PVDF, punto de partida de las actuales membranas que llevan el mismo nombre.

En 1969 se desarrollaron los primeros transductores transvaginales bidimensionales, que rotaban 360 grados y fueron usados por Kratochwil para evaluar la desproporción cefalopélvica. También se inició el uso de las sondas transrectales.

En 1970 Kratochwill comenzó la utilización del ultrasonido transrectal para valorar la próstata.

Durante los primeros años de la década del 71, Korpel, L. W. Kessler y P. R. Palermo fundamentan el microscopio acústico.

En 1971 N. Bom y otros desarrollan un array lineal. Aparece la introducción de la escala de grises que marcó el comienzo de la creciente aceptación mundial del ultrasonido en diagnóstico clínico.

En 1972 G. Kossof y W. J. Garret introducen la escala de grises en ecografía potencializando su empleo en el diagnóstico médico.

En 1974 - W. M. Beaver presenta el primer array bidimensional y J. Ophir y otros presentan el primer convertidor digital de barrido. También, durante ese año, se comercializan los primeros ecógrafos mecánicos de modo B en tiempo real.

Durante 1976 C. H. Johnes y G. A. Gilmour presentan la primera cámara sónica.

En 1977 Kratochwil combinó el ultrasonido y la paroscopía, introduciendo un transductor de 4.0 MHz a través del laparoscopio con el objeto de medir los folículos, mediante el A-MODE. La técnica se extendió hasta examinar vesícula, hígado y páncreas.

En 1982 Aloka anunció el desarrollo Doppler en color en imagen bidimensional.

En 1983, Lutz usó la combinación de un gastroscopio y un ecógrafo, para detectar CA gástrico y para el examen de hígado y páncreas y Aloka introdujo al mercado el primer Equipo de Doppler a Color, que permitió visualizar en tiempo real y en color el flujo sanguíneo.

Durante 1984 W. A. Smith establece una nueva estructura de material piezoeléctrico: los compuestos (composites). Durante este año también se comercializan los primeros ecógrafos Doppler bidimensionales con presentación en color y en tiempo real y se inician los desarrollos de sistemas de transductores para ecografía tridimensional en tiempo real.

A principios de 1992 el grupo de investigadores del Instituto de Automática Industrial (IAI) de Madrid, España, que trabajaba en el área de las Tecnologías Rápidas para Ensayos No Destructivos con Ultrasonidos, pone a punto el sistema SENDAS (Sistema de Ensayos no Destructivos de Arquitectura Segmentada) [1] que podía trabajar con un palpador o con arrays. Este sistema totalmente modular, permitió optimizar inspecciones manuales o automatizadas y fue la base para el proyecto MAGIAS [2].

En 1997, Balint y Sturrocky publicaron un editorial, en donde consideran al ultrasonido como una nueva herramienta diagnóstica para el reumatólogo, con utilidad principal en la evaluación de la patología articular y periarticular, además de tejidos blandos con adecuada reproductibilidad, y alta sensibilidad y especificidad. Otras utilidades son la medición del cartílago para determinar erosiones en artritis reumatoidea, demostrando superioridad a la placa simple de rayos X.

El proyecto MAGIAS (Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas) se generó a mediados del año 2002 dentro de la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas (RITUL), en el programa CYTED de España. Inicialmente participaron en el proyecto laboratorios y centros de investigación de universidades dedicados al ultrasonido de España, Argentina, Portugal, Brasil, México, Cuba, Uruguay y Chile. La idea fue la de generar una arquitectura electrónica que fuera independiente de la plataforma usada (PC), del sistema operativo y del bus de la interfaz. Esta iniciativa se basó en la obsolescencia de los estándares, del dilema que para altas prestaciones era necesario alta complejidad, de la diversidad de las aplicaciones y de la atención a temporizaciones y sincronismos estrictos. La base de la nueva arquitectura se basó en el sistema denominado AMPLIA, Arquitectura Modular para el Procesamiento y Despliegue de la Imagen Acústica, cuyos objetivos básicos consistieron de un desarrollo descentralizado con un procesamiento distribuido y paralelo. En la actualidad, la empresa española DASEL Sistemas [3], desarrolla y comercializa sistemas de ultrasonidos basados en esta arquitectura.

En los últimos años el avance de la informática, microelectrónica, tecnología de construcción de arrays y focalización electrónica, son los pilares actuales de la aplicación del ultrasonido, tanto en el área de los ensayos no Destructivos, ecografía médica, instrumentación como las aplicaciones de potencia.

1.3. El Ultrasonido en la Naturaleza

Es bien sabido que muchas especies de animales emplean el ultrasonido para comunicarse así también como herramienta idónea de supervivencia. En general, el espectro de frecuencias de estas especies abarca un intervalo que va desde 20 kHz a 100 kHz. En la Fig. 1.1 se muestran las especies más representativas de empleo del ultrasonido [4]. Tal vez, la más importante en el sentido de evolución del órgano sensorial acústico, es la del murciélago, en especial la familia de la especie llamada "murciélago bigotudo" [5, 6, 7]. Este animal, ayudado por un simple pero robusto sistema neuronal, puede emitir pulsos de ultrasonidos modulados en amplitud y o frecuencia según la necesidad. En el modo de recepción, puede discriminar en vuelo la distancia y posición de su presa, realizando discriminación de frecuencia por medio del efecto Doppler.

En lo que respecta a eficiencia del sistema ultrasónico, las ballenas y delfines se encuentran a continuación del murciélago. Estas especies emplean al ultrasonido como sonar y para comunicación con las crías. La diferencia de las mariposas, libélulas y lechuzas con las especies anteriores, se debe a que su sistema sensorial es sólo pasivo, por ello, sólo pueden recibir ultrasonidos y los emplean para buscar alimento o defenderse de depredadores, tal como es el caso de las mariposas nocturnas que captan emisiones de ultrasonido emitidas por el murciélago bigotudo a fin de encarar una acción evasiva [7].

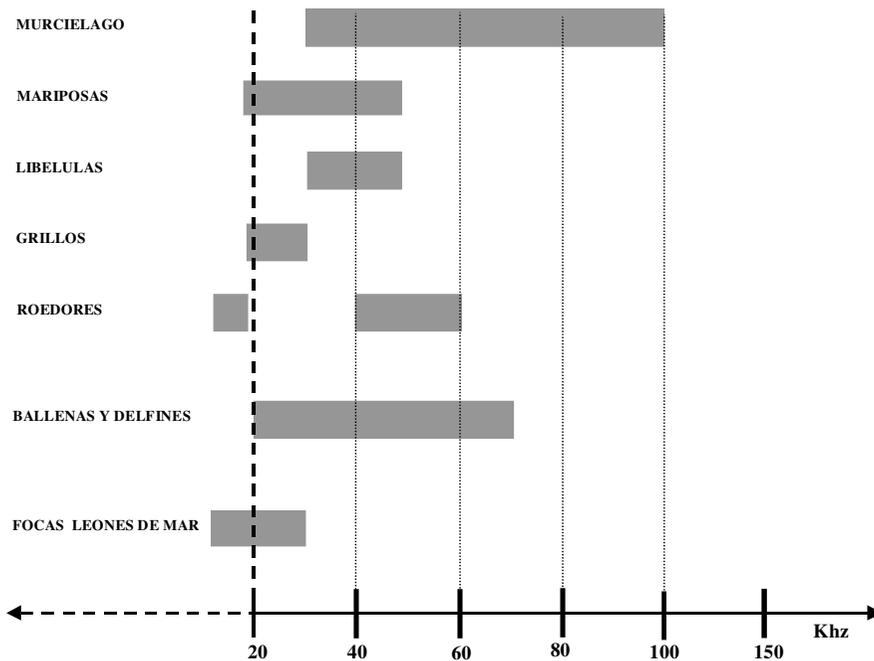


Figura 1.1 Espectro ultrasónico en la naturaleza.

1.4. Síntesis del contenido de la obra

A continuación se mostrará en forma sintética los principios y conceptos que se abordarán en cada capítulo. De acuerdo a esto, en la explicación no se desarrollará ningún procedimiento o deducción físico-matemático, y en caso de mostrar alguna ecuación, se analizará sólo en forma cualitativa.

Toda la explicación se basará en la forma de trabajo del murciélago [7, 8], debido a que es la que optimiza de mejor manera la emisión-recepción y procesamiento de la información desde el punto de vista acústico.

En la Fig. 1.2 se muestra en forma esquemática como se distribuye la emisión de un pulso acústico enviado al aire por el murciélago. Las líneas verticales indican cómo evoluciona el frente de onda a medida que se aleja de la fuente de emisión. Se trata de una emisión direccional, esto es, existe una dirección de privilegio a diferencia de una emisión omnidireccional, donde el frente de onda evoluciona en todas direcciones (ver Fig. 1.3).

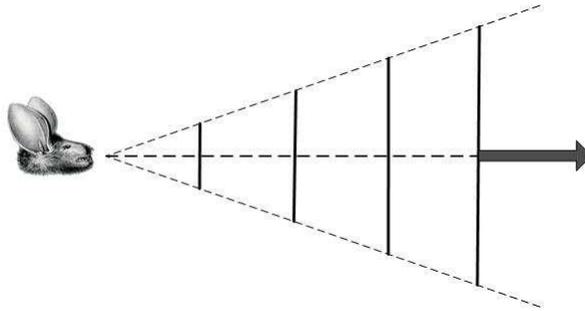


Figura 1.2. Emisión de un pulso acústico del murciélago

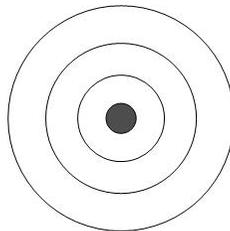


Figura 1.3. Frente de onda de un pulso acústico omnidireccional

Si en la trayectoria del frente de onda emitido existe un elemento reflector, un porcentaje de la energía acústica se reflejará en él (cambia el sentido de la propagación), viajará hacia el murciélago y será recibido en sus oídos (elemento receptor o transductor receptor). Esta fracción de la energía acústica que retorna hacia la fuente se denomina “eco”. En la parte superior de la Fig. 1.4 se muestra el objeto reflector y en la parte inferior el resultado del eco.

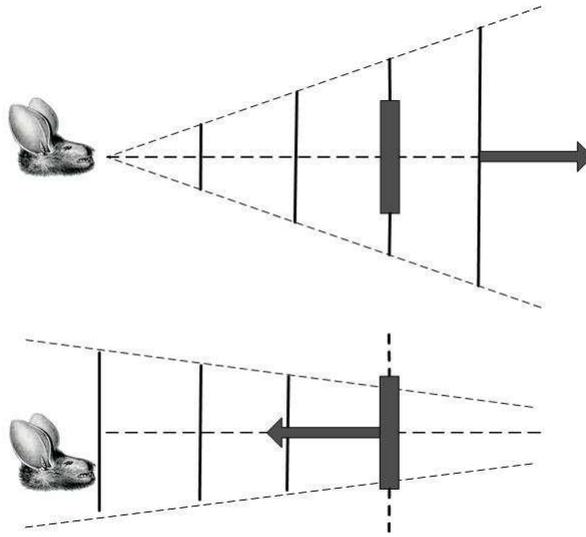


Figura 1.4. Concepto de eco.

Efecto de un elemento reflector interceptado por el frente de onda

Ahora bien, ¿cuánto tiempo tarda el eco en retornar a los oídos del murciélago? La respuesta es simple; si la distancia entre la fuente emisora es d , el tiempo que tarda el frente de onda en llegar al objeto reflector depende de su velocidad.

Como se verá en el capítulo 2, la velocidad del sonido depende de la temperatura del medio donde se propaga, a 20°C es de $331,6\text{ m/s}$. Entonces, por física elemental, se tiene:

$$v = \frac{d}{t} \quad (1.1)$$

donde v es la velocidad del sonido y t el tiempo que tarda en llegar al reflector el frente de onda.

En física del sonido, la velocidad de propagación se denomina “ c ”, entonces el tiempo t se determina:

$$t = \frac{d}{c} \quad (1.2)$$

Como lo que interesa es conocer el tiempo total, esto es, el tiempo que tarda el frente de onda emitido en regresar a los oídos del murciélago, la distancia recorrida es $2d$ (ida más vuelta), por ello:

$$tt = \frac{2d}{c} \quad (1.3)$$

Al tiempo tt se lo denomina “tiempo de transito” o “tiempo de vuelo” (time of flight).

Si tuviéramos que hacer un esquema simple del proceso de emisión-recepción llegaríamos a lo que muestra la Fig. 1.5.

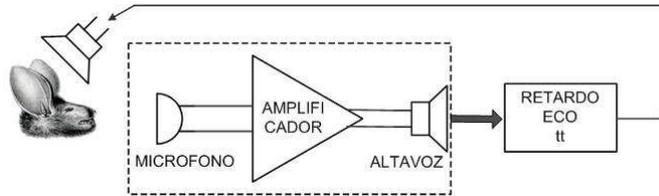


Figura 1.5. Modelo elemental del proceso de emisión-recepción

El conjunto micrófono, amplificador y altavoz, está emulando al sistema de emisión acústica del murciélago. Por retardo se entiende el tiempo que tarda el eco (siempre y cuando exista un elemento reflector), en retornar a los oídos del murciélago.

La pregunta siguiente es: ¿Cuál es la secuencia emisión-recepción? En primer lugar se debe emitir en el instante t_0 un pulso acústico de duración $\Delta t = t_1 - t_0$ (ver Fig. 1.6), a continuación el sistema acústico debe pasar al modo recepción, es decir, escucha si hay eco.

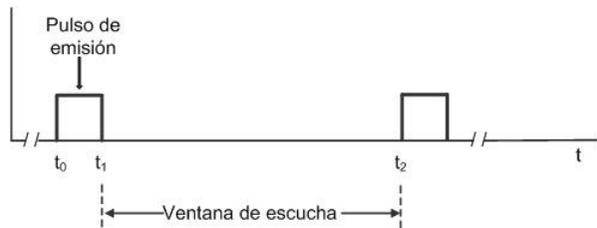


Figura 1.6. Secuencia emisión-recepción

A este intervalo de tiempo se lo puede asociar con una ventana de escucha de ancho igual a $t_2 - t_1$. El ancho máximo de ésta viene dado por la máxima distancia a la que el murciélago puede detectar un eco y, como se verá más adelante, es fuertemente dependiente de la atenuación del ultrasonido en el aire. En general, la distancia máxima a cubrir está en el orden de dos a tres metros. El ancho mínimo dependerá del tiempo a partir del cual se haya extinguido el pulso de emisión².

² A este fenómeno se lo denomina zona ciega del transductor receptor: se superpone la señal emitida con la recibida resultando imposible determinar el momento de arribo del eco. En el capítulo IV se tratará con detalle este tema.

De la figura también podemos extraer la siguiente información: en el instante t_0 se genera el pulso acústico y comienza la cuenta de tiempo (t_2), si durante el intervalo $t_1 < t \leq t_2$ se recibe un eco, se hace $tt = t$ y se determina la distancia d a partir de la Ecu. (1.3), es decir:

$$d = \frac{t}{2} c \quad (1.4)$$

A continuación, el proceso se repite indefinidamente. En la realidad, este proceso de emisión-recepción es mucho más complejo. La determinación de la distancia al elemento reflector (presa), se encuentra dentro de un lazo de búsqueda inteligente que le permite al murciélago llegar con la mayor precisión y en el menor tiempo posible a su presa. En la referencia [8] puede encontrarse un resumen de la forma de trabajo del murciélago.

Desde el punto de vista físico, la generación del frente de ondas, puede modelarse como el movimiento de un pistón en el interior de un tubo cerrado (Fig. 1.7, izquierda). El avance y retroceso del pistón generado por un mecanismo similar al de una biela, le imprime una velocidad angular w , y genera una presión ΔP que mueve las partículas del aire que se encuentran en sus cercanías. El resultado es la compresión y dilatación del aire (Fig. 1.7 parte derecha) contenido en el plano perpendicular al sentido de propagación. A este tipo particular de propagación se lo denomina **onda de presión u onda P**. En general, en medios fluidos y gaseosos, la única forma de propagarse el sonido es mediante onda de presión. En los medios materiales y biológicos (en algunos), el sonido puede propagarse en una variedad de formas, tal como se verá en el capítulo II.

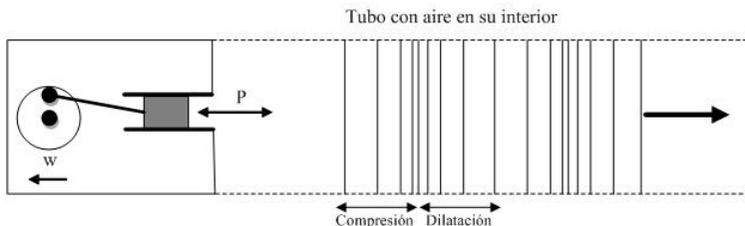


Figura 1.7. Generación de una onda de compresión (onda tipo P)

Centrando la atención al modelo para generar el frente de ondas, es decir, las variaciones de presión, las variables acústicas P y w están relacionadas por la impedancia acústica Z_a :

$$Z = \frac{P}{v} = Z_a \quad (1.5)$$

donde: v representa la velocidad lineal (depende de w) de generación del frente de ondas. Para abreviar, la impedancia acústica se la denomina con Z . P y v en el modelo acústico son análogos a la tensión y a la corriente en un circuito eléctrico (Fig. 1.8).

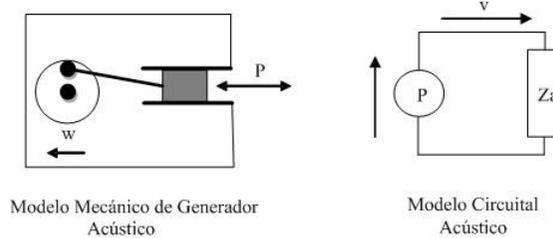


Figura 1.8. Concepto de impedancia acústica

Sería muy engorroso tener que medir la velocidad v y la presión acústica para caracterizar cada medio. La física del sonido resuelve este problema en forma sencilla. Como se demostrará en el capítulo 2, la ecuación (1.5) puede escribirse de la siguiente forma:

$$Z = \rho c \tag{1.6}$$

donde: ρ es la densidad del medio donde se propaga la onda acústica. En la tabla 1.1 se muestran valores de impedancia acústica, densidad y velocidad del sonido de algunos medios.

Medio	$\rho [10^3 \frac{Kg}{m^3}]$	$C_L [10^3 \frac{m}{s}]$	$Z [10^6 \frac{Kg}{m^2 s}]$
Acero	7.67 – 8.03	5.66 – 7.39	45.7 – 56.1
Aluminio	2.71 – 2.78	6.19 – 6.32	17.1 – 17.2
Glicerina	1.26	1.92	2.4
Tolueno	0.87	1.33	0.9 – 1.2
H2O	0.97 – 1.00	1.48-1.49	1.48 – 1.49
Aire	1.21 – 1.29	331.6 - 343	0.000415
Tejido Biológico	1.07	1.566	1.67

Tabla 1.1. Densidad, velocidad de propagación e impedancia acústica de algunos medios

Evidentemente, los tejidos biológicos tienen valores de ρ , c y Z muy cercanos al del agua.

¿Qué sucede con el frente de onda emitido a medida que se aleja de la fuente que lo generó? A medida que el frente de onda se aleja de la fuente, la energía acústica va difundiéndose en una superficie cada vez mayor (ver Fig. 1.9), en otras palabras, la energía acústica va atenuándose a medida que se aleja de la fuente. Ésta se denomina: *atenuación por propagación esférica* y la presión acústica va disminuyendo con la inversa de la distancia a la fuente. Existen dos motivos más de atenuación que son: los debidos a la atenuación por espacio libre y a la frecuencia de la fuente.

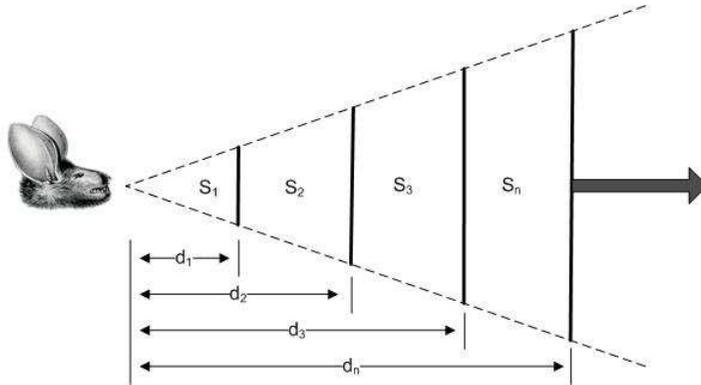


Figura 1.9. Atenuación del frente de onda en el medio

El primero tiene forma de exponencial decreciente y los efectos del segundo son los de hacer más notables los de espacio libre. Agrupando estos efectos se los puede concentrar en la siguiente ecuación:

$$P = \frac{1}{d} P_o e^{-\alpha d f^2} \quad (1.7)$$

donde: α es la constante de atenuación del medio, d la distancia a la fuente y f la frecuencia del ultrasonido usado. El resultado de esta expresión la observamos en la Fig. 1.10, donde podemos ver la atenuación de la presión teniendo en cuenta todos los efectos.

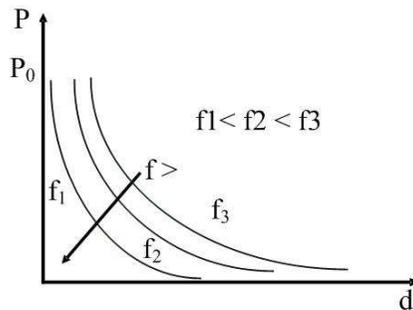


Figura 1.10. Curvas atenuación por distancia espacio libre y frecuencia

¿Qué forma tiene la señal de eco que retorna a la fuente? La forma de onda que retorna al emisor está compuesta por: la señal emitida atenuada y modulada por el medio más ruido que, en general, se modela a partir de la siguiente ecuación (los detalles se dan en el capítulo 4):

$$\text{Señal de eco} = C_0 (t - T_0)^n e^{-\alpha(t - T_0)} \text{sen}[2\pi f_0(t - T_0) + \theta] u(t) + \eta(t) \quad (1.8)$$

donde: C_0 es una constante de amplitud, α la constante de amortiguamiento del transductor, n una constante que depende del rango de frecuencias que se esté empleando, T_0 el tiempo de

transito, θ la fase de señal que retorna, $u(t)$ la función escalón unitario y η una función que modela al ruido. Esta expresión se conoce como modelo polinómico de la señal de eco. Es una forma (hay varias) de representar al eco. El primer término del segundo miembro se denomina: modulante y al segundo (a partir del seno), portadora. En la Fig. 1.12 se muestra una señal de eco modelada con la expresión (1.8). En la parte superior, la señal de eco y en la inferior, la modulante.

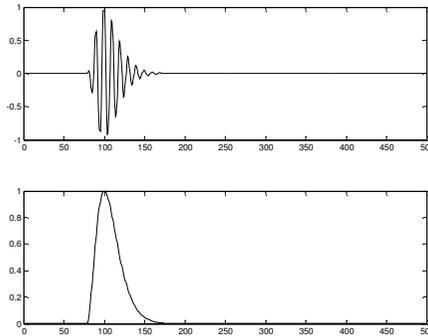


Figura 1.12. Señal de eco y modulante modelada con la expresión (1.8)

1.4.1. Mecanismo de detección del murciélago o ecolocalización

La señal emitida consta de un tren de pulsos a frecuencia constante (CF) terminada por un barrido de frecuencia modulada (FM). Algunas clases de murciélagos, emiten sólo una de las componentes, otros utilizan las dos, e incluso otras combinaciones como FM-CF-FM. Además de la componente principal (CF1-FM1), emite armónicos (CF2-FM2), triple, etc. El propósito de éstos es identificar su propia señal en situaciones de intensa actividad causada por otros murciélagos. Observando la Fig. 1.13, la separación entre cada oído y la distancia oído-boca, le permiten hacer una aproximación de la distancia a la presa (rango y elevación), mientras que el aleteo de las alas de la mariposa, le permite identificar a la presa por efecto Doppler. Con el giro de la cabeza ajusta la posición azimutal de la mariposa.

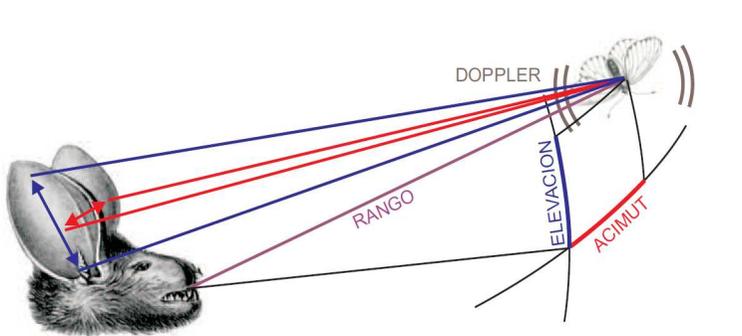


Figura 1.13. Mecanismos usados en ecolocalización para detectar a la presa.

Las señales de ultrasonido cambian durante el proceso de caza (ver Fig. 1.13), que consta de tres fases [8]:

- **Detección.** Las señales transmitidas son principalmente CF, con una frecuencia de repetición baja (50 a 100 ms). Esto proporciona gran sensibilidad para la detección de las presas, y especialmente permite determinar con gran precisión cualquier desplazamiento Doppler, producido por el batido de las alas de los insectos.
- **Aproximación.** El murciélago reduce la componente CF y aumenta la FM, acortando temporalmente las señales, pero incrementando su frecuencia de repetición (50 a 10 ms). En general ajusta la duración de la señal para que su longitud sea un poco menor que el doble de la distancia que lo separa de la presa.
- **Terminal.** Como los pulsos de FM son de muy corta duración y la frecuencia de repetición es muy alta (4-7 ms), le permite gran precisión en el posicionamiento final de la presa.

1.4.1.1. Efecto Doppler

El efecto Doppler [9], descubierto por Cristian Doppler en 1842 tiene una aplicación muy importante en el área de los ultrasonidos. El ejemplo clásico, dado en los cursos básicos de física es el de la locomotora que se acerca a una estación emitiendo sonido de una frecuencia determinada. Un observador parado en el andén, escucha que la frecuencia de emisión va aumentando a medida que la locomotora se acerca a él y una vez que pasó, percibe que el sonido emitido va disminuyendo la frecuencia a medida que la locomotora se aleja de él, tal como lo muestra la Fig. 1,14.

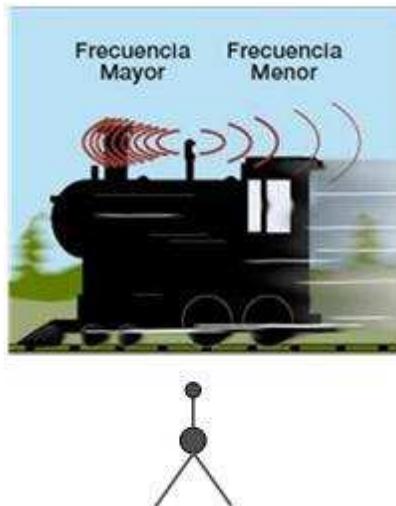


Figura 1,14. Concepto de efecto Doppler

Recordando la relación entre la frecuencia, la velocidad de propagación del sonido y la longitud de onda que está dada por:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.9)$$

donde: c , f y λ representan la velocidad de propagación del sonido, la frecuencia y la longitud de onda, respectivamente. Como se verá en el capítulo 2, el cambio de frecuencia f' percibido por el observador se modela como:

$$f' = f \left(\frac{V - V_s}{V} \right) \quad (1.10)$$

$$f' = f \left(\frac{V + V_s}{V} \right)$$

donde: f es la frecuencia de emisión, V y V_s , representan la velocidad de emisión del sonido y la velocidad de la fuente, respectivamente. La ecuación superior se aplica para el caso donde la locomotora se está acercando al observador, al disminuir el denominador, el cociente se hace más grande, dando una f' mayor. Haciendo el mismo análisis en la ecuación, se llega a lo contrario, la frecuencia aparente disminuye cuando la fuente emisora se aleja.

En la práctica, pueden darse cuatro casos según el movimiento relativo de la fuente emisora respecto al observador, del movimiento del observador relativo a la fuente o combinaciones de ambas, que se analizarán al final del capítulo II. A continuación se mostrará el caso del murciélago que es el mismo usado para describir la ecografía Doppler. Suponiendo que el murciélago se encuentra en vuelo estacionario emitiendo sonido de una frecuencia f y a una cierta distancia de él, hay una mariposa que se dirige al murciélago. Al murciélago se lo denominará fuente “E” y a la mariposa blanco “R”, tal como se observa en la Fig.1.15.

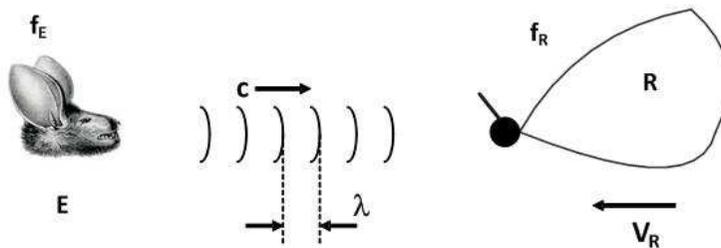


Figura 1.15. Emisor en reposo, blanco en movimiento hacia el emisor

Entonces, para la mariposa la frecuencia que observa es la frecuencia del emisor más el término debido al movimiento hacia la fuente:

$$f_R = f_E + \frac{V_R}{\lambda} \quad (1.11)$$

Más adelante, en el capítulo X apartado 10.1, demostraremos que la frecuencia diferencia es:

$$f_d = 2 \frac{V_R}{c} f_E \quad (1.12)$$

De acuerdo al valor de f_d , el murciélago sabe si la mariposa se acerca o se aleja, pudiendo de esta forma optimizar la trayectoria que lo llevará hacia ella, en el menor tiempo posible.

1.4.2. ¿Qué es lo que el murciélago no puede hacer?

El murciélago no puede:

- *Detectar a una mariposa que se encuentra detrás de un obstáculo, por ejemplo, detrás de una hoja.*

En la Fig. 1.16 se esquematiza este caso. La mariposa se encuentra en la parte posterior de una hoja y en la misma posición axial que el murciélago. Desde el punto de vista de la impedancia acústica [10] (como se verá en el próximo capítulo), entre el murciélago y la mariposa existen tres medios o interfaces: aire-hoja, hoja-aire y aire-mariposa, tal como se observa en la Fig. 1.17.

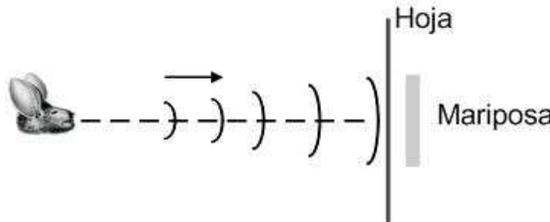


Figura 1.16. Mariposa detrás de una hoja



Figura 1,17. Medios acústicos por los que debería atravesar la señal de ultrasonido para llegar a la mariposa

Hay dos coeficientes que cuantifican el porcentaje de la energía acústica que se refleja hacia la fuente emisora y la que se transmite en cada interfaz:

$$\begin{aligned} \text{Reflección} \quad R &= \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \\ \text{Transmisión} \quad T &= \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Donde: Z_1 y Z_2 representan las impedancias acústicas del medio donde se emite ultrasonido y de la interfaz, respectivamente (Ver capítulo II). Si se aplican estos coeficientes de la presión acústica que viajando por el aire atraviesa la hoja, se llega a la conclusión que el 99% se refleja hacia el emisor (reflexión total), tal como se muestra en la Fig. 1.18.

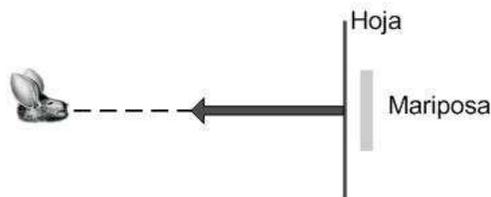


Figura 1.18. Reflexión total sobre la hoja

- *Detectar una presa a una distancia mayor de 5 metros*

El pulso acústico que emite el murciélago al impactar sobre la presa debe retornar a sus oídos, esto significa que la atenuación total (A_{total}) que afecta al pulso emitido, está compuesta de la atenuación hacia el blanco, la de regreso y la de reflexión sobre el blanco, es decir:

$$A_{total} = A_{ida} + A_{vuelta} + A_{reflexión} \quad (1.14)$$

Si calculáramos las pérdidas por atenuación de ida y vuelta, despreciando la atenuación por reflexión (ver capítulo VIII), superarían los 60dB. La única forma de contrarrestar esta cifra sería disponiendo de una fuente emisora de mayor potencia, imposible de lograr para el murciélago. En el capítulo XI trataremos el tema de transductores de potencia.

- *Focalización dinámica del haz*

El murciélago debe orientar con el movimiento de la cabeza, dónde desea enviar el haz de ultrasonido y dejarla quieta hasta que recibe el eco. En el capítulo IX estudiaremos los arrays ultrasónicos y cómo, por medio de retardos, generar focos, tanto en emisión como en recepción.

1.4.3. Aplicaciones del ultrasonido en el aire

A continuación se citarán algunas aplicaciones del ultrasonido en el aire que fueron motivo de interés, como también se citan otras aplicaciones que no son las típicas.

- **Ayuda a la movilidad de discapacitados visuales**

El ultrasonido se ha empleado para asistir a individuos ciegos y personas con discapacidad visual severa. En la década de los 90´ se realizaron dispositivos portátiles para ser usados sobre los bastones, como colgantes y como anteojos [11,12,13,14]. Dependiendo del tipo, usaban de uno a tres transductores piezoeléctricos que operaban en 40 kHz, con funciones de emisión-recepción con un alcance en el orden de 10 metros (ver Fig. 1.19). El control de la emisión, recepción y la inteligencia del sistema estaba gobernada por un microcontrolador o microprocesador. Se usaban códigos sonoros que el usuario debía previamente aprender.

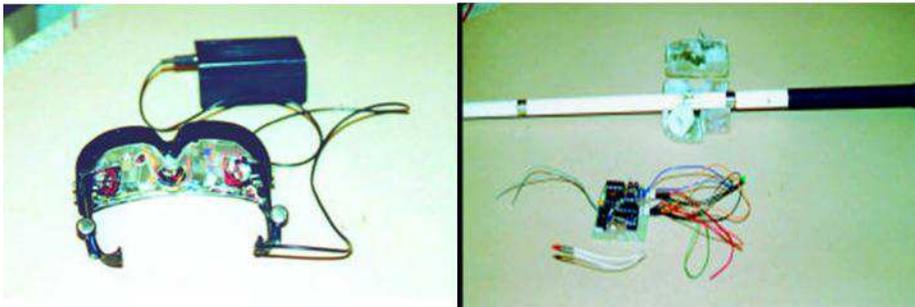


Figura 1.19. Ayudas al no vidente. Anteojos (izquierda). Bastón (derecha)
(DEA-INAUT-1999)

Algunos de estos dispositivos podían determinar entre otros la presencia de escaleras [12,13,14]. Si bien se realizaron muchos esfuerzos para lograr un dispositivo óptimo, no se logró, y la idea fue lentamente abandonada. En ambientes estructurados cumplían con su misión, pero en la vía pública eran fuertemente afectados por la dinámica del entorno. La naturaleza implementó la visión para el ser humano, de la misma forma que, al murciélago le asoció el sonar, ¿Qué pasaría con el murciélago si tratáramos de reemplazar el sonar por un sistema de visión artificial? ¿No estaríamos ante el mismo resultado?

- **Medición de variables meteorológicas**

Como se sabe, la medición de la velocidad y dirección del viento en las estaciones meteorológicas, se basa en el principio de la histórica veleta. Si la posición del eje se determina por medio de codificadores ópticos, se obtiene la posición acimutal obteniendo la dirección. Esta determinación puede realizarse con ultrasonido, a partir de un arreglo de tres sensores separados 120° entre sí [15], usando una estrategia especial para la emisión y recepción. La principal ventaja de esta metodología es la de no contar con partes móviles. Analizando una de las señales de ultrasonido recibidas y basándose en la dependencia de la propagación con la temperatura, puede obtenerse ésta, sin el empleo de un sensor de temperatura [16,17]. El mayor inconveniente del método, es la necesidad de contar con sensores aptos para operar en el medio ambiente.

- **Identificación de formas**

La década del 90', también estuvo caracterizada entre otras, por el afán de desarrollar sistemas de ultrasonidos que pudieran emplearse en el reconocimiento de objetos en líneas de producción industrial, bajo el nombre de ensamblaje robotizado. La idea, consistía en enfocar un haz de ultrasonido en una dirección donde se encontraba un conjunto de objetos. Analizando la o las señales de eco recibidas, determinar la forma del mismo para que un robot realizara una tarea específica con él. La metodología consistía en analizar la señal de eco resultante y determinar el número y posición de los máximos (Ecu. (1.8)). A esta estrategia se la denominó extracción de sub-ecos [18,19,20,21]. Se llegaron a desarrollar sistemas de hasta 64 sensores [22].

En la Fig. 1.20 se muestra un sistema para el estudio del reconocimiento de objetos en tiempo real, desarrollado en el INAUT en el año 1999 [18,19,20]. En la Fig. 1.21 se observa la interfaz a usuario que controlaba al sistema y entregaba el resultado del reconocimiento. El estudio de utilización de ultrasonido para esta aplicación, se dejó de lado con el avance de la visión artificial, salvo en algunos casos contados como fue el de la soldadura automatizada en astilleros [21], donde por la naturaleza específica de la aplicación, se obtuvieron buenos resultados.



Figura 1.20. Sistema para el estudio de objetos con ultrasonido (INAUT-DEA-1999)

- **Medición de caudal para aplicación agrícola**

A partir de la Ecu. (1.3) puede determinarse la distancia entre, la fuente emisora de ultrasonidos y un elemento reflector. Basado en este concepto, se han desarrollado caudalímetros ultrasónicos que se emplean en la agricultura. El agua que viaja por una acequia, se la hace pasar por un canal que tiene la forma de un tubo en forma de T. En ella, por el principio de tubos comunicantes, se mantiene una columna de agua con altura proporcional a caudal (canaleta Parshal). En la parte superior de la T, se instala el sensor de ultrasonido determinando el caudal que pasa por la canaleta.

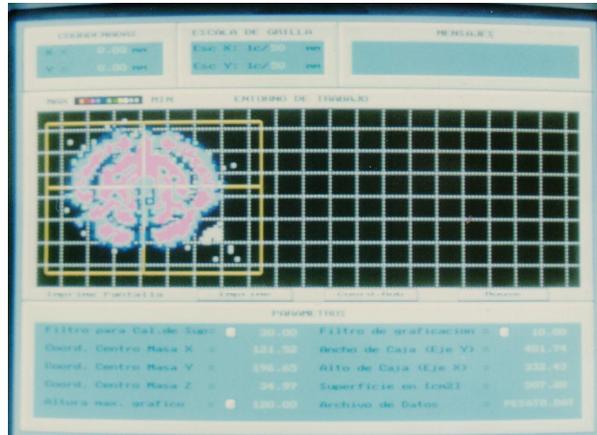


Figura 1.21. Interfaz a usuario del sistema de reconocimiento de objetos (INAUT-DEA-1999)

También, con pocas modificaciones se lo utiliza para determinar la evaporación atmosférica (ver Fig. 1.22) [23]. En la actualidad, forman parte de sistemas automáticos y autónomos de riego y de recopilación de datos atmosféricos. Los datos son transferidos a una central vía wi-fi [24].



Figura 1.22. Evaporímetro experimental (INAUT-DEA-2014)

- **Guiado de robots móviles**

Los fabricantes de robots móviles para aplicaciones a la docencia e investigación [25], emplean en estos vehículos un conjunto de transductores de ultrasonidos para determinar la distancia a obstáculos [26]. Los transductores que emplean para esta aplicación, se denominan sensores capacitivos, que son alimentados con tensiones superiores a 100 Volt y presentan la ventaja de tener un lóbulo de radiación estrecha (En el capítulo III se detalla a este tipo de transductor). Dentro de esta aplicación, también se usaron transductores piezoeléctricos comerciales [27]. En la industria nuclear, se aplica a robots que transportan

material radiactivo en las cercanías del reactor. La Fig. 1.23 muestra la disposición de los sensores de ultrasonido ubicados en la parte inferior del robot.



Figura 1.23. Robot móvil con sensores capacitivos (INAUT – 2014)

1.4.4. Campos actuales de aplicación del Ultrasonido orientados a la defectología, instrumentación industrial y diagnóstico médico

Lo visto hasta el momento se ha centrado en el aire como medio de propagación de las ondas ultrasónicas. Sin embargo, como se ha citado al comienzo de este capítulo, el campo de aplicación es mucho más amplio. Como veremos a lo largo de esta obra, cuando se lo aplica a los medios sólidos o a medios mixtos (sólidos-líquidos, sólidos-gases, gases-líquidos) se abre un amplio abanico de aplicaciones, entre otras:

- Determinación de defectos en materiales y anomalías en el área de la medicina
- Instrumentación industrial y bio-instrumentación
- Soldadura industrial y ósea
- Cavitación

Las dos primeras se basan en el empleo de bajos niveles de potencia, mientras que las dos últimas corresponden a alto nivel de potencia. Si bien se comentará sobre esta rama de aplicaciones, la orientación seguida en esta obra, se basa fundamentalmente, en las dos primeras.

1.4.4.1. Métodos para la determinación de defectos en materiales y anomalías en el área de la medicina

El punto en común que tiene la aplicación del ultrasonido en ambas áreas, es la de determinar si existe algún defecto o anomalía. En el área de los Ensayos No Destructivos (END) se denomina Defectología y en el área de la medicina, Diagnóstico. El objetivo final en ambas, es arribar a un diagnóstico. Los pasos a dar son los siguientes [28]:

1. Detección
2. Ubicación
3. Caracterización

La **detección** consiste en la búsqueda de un problema, si todo anda bien, se finaliza el estudio. En caso contrario, se pasa al siguiente punto.

La **ubicación** consiste en dar las coordenadas espaciales del defecto, tomando como coordenada de referencia cero, al sensor que se está usando.

Finalmente, por **caracterización**, se entiende estudiar el defecto para saber si su presencia es relevante o no. En la Fig. 1.24 se muestra la secuencia de pasos para llegar a la conclusión final (diagnóstico): ¿se trata de una indicación aceptable o de un defecto?

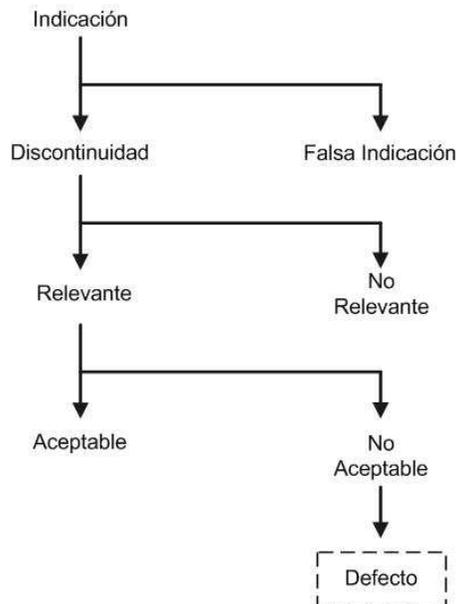


Figura 1.24. Pasos en la búsqueda de defectos o anomalías

1.4.4.2. Métodos de END

Las principales aplicaciones de los END se encuentran en general en:

- Detección de discontinuidades (internas y superficiales)
- Determinación de composición química
- Detección de fugas
- Medición de espesores y monitoreo de corrosión
- Adherencia entre materiales
- Inspección de uniones soldadas

En la industria se emplean los siguientes ocho métodos [28]:

1. Visual
2. Líquidos Penetrantes
3. Partículas Magnéticas
4. Corrientes Inducidas
5. Radiografía Industrial
6. Termografía Infrarroja
7. Emisión Acústica
8. Ultrasonido

A continuación se hace una breve descripción del uso del ultrasonido.

- **Método del Ultrasonido**

Si bien el resto de este texto se ocupa de explorar y profundizar este tema, el ensayo por ultrasonido se basa en la emisión de señales de frecuencia comprendida, según la aplicación, entre 20 kHz a 20 MHz. El haz de ultrasonido se introduce en el material, pieza, estructura, etc. y en función de las diferentes interfaces (cambio de impedancia acústica) que encuentra en el trayecto, devuelve un eco. Esta señal que se denomina “traza” o “A-scan”, estará compuesta de tantos ecos como interfaces tenga el objeto de estudio. Procesándolas adecuadamente, el especialista puede obtener una perspectiva muy clara del interior del material que está inspeccionando. En el caso de utilizar más de un transductor (Array), se puede obtener como resultado de la inspección, la generación de imágenes ultrasónicas de alta definición. El mayor problema que presenta el empleo del ultrasonido, es el acoplamiento entre el transductor y el medio a inspeccionar. Para solucionar este inconveniente, existen varias alternativas que dependerán de la aplicación específica.

1.4.4.3. Métodos usados en Medicina

Si se parte de una analogía con END, en el campo de la medicina se tienen los siguientes métodos de diagnóstico:

1. Visual
2. Radiografía
3. Ultrasonido

Obviamente, se citará la Radiografía y Ultrasonido.

- **Radiografía**

Como es sabido, el físico alemán Wilhelm Conrad Röntgen descubrió los rayos X en 1895, mientras experimentaba con los tubos de Hittorff-Crookes y la bobina de Ruhmkorff para investigar la fluorescencia que producían los rayos catódicos. Determinó que los rayos creaban una radiación muy penetrante, pero invisible, que atravesaba grandes espesores de papel e incluso metales poco densos. Usó placas fotográficas para demostrar que los objetos eran más o menos transparentes a los rayos X dependiendo de su espesor y realizó la primera radiografía humana, usando la mano de su mujer. Si bien ha sido una herramienta ampliamente usada, presenta el inconveniente de ser una radiación ionizante,

por ello, su aplicación es limitada. Además, dada su naturaleza, no permite detectar movimientos del medio bajo estudio.

- **Ultrasonido**

En primer lugar, no es una radiación ionizante, por ello, puede ser usada ampliamente. El mejor ejemplo es el caso de la ecografía fetal. El rango de frecuencia está comprendido entre 1 MHz a 20 MHz, dependiendo del tamaño del medio a inspeccionar y de la penetración necesaria. Si se dispone de un equipo preparado para detectar variaciones de frecuencia por efecto Doppler, se puede superponer esta información con la obtenida por un ecógrafo normal, obteniendo imágenes ultrasónicas que detectan y cuantifican variaciones de velocidad, las que se denominan “eco-Doppler” [29,30,31]. En este campo, el mayor inconveniente que presenta el uso de esta técnica, se encuentra en el área pulmonar, debido a la presencia de burbujas de aire. En el capítulo X, se desarrollará este tema.

1.4.4.4. Instrumentación industrial y bio-instrumentación

En esta área el campo de aplicación es muy vasto. A continuación se citarán aquellos que son más relevantes o aquellos que no son tan conocidos.

- **Medición de la velocidad del sonido en líquidos**

Se emplea fundamentalmente, para determinar la compresibilidad de fluidos condensados no corrosivos con la finalidad de aplicarlos a diferentes modelos físico-químicos y comprobar la validez de los mismos para las mezclas, en base al análisis, tanto cuantitativo como cualitativo de los datos. La técnica se aplica a volúmenes no mayores a 150 cm³, con una resolución superior a 0,01 m/s [32,33].

- **Industria de cemento y Construcciones Civiles:**

Se lo utiliza en el Ensayo no Destructivo de estructuras de cemento armado y en el área de edificios históricos (edificios y construcciones muy antiguas). Actualmente se complementa el ensayo con el método de geo-radar. Debido al tamaño de los componentes del hormigón armado, la frecuencia de trabajo se encuentra en el rango comprendida entre 40 kHz y 200 kHz aproximadamente. También se lo utiliza en laboratorio para el análisis de las propiedades físicas de probetas durante la elaboración del hormigón [44].

- **Medición de densidad y viscosidad de aceites y resinas industriales**

La determinación de la densidad de diferentes líquidos tiene una importancia significativa en procesos automáticos. La medida continua y en línea, es aplicada a medidas de concentración y medidas de flujo de masa. Por cálculo separado del flujo volumétrico y densidad. Entre las muchas aplicaciones ocupan un lugar importante los densitómetros y medidores de flujo de masa utilizados en el control de calidad y medición en las industrias farmacéuticas, químicas, petroquímicas y del papel. Los densitómetros más comúnmente utilizados y medidores de flujo másico se basan en el principio de los tubos vibrantes. Sin embargo, estos sensores se limitan a diámetros de tubería por debajo de 60 mm. La medición por principios ultrasónicos supera esta limitación, permitiendo así mediciones en tubos grandes sin pérdida de presión [34,35,36,37]. La medición de la densidad es menos

restrictiva que la medición de viscosidad, debido a que, para la determinación de esta última, el fluido debe estar en movimiento [38].

- **Medición de densidad y viscosidad de la sangre**

La viscosidad es un factor esencial para una adecuada entrega de oxígeno a los distintos órganos y para la eliminación de CO₂ del organismo. La sangre debe poseer un flujo adecuado y continuo, lo cual no sucede en los casos en que la viscosidad ha sufrido notables desviaciones. Una alteración de la viscosidad es un índice no específico de enfermedad orgánica, que acarrea una variedad de problemas relacionados con la falta de O₂ en los tejidos, como son las enfermedades coronarias y cerebrales. El método convencional utilizado en laboratorios para medir la viscosidad en forma estática, se basa en determinar la velocidad de sedimentación globular (VSG), colocando una muestra de sangre venosa perfectamente mezclada en un tubo en posición vertical (Método de Westergren). Luego de un determinado tiempo los eritrocitos tienden a descender al fondo del tubo. La cantidad de eritrocitos que sedimentan a intervalos establecidos de tiempo dan una idea de la inestabilidad de la suspensión de estos elementos en el plasma (viscosidad). Los sistemas ultrasónicos poseen varias ventajas que lo hacen un método apropiado en este tipo de estudios. Sus principales características son: no ser un método invasivo, no emitir radiaciones nocivas y permitir mediciones tanto estáticas como de fluidos circulantes, sin ofrecer resistencia al flujo.

Eritrosedimentación y viscosidad sanguínea: El ultrasonido, permite la determinación de la velocidad de sedimentación de los eritrocitos de una muestra de sangre, en sólo dos a tres minutos en base a la interferometría ultrasónica [38,39,41]. Analizando en tiempo real la forma de la señal de interferencia, es posible, al mismo tiempo que se realiza el cómputo de la velocidad de sedimentación, determinar el grado de agregación eritrocitaria. En la Fig. 1.25 se muestra el resultado de la aplicación de esta técnica, observándose los picos y los valles de la interferencia.

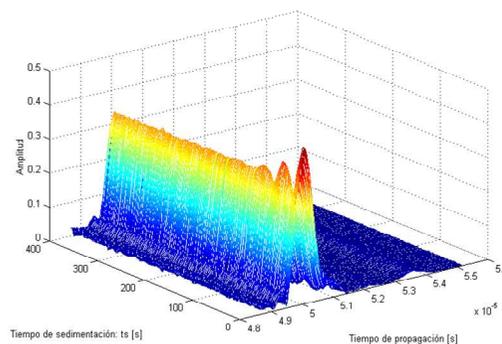


Figura 1.25. Resultado de la interferometría ultrasónica en la determinación de eritrosedimentación (DEA-INAUT-2000)

En la Fig. 1.27 se ve una celda de medición, el excitador del palpador de ultrasonido (pulser) y el módulo amplificador de ganancia programable por tensión [40,42]. La Fig. 1.27 muestra una celda experimental para la medición de viscosidad sanguínea que fue desarrollada durante el desarrollo de un proyecto de fin de carrera de bioingeniería en el DEA.



Figura 1.26. Celda para eritrosedimentación y control del ultrasonido (DEA-INAUT-2000)



Figura 1 (DEA-INUT-2001)

1.27. Celda para determinación de viscosidad en líquidos

- **Latidos fetales:** A partir de la aplicación del efecto Doppler, se han desarrollado detectores portátiles de latidos fetales [29,30,43].

- **Diagnóstico:** El diagnóstico por ecografía fetal, ecografía Doppler, ecografía genética y ecografía endoscópica, son ejemplos de la potencialidad del uso del ultrasonido en el área del diagnóstico médico. [29,30].

1.4.4.5. Aplicaciones del Ultrasonido de Potencia

Ya se ha comentado que la orientación de esta obra se centra en los principios físicos y aplicaciones de ultrasonidos en el área de baja potencia de emisión, sin embargo, para que el lector tenga una cultura general de los innumerables campos en los que se aplican niveles de potencia moderados y elevados, a continuación, se citarán brevemente ejemplos en esta área.

Aplicaciones Industriales

Procesos de colada y solidificación

El empleo de ultrasonido durante la solidificación de un material cristalino, especialmente en los metales, conlleva a una afectación directa en la morfología de los granos, tanto en el direccionamiento, como en tamaño y distribución de los mismos. Para el Proceso de Colada Continua las dendritas, como los dominios eutécticos, se orientan en el sentido de la onda mecánica; aunando a ésto, para el caso de la formación de granos equiaxiales, se denota una distribución y control del tamaño de los mismos, en función de la intensidad de la onda; además no hay necesidad de agitación en el molde, ya que, el ultrasonido evita las incrustaciones, la porosidad, las burbujas e incluso el posible efecto del rechupe. Esto último, se observa claramente cuando la solidificación es llevada a cabo en lingoteras o vaciado directo a moldes, ya que se ve una reducción considerable en el efecto de rechupe. Al emplear ultrasonido, la variable a manipular es la presión que posee la propia onda mecánica [45].

Tratamientos térmicos

La aplicación de ultrasonido en los procesos de producción de alimentos es un campo de creciente interés para los fabricantes de alimentos. En contraste con ultrasonido de baja intensidad ($< 1 \text{ W/cm}^2$), en esta área se usan intensidades $> 5 \text{ W/cm}^2$ que causa alteración de material y puede ser utilizado para la mejora de procesos en la industria alimentaria. Como las ondas ultrasónicas interactúan con el producto bajo sonicación mecánica, se pretende producir, sin la adición de estabilizantes, potenciadores del sabor o colorantes. Sin embargo, los jugos y purés a menudo tienen alto contenido de celulosa. Por lo tanto, tienden a la separación de fase que resulta en un aspecto menos atractivo del producto. El ultrasonido puede aplicarse con el fin de perturbar las partículas de la pulpa y afectar la distribución de tamaño. Un menor tamaño de partícula se traduce en menor velocidad de sedimentación, lo que conduce a una reducción de la misma y una mejor estabilidad en el almacenaje. Esta desintegración de las partículas puede conducir a una mayor liberación de componentes de sabor, pigmentos del color y componentes celulares tales como azúcar o compuestos volátiles del aroma en el jugo. El resultado, es una mejora en la impresión de la intensidad del color, dulzura y aroma. El un ultrasonido tiene un efecto sinérgico en la

inactivación de microorganismos y enzimas cuando se aplica en combinación con la temperatura, llamado “thermosonication” o la presión elevada, llamado “nanosonication” [46].

Tratamientos superficiales

Agitación y activación de los baños de electrodeposición. En la industria de los circuitos impresos se emplea ultrasonido para optimizar la deposición de oro, plata y plomo [47].

Procesos de limpieza y depuración:

Lavado textil y precipitación de humos. La industria textil lo emplea para el lavado de piezas de gran superficie, trabajando sobre la tensión superficial de la suciedad, logrando que el detergente usado actúe rápidamente [48].

Procesos de soldadura

Se basa en el proceso complejo donde participan activamente fuerzas estáticas, fuerzas de cizallamiento oscilante y un aumento de la temperatura moderada en el área de soldadura. La magnitud de estos factores depende del grosor de las piezas, su estructura de superficie, y sus propiedades mecánicas. Al transductor de ultrasonido se lo denomina sonotrodo, que oscila horizontalmente en la parte baja del espectro de frecuencia, entre 20 a 40 kHz. La soldadura se realiza entre 0.1 a 1.5 seg, dependiendo del tamaño y material del cuerpo a soldar [49].

Mecanizado

El mecanizado por ultrasonidos se realiza con un transductor que trabaja dentro de los 20 kHz y se usa para mejorar el trabajo de la perforación, corte, fresado y roscado de piezas difíciles de realizar con el mecanizado tradicional. Una de las principales ventajas es de no requerir un sistema para el recirculamiento del abrasivo. La separación continua entre herramienta y pieza, consigue que las fuerzas de corte se reduzcan y que el calor disipado sea menor, permitiendo acabados superficiales del orden de 0,2 μm . Se lo aplica en la fabricación de frenos y toberas de inyección en la industria automotriz, en la fabricación de lentes ópticas, en la industria de mecánica dental para fabricar coronas dentales, y en general cuando se trabaja con materiales de alta dureza [50].

Procesos mineralógicos

La recuperación de cobre total en un proceso de flotación asistida por aplicación de ultrasonido, es similar a la que se obtiene con la técnica de acondicionamiento de alta intensidad. Se puede afirmar en consecuencia que, la flotación bajo campo ultrasónico resulta más selectiva, lo que puede significar un considerable ahorro de energía en etapas posteriores. El efecto de la limpieza del concentrado final con respecto a la recuperación de hierro, implica que esta tecnología, podría aplicarse a una etapa de limpieza en la cadena del proceso de flotación. En observaciones visuales efectuadas en las distintas pruebas bajo campo ultrasónico, se detectó un aumento de la altura de la capa de espuma para la flotación. Este aumento en la altura de la espuma puede deberse a las

burbujas generadas en el interior del líquido en cavitación. Se debe investigar el origen de las fluctuaciones detectadas en todos los ensayos, pues puede esto dar datos interesantes respecto de los procesos que ocurren durante el acondicionamiento ultrasónico de la pulpa metalúrgica [51].

Industria de la madera:

Se puede dividir en dos aplicaciones: por un lado, la determinación en laboratorio de índices de compresibilidad, dilatación y tracción. Por otro, la evaluación de la estructura interna de postes para la transmisión de energía eléctrica de baja y media tensión. Se trata de un análisis del estado del poste en la interfaz tierra-aire con fines de mantenimiento preventivo. En caso de encontrar un estado avanzado de deterioro, el poste se cambia evitando así que ante una condición climática desfavorable (viento) el poste se caiga y arrastre la línea [52 a 56].

Aplicaciones a la Medicina, Farmacología, Odontología

- **Nebulizadores**

Mediante la introducción de la medicación a un proceso ultrasónico de alta frecuencia, el líquido se convierte en una niebla o neblina. El nebulizador ultrasónico produce una niebla más uniforme llena de partículas más pequeñas de la solución. Cuanto más pequeña sea la partícula, más fácil y más profundo podrá penetrar la medicamentación en los pulmones. Además, los modelos ultrasónicos son más compactos en tamaño, pesan menos que los nebulizadores basados en compresores, no requieren necesariamente de la dilución de la medicación y producen mucho menos ruido [57].

- **Proceso de soldadura de huesos:** La técnica denominada Osteosíntesis Ultrasónica se ha aplicado para facilitar la soldadura en una fractura ósea. Se trata de una técnica que evita los inconvenientes postoperatorios de los métodos conocidos y practicados masivamente en la Traumatología actual. Una de las mayores ventajas de esta aplicación, es la rapidez del proceso de soldadura comparado con la técnica tradicional [58].
- **Fisioterapia:** Los beneficios del ultrasonido en este ámbito son de dos tipos: térmicos y no térmicos. Los efectos térmicos se deben al calentamiento por absorción de las ondas sonoras. Los efectos no térmicos se deben a la cavitación. Esta estimulación mejora la capacidad de reparación celular en la respuesta a las inflamaciones. La fisioterapia ultrasónica suele recomendarse para tratamiento de músculos y articulaciones [59,60,61.62].

- **Absorción de medicamentos:** Se ha utilizado en terapias medicamentosas para mejorar la farmacodinamia en tejidos predeterminados, incluyendo la absorción transdérmica y la concentración de quimioterapia en el sitio del tumor [59,60,61].
- **Tratamiento de litiasis:** En litiasis el ultrasonido se ha utilizado para complementar la cirugía endourológica, facilitando la extracción de cálculos grandes mediante su previa desintegración [63,64].
- **Cirugía estética:** Se utiliza como terapia reparadora para: coadyuvar a los tratamientos de mesoterapia, en hidrolipolasia, y como complemento en lipoescultura y lipoaspiración [65].
- **Cirugía con ultrasonido focalizado (FUS) guiada por RM:**
La cirugía con ultrasonido focalizado guiada por RM, es un procedimiento no invasivo, mediante ondas ultrasónicas focalizadas para destruir un conjunto de células. Puede utilizarse en neurocirugía para tratamiento de Parkinson y en el tratamiento de fibromas uterinos, permitiendo su destrucción sin afectar ninguno de los otros tejidos alrededor del fibroma [66].

A continuación, a lo largo de los próximos capítulos iremos profundizando y avanzando en los conocimientos teórico-prácticos, que nos permitirán estar preparados para abordar la aplicación de los ultrasonidos en los diferentes campos de la ingeniería.

1.5. Problemas propuestos

1.5.1. En referencia a la Fig. 1.6, sabiendo que la velocidad del sonido en el aire a 20° C es de 340 m/s, ¿cuál debería ser la separación entre los pulsos de emisión para una distancia de 5 metros?

1.5.2. Usando la expresión (1.7), graficar el valor de la presión acústica a una distancia de la fuente emisora $d = 10$ metros, $\alpha = 0.13$ y $500 \text{ kHz} < f < 5 \text{ MHz}$, en pasos de 500 kHz. Suponer $P_0 = 1$.

1.5.3. Graficar la señal de eso de acuerdo a la expresión (1.8,) teniendo en cuenta: $c_0 = 0.5$, $n = 3$, $\alpha = 0.13$, $f_0 = 5 \text{ MHz}$, $\eta(t) = 0$, $\theta = 0$, $T_0 = 120$. Adoptar la ventana de tiempo $0 < t < 300$.

1.5.4. Determinar la longitud de onda de una señal de ultrasonido en el aire de frecuencia: a: 40 kHz, b: 80 kHz, c: 220 kHz y e: 320 kHz.

1.5.5. Determinar la longitud de onda de una señal de ultrasonido de frecuencia $f = 2 \text{ MHz}$ que viaja en un bloque de aluminio a una velocidad $c = 6200 \text{ m/s}$.

1.5.6. Repetir el problema anterior para el caso biológico con $c = 1645 \text{ m/s}$.

1.5.7. Comparar los resultados obtenidos en los tres problemas anteriores y dar conclusiones.

1.5.8. Calcular la frecuencia Doppler para el caso pulso-eco s ; $V_R = 2$ m/s, $c = 341$ m/s y $f_E = 45$ kHz.

1.5.9. Se sabe que el eco que devuelve una interfaz es proporcional a la impedancia acústica del medio donde se refleja. En función de lo anterior, usando la Ecu. (1.6), ordenar (de mayor a menor o a la inversa) los medios de la Tabla I.I.

1.6. Referencias

- [1]- Fritsch, C., Sanchez, T., Anaya, J. J., Ibáñez, A., Ullate, L.G., Parrilla, M., G. Izquierdo, M.A. A pipelined Architecture for high speed automated NDE, IEEE Ultrasonic Symposium, Seattle (WA), EE. UU, Nov. 1995, pp. 833-836.
- [2]- MAGIAS. Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas. Programa de cooperación Iberoamericana. CYTED, sub-programa VII-17, 2002-2004.
- [3]- Dasel Sistemas. info@daselsistemas.com, Arganda del Rey - Madrid – España.
- [4]- Cracknell, A. P. "Ultrasonidos". Editorial Paraninfo, S. A., Madrid, 1985.
- [5]- Suga, N. "Inhibition and Level-Tolerant Frequency Tuning in the Auditory Cortex of the Mustached Bat". Journal of Neurophysiology, vol. 53, no. 4, pp. 1109-1145, april, 1985.
- [6]- Griffin, D. R. "Ecos de Murciélagos y Hombres", EUDEBA, Colección Ciencia Joven. 1963.
- [7]- Veca, A. C. "El Biosonar y Cómputo Neural en los Murciélagos". Seminario de actualización. Instituto de Automática, Fac. de Ingeniería, Univ. Nac. de San Juan. 16 de agosto de 1998.
- [8]- Granja, F. S., Jiménez Ruiz, A. R. "Visión ultrasónica de los murciélagos. Seminarios de Sistemas Inteligentes SSI2006, Libro de actas, pp. 31-45. Universidad Rey Juan Carlos, Madrid, 11 de mayo de 2006.
- [9]- Sears, F. W. Fundamentos de Física. Aguilar, Madrid, 2000.
- [10]- Kinsler, .L. E. "Fundamentos de Acústica". Limusa, 1981.
- [11]- Pérez, I. A., Martín, J. M., Calderón, L., Seco, F., Jiménez, A. R., Pons, J, L. TREBOL.I. Sistema detector de obstáculos basado en ultrasonidos. IBERDISCAP 2000, pp. 151-156. Madrid, España, octubre de 2000.

- [12]- González, S., Vacca, C. Sonar para Ciegos. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 1999.
- [13]- Rímolo, M. D., González, S. A. Bastón Ultrasónico para Ciegos. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 1999.
- [14]- Rímolo, M., Veca, A., Vacca, C., González, S., González, S. Anteojos y Bastón Inteligentes para Ciegos y Disminuidos Visuales Severos. IBERDISCAP2000, pp. 157-162. Madrid, España, octubre de 2000.
- [15]- Ultrasonic Wind Sensor. Gill Instruments; environmental & industrial monitoring solutions. gillinstruments.com/products/anemometer/windsonic.htm
- [16]- Ávila, L. H. Anemómetro Ultrasónico. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 1999.
- [17]- Laruose, P., Stuart B. Anemómetro Ultrasónico para Estaciones Remotas. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2000.
- [18]-Veca, A. Algoritmo para extracción de sub-ecos. Nueva Telegráfica Electrónica. 1999. Nro. 33, pp. 477-480. 1999.
- [19]- Lince Klinger, P. Automatización de un Banco de Ultrasonido. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 1995.
- [20]- Veca, A., Martín, M., Lince Klinger, P. “Banco experimental de ultrasonido para inspección de objetos en 2d”. Nueva Telegráfica Electrónica, Nro. 35, pp.153-157. 1999.
- [21]- Freire Bastos, Teodiano. Seguimiento y Análisis de Entornos de Soldadura por Arco Automatizada mediante Ultrasonidos. Tesis doctoral, Facultad de Ciencias Físicas, Universidad Complutense de Madrid, España, 1994.
- [22]- Watanabe, S., Yoneyama, M. An Ultrasonic Visual Sensor for Three Dimensional Object Recognition Using Neural Networks. IEEE Trans. On Robotics and Automation, Vol. 8, NO. 2, pp. 240-249, April 1992.
- [23]- Cannizzo, L. R., Aragona H. A. Caudalímetro para canales abiertos. Trabajo Final de Graduación, Departamento de Electrónica, Facultad Regional Mendoza, Universidad Tecnológica Nacional, 2007.

- [24]- Cabrera, E. M., Gómez, J. Al. Sistema de medición automático de un tanque evaporímetro tipo A con acceso remoto que permita la programación del riego presurizado y la optimización en el uso del agua. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2014.
- [25]- Pioneer P3-DX. <http://www.mobilerobots.com/ResearchRobots/PioneerP3DX.aspx>.
- [26]- Veca, A., Solimei, E. Arreglo sensorial para vehículo auto guiado. Nueva Telegráfica Electrónica Nro. 15, pp. 150-155. 1995.
- [27]- Massa Products Corporation. <http://www.massa.com>.
- [28]- Métodos de Ensayos No Destructivos, Tomo I y II. INTA, España, 2003.
- [29]- Christensen, D. A. Ultrasonic Bioinstrumentation. John Wiley & Sons, 2000.
- [30]- Evans, D. H., McDicken, W. N. Doppler Ultrasound. John Wiley & Sons, 2000.
- [31]- Fowler GC, Reddy B. Noninvasive Venous and Arterial Studies of the Lower Extremities. In: Pfenninger JL, Fowler GC, eds. Pfenninger & Fowler's Procedures for Primary Care. 3rd ed. Philadelphia, PA: Elsevier Mosby; 2011:chap 88.
- [32]- Postigo, M. Medición de la Velocidad del Sonido en Líquidos Binarios y sus. Trabajo Final de graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2000.
- [33]- Postigo, M., Veca, A., Fritsch, C., Ullate, L., Ibañez, A. Medición de la Velocidad del Sonido en Líquidos Binarios y sus Mezclas. Congreso de Ensayos No Destructivos y Estructurales, CORENDE, pp. 219-225. Mar del Plata, octubre, 2000.
- [34]- F. Buiochi, J. Adamowski, C. Simon, E. Silva y R. Higuti. Medidor de Densidad por Ultrasonido en procesos continuos. Departamento de Ingeniería mecánica de la EPUSP, San Pablo, Brasil, 1994.
- [35]- F. Buiochi, J. Adamowski, C. Simon, E. Silva, y R. Sigelmann,. Medidas ultrasónicas de Densidad de líquidos. Departamento de Ingeniería Mecánica, Universidad de San Pablo, Brasil y Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Washington. pp. 354-360. 1994.
- [36]- Adamowski, J., Buiochi, F., Sigelmann, R. Ultrasonic Measurement of Density of Liquids Flowing in Tubes. IEEE Tran. on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control, vol. 45, No. 1, pp-48-56, January 1998.

- [37]- Püttmer, A., Hauptmann, P., Hennig, B. Ultrasonic Density Sensor for Liquids. IEEE Tran. on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control, vol. 47, No. 1, pp-85-92, January 2000.
- [38]- Petrella, L., Videla, D. Medición de la Viscosidad Dinámica de Sangre por Interferometría Ultrasónica. Trabajo Final de graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2002.
- [39]- Gómez, M., Juncosa, N. Determinación de la velocidad de eritrosedimentación por interferometría ultrasónica. Trabajo Final de graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2000.
- [40]- Juncosa, N., Gómez, O., Veca, A., Echenique, A. M., Pérez López, M., Armentano, R. Interferometría Ultrasónica en Instrumentación Clínica. Nueva Telegráfica Electrónica, Nro. 47, pp. 196–201. 2001.
- [41]- Yañez, J. Medidor de Agregación Eritrocitaria por Interferometría Ultrasónica. Trabajo Final de graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2002.
- [42]- Veca, A., Echenique, A. M., Pérez López. Aplicación de Ultrasonidos en Instrumentación y Diagnóstico Bioquímico. IV Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonido, Vol. IV, (1-34), RITUL, CYTED, Subprograma VII, Santiago, Chile. Junio de 2002.
- [43]- Jiménez Cañas, A. Sistema Detector de Latidos Cardíacos Fetales. Tesis de Maestría. Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba, 1998.
- [44]- Vásquez Coraspe, L. A. Estudio y Caracterización Mediante Ensayos No Destructivos con Ultrasonido de Materiales Compuestos Concreto-Raspadura de Caucho (RIPIO). Caracasm Universidad Central de Venezuela, diciembre 2003.
- [45]- Solidificación en materiales cristalinos utilizando ultrasonido. Patente: UANL P 008. Universidad Autónoma de León, 2000.
- [46]- Ultrasonido de potencia para la mejora de jugos y Batidos. Hielscher – Tecnología de Ultrasonidos. <http://www.hielscher.com/es/power-ultrasound-for-the-improvement-of-juices-smoothies.htm>
- [47]- Poveda Martínez, S. Acabados Superficiales. http://ocw.upm.es/expresion-grafica-en-la-ingenieria/ingenieria-grafica-metodologias-de-diseno-para-proyectos/Teoria/LECTURA_COMPLEMENTARIA/MATERIALES/acabados.pdf. Junio 2001.

- [48]- Gallego Juárez, J. A., Nájera, G., Rodríguez Corral, G., Vázquez, F., Van der Vlist, P. Procedimiento y dispositivo de lavado por ultrasonido de textiles en continuo, ES 2182118 T3 [Spanish Translation of European Patent], 2003.
- [49]- Gutiérrez Melero, F. Soldadura por Ultrasonidos. ISSN 1988-6047, Dep. Legal: GR2922/2007, 2010.
- [50]- Castro, G. O. Unidad 12: Mecanizados no convencionales. Tecnología Mecánica I 67.15. Departamento de Ingeniería Mecánica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires.
http://campus.fi.uba.ar/file.php/295/Clases_Teoricas/67.15_Unidad_12.pdf.
- [51]- Control de celdas de flotación con sensores de ultrasonidos. www.siemens.com/level.
- [52]- Atienza Conejo, L. Diagnóstico de estructuras atacadas por insectos xilófagos mediante ultrasonidos usando la técnica de pulso eco. Proyecto Final de Carrera. Facultad Náutica de Barcelona.
<http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/14443/1/Diagnosis%20de%20estructuras%20atacadas%20por%20insectos%20xilofagos%20mediante%20ultrasonidos%20usando%20el%20metodo%20de%20impulso%20eco.pdf>
- [53]- Rozas C.; Tomaselli, I; Zanoelo, E. 2008. Internal mass transfer coefficient during drying of softwood (Pinus elliotii engelm.) timber boards Wood Science and Technology (WST-08-0020).
- [54]- Rozas C.; Vargas G.; Anzaldo J. H. 2007. Estimación y predicción de las propiedades mecánicas en Pinus radiata d. don de 30 años de edad mediante regresión múltiple. Floresta. 37, 21-29.
- [54]- Rozas C.; Vargas G.; Anzaldo J. H. 2007. Estimación y predicción de las propiedades mecánicas en Pinus radiata d. don de 30 años de edad mediante regresión múltiple. Floresta. 37, 21-29.
- [55]- Rozas C.; Sánchez R.; Pinedo P. 2005. Secado de Eucalyptus nitens y globulus y su aprovechamiento en blocks, pisos y muebles. Maderas: Ciencia y Tecnología. 7 (2) 109-120,
- [56]- Lisperguer J.; Rozas C. 2005. Paneles unidos de canto y contrachapados fabricados con madera juvenil de Eucalyptus nitens. Bosque. 7 (3) 75-79.
- [57]- San-Up
<http://www.sanup.com.ar/images/productos/nebulizadores/ultrasonicos/compacto/m anual.pdf>
- [58]- Rivera Mora L., Almenares, M., S. ULTRASONIDO.
<http://www.sld.cu/galerias/pdf/sitios/rehabilitacion/ultrasonido.pdf>

- [59]- <http://www.fvet.uba.ar/equinos/junio/ULTRASONIDOS>
- [60]- Leija, L., Muñoz, R., Reyes, J. L. Propuesta de un sistema experimental de hipertermia por radiación ultrasónica asociada a un tranceptor implantable. Primeras Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos. Cartagena de Indias, Colombia, 1998.
- [61]- Allan, P. L., Baxter, G. M., Weston, M. J. Ultrasonido Clínico. Editorial Amolca, 3ra Edición, 2013.
- [62]- Proyecto SonoDrugs. Philips, 2007.
http://www.newscenter.philips.com/es_es/standard/about/news/pressreleases/corporativas/sonodrugs_proyecto.wpd
- [63]-
[http://patients.uroweb.org/fileadmin/files/spanish/03 Tratamiento de los calculos renales y ureterales.pdf](http://patients.uroweb.org/fileadmin/files/spanish/03_Tratamiento_de_los_calculos_renales_y_ureterales.pdf)
- [64]-.Klaus N. Ultrasonic disintegration of biosolids – benefits, consequences and new strategies. WAVES Water and Environmental Technologies 21073 Hamburg Germany. email: waves@directbox.com.
- [65]-.Yanko, C. G. Papel de ultrasonido externo en la liposucción tradicional. Medicina Universitaria. 2003.
- [66]- Vazquez, J. Yeni Fernandez, L., Analuz Carrasco, de Lara, -Choque, C.-Trejo, J. C., Labarthe R., Valadez, E. Principios y técnica de la cirugía con ultrasonido focalizado guiada con resonancia magnética (MRgFUS) en el tratamiento de los miomas uterinos. Unidad de Resonancia Magnética, Fundación Clínica Medica Sur, Mexico, D.F. Gaceta Médica de México. 2011;147:333-41.

Capítulo



Principios Físicos, Ondas y Medios

SUMARIO

- 2.1. Introducción
- 2.2. Naturaleza de las ondas ultrasónicas
- 2.3. Incidencia Oblicua a la Interfaz
- 2.4. Coeficientes de Reflexión y Transmisión I
- 2.5. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte II: Coeficientes de Reflexión y Transmisión II
- 2.6. Incidencia Normal a la Interfaz
- 2.7. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte III: Fluido a Fluido
- 2.8. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte IV: Fluido a sólido y Sólido a Fluido
- 2.9. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte V: Sólido a Sólido
- 2.10. Atenuación de las Ondas Ultrasónicas
- 2.11. Interfaces en Medios Biológicos
- 2.12. Efecto Doppler
- 2.13. Resumen del capítulo
- 2.14. Problemas propuestos
- 2.15. Referencias

2.1. Introducción

En este capítulo repasaremos los conceptos que rigen la física del ultrasonido, haciendo hincapié en los aspectos tanto cuantitativos como cualitativos, que servirán para abordar las técnicas de los Ensayos No Destructivos (END), Ecografía Médica e instrumentación. En primer lugar se tratarán los diferentes tipos de onda y cómo pueden propagarse en medios sólidos, líquidos y gaseosos. A continuación, introduciremos el concepto de impedancia acústica y las leyes de la reflexión y de la transmisión para una incidencia oblicua. Luego, ampliaremos los conceptos para estudiar la incidencia normal, caso particular de la anterior que la usaremos a lo largo de toda la obra. Centraremos la atención en los cambios de medio y de qué forma, ante un cambio de éstos (interfaz), se producen modificaciones esenciales de los parámetros característicos de la onda que lo atraviesa. Posteriormente, abordaremos la temática de los cambios de modo, con lo cual estaremos en condiciones de abarcar la mayoría de los casos prácticos. Una vez sentadas las bases de cada tema, trabajaremos simultáneamente en los campos de los medios sólidos, fluidos y en medios biológicos. Finalmente, abordaremos el principio físico del efecto Doppler, a fin de obtener las bases para la medición de velocidad de un fluido en movimiento, como así también, de la técnica ecográfica que lleva su nombre.

2.2. Naturaleza de las Ondas Ultrasónicas

Las ondas acústicas (o mecánicas) [1], que se propagan por un medio material, hacen vibrar a sus moléculas de acuerdo a la forma de la fuente que los genera. Simplificando mucho, si empleamos como generador de las ondas un modelo senoidal, podemos decir que el movimiento es semejante al de una pequeña masa unida a un resorte, que se mueve libremente después de recibir un impulso. Por lo tanto, la masa se mueve de forma armónica alrededor de su punto de equilibrio. El *desplazamiento*, *velocidad*, *aceleración*, *fuerza*, etc. y demás características mecánicas, son también armónicas, y siguen una función senoidal como:

$$s(t) = A \sin(2\pi ft + \phi) \quad (2.1)$$

donde: A es la amplitud máxima de la oscilación, es decir, el desplazamiento máximo de una partícula desde su posición de equilibrio [longitud], f es la frecuencia [Hz] de la vibración y ϕ es la fase en el instante inicial. El valor de la frecuencia puede variar entre 20 kHz (usada para aplicaciones de potencia en aire) hasta 100 MHz (usadas en microscopía ultrasónica). En medicina se cubre el rango entre 1 MHz a 20 MHz. En el caso de los ensayos no destructivos (END) se suele trabajar entre 100 kHz y 20 MHz, siendo las más frecuentes, las comprendidas entre 1 MHz y 10 MHz. En el extremo izquierdo de la Fig. 2.1 se observa el modelo de oscilador armónico ideal (sin pérdidas). En el centro la función senoidal que representa la Ecu. (2.1) y en el extremo derecho, la deformación de la estructura molecular del medio material excitado con s(t). Más aún, se puede asumir que el cuerpo elástico está compuesto por partículas individuales, unidas entre sí por fuerzas elásticas. A la derecha se muestra una imagen de estas partículas ligadas, aunque en la realidad la distribución es tridimensional.

Supongamos que todas las partículas que se encuentran en el plano de la izquierda se excitan simultáneamente, de manera que se produzca un movimiento de oscilación horizontal con la misma amplitud y la misma frecuencia (*frente de ondas*).

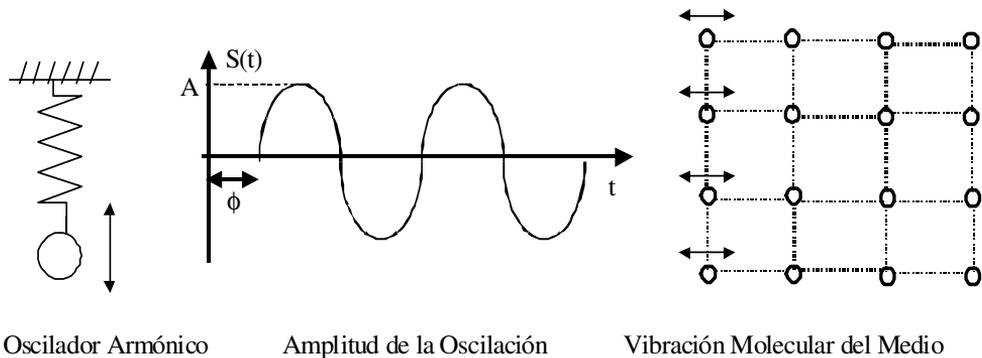


Figura 2.1. Modelo de un excitador de ondas elásticas.

Si todas las partículas del medio estuvieran unidas rígidamente, su movimiento sería idéntico, coincidiendo en amplitud, frecuencia y fase. En cambio, al ser las uniones elásticas, el movimiento requiere un tiempo para ser transmitido, y se produce un desfase en los planos consecutivos. La velocidad a la que se trasmite un frente de ondas a través del material, se le denomina *velocidad del sonido*. Este modelo de resorte no puede aplicarse a gases y líquidos, cuyas partículas se pueden mover en libertad. Sin embargo, los gases y líquidos, son capaces de transmitir perturbaciones de presión en forma de ondas elásticas.

2.2.1. Tipos de Ondas Ultrasonías

Existen diversos tipos de ondas ultrasonías según sea la dirección del movimiento de oscilación de las partículas [1,2,3,4], relativa a la dirección de propagación del frente acústico: longitudinales, transversales, superficiales, y otros modos de vibración especiales que se producen en materiales laminados delgados, llamados ondas de Lamb.

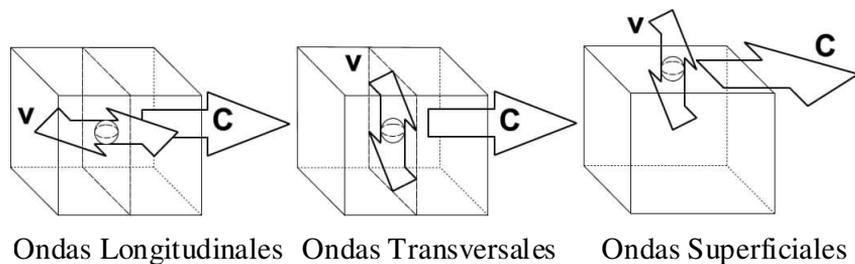


Figura 2.2. Tipos de ondas ultrasonías

(a) *Ondas longitudinales u Ondas P*: Se llaman ondas longitudinales cuando las

direcciones de la oscilación de las partículas (v) y de propagación del frente acústico (c) son coincidentes. Es el caso explicado a la izquierda de la Fig. 2.2, donde el movimiento de las partículas y la propagación del frente acústico son horizontales. Son también llamadas *ondas de presión o compresión*, ya que con ellas aparecen esfuerzos de compresión y dilatación. La velocidad de propagación depende del módulo de compresión y de la densidad [1]. Este es el único tipo de ondas que aparecen en medios gaseosos o líquidos y, además, es el tipo de onda más usado para inspeccionar materiales sólidos (Para más información, ver Apéndice A).

- (b) *Ondas transversales o Ondas S*: Se llaman así cuando la dirección de oscilación de las partículas es perpendicular a la dirección de propagación del frente acústico (centro de la Fig. 2.2). Las fuerzas que se producen entre las partículas son cortantes, de ahí que a esta onda se le denomine también *ondas de cizalladura*. La velocidad de propagación de este tipo de ondas depende principalmente del material, si bien no coincide con la de las ondas longitudinales. Los gases y líquidos son prácticamente incapaces de transmitir ondas transversales, ya que sus moléculas apenas ofrecen resistencia a los esfuerzos de cizalla.
- (c) *Ondas superficiales*: Las ondas superficiales o de Rayleigh se propagan solamente por la periferia de los sólidos, mientras que el movimiento de las partículas es perpendicular a la superficie (derecha de la Fig. 2.2). En este sentido, se puede considerar un tipo particular de onda transversal. Las ondas de superficie afectan únicamente a una capa muy reducida del material por debajo de su periferia. Las deformaciones que se producen son parecidas a las ondas del agua, si bien éstas últimas no son ondas elásticas, sino consecuencia de fuerzas gravitacionales. La velocidad de propagación de las ondas superficiales también depende del material y no coincide con la de los otros tipos de onda. En este caso, la velocidad de propagación varía con el estado de tensiones de la superficie efecto que se utiliza para estudiar las tensiones remanentes de ciertos materiales después de haber sido sometidos a un proceso de mecanizado o tratamiento térmico.
- (d) *Ondas de Lamb*: Cuando el espesor del material es muy pequeño, inferior o del mismo orden que la longitud de onda de las ondas ultrasónicas, las ondas de superficie se convierten en otro tipo de ondas llamado ondas de Lamb o *de chapa*. Se conocen dos modos básicos de ondas de Lamb: las *ondas simétricas o de dilatación*, y las *ondas asimétricas o de flexión* (Fig. 2.3). Las primeras, se comportan según oscilaciones puramente longitudinales, mientras que las segundas, las ondas son transversales y hacen vibrar la chapa como si fuera a pandeo. La velocidad de propagación de las ondas de Lamb no se puede considerar como una constante del material, ya que depende del espesor, de la frecuencia, y del tipo de vibración.

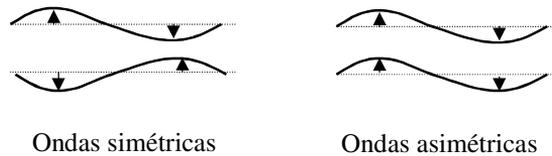


Figura 2.3. Ondas de Lamb

2.2.2. Parámetros de Interés

Los parámetros más importantes en la física del ultrasonido son:

(a) *Velocidad del sonido o velocidad acústica* (c) [ms^{-1}]: Es la velocidad de propagación del frente acústico a través del material. Esta velocidad es una característica del material y, en general, es constante para un material dado, independiente de la frecuencia de oscilación. En cambio, la velocidad del sonido sufre ligeras variaciones con otras magnitudes físicas, tales como la temperatura, presión (en gases), etc. Como se verá más adelante es conveniente definir la velocidad del sonido en términos de longitud de onda y frecuencia,

$$c = \lambda f \quad (2.2)$$

(b) *Velocidad instantánea* (v) [ms^{-1}]: Es la propia de la partícula en su movimiento oscilatorio. v es la desviación máxima de la velocidad respecto a su valor de equilibrio.

(c) *Presión acústica* (p) [$Kg \cdot m^{-2}$]: La presión entre las partículas es también oscilatoria (dependiendo de la forma de la excitación), siendo inferior a la normal de equilibrio cuando las partículas tienden a separarse, y superior a ésta cuando tienden a juntarse. Se denomina *amplitud de la presión acústica* a la desviación máxima de la presión relativa al valor de equilibrio. La mayoría de los sistemas de medida de ultrasonidos miden este parámetro.

(d) *Impedancia acústica* (Z) [$\frac{Kg}{m^2 s}$]: La impedancia acústica es una medida de la

resistencia que opone el medio a la vibración de la onda (ver Apéndice B). Si un medio posee una baja impedancia, sus partículas vibrarán a gran velocidad ante una ligera perturbación, este es por ejemplo, el caso de los gases. Si por el contrario, la impedancia es elevada, el material que está sometido a grandes fuerzas elásticas, requiere mayores presiones acústicas para vibrar, por ejemplo, los aceros. Conviene advertir que la impedancia acústica se opone a la vibración de las partículas, pero no a la propagación de la onda. Esto significa que una vez que las partículas comienzan a vibrar, la onda acústica se propaga a la velocidad de ese medio. De acuerdo a la teoría de la acústica, la impedancia acústica se define como:

$$Z = \frac{p}{v} \quad (2.3)$$

donde: p es la presión acústica y v la velocidad con que se produce la variación de presión acústica. La expresión anterior está representando a un modelo de un generador acústico compuesto por un pistón que girando a una velocidad lineal de rotación w , ejerce una presión p sobre una carga acústica. Como observamos, la p está representando el símil eléctrico de la tensión y v , el de la corriente eléctrica. Lo anterior proviene de la teoría de las analogías tipo impedancia entre los modelos eléctricos, mecánicos y acústicos, (ver Apéndice B). De las relaciones entre los modelos eléctricos y mecánicos, se tiene que la tensión eléctrica está relacionada con la fuerza $V \leftrightarrow F$ y la corriente eléctrica con la velocidad $I \leftrightarrow v$, por lo que la impedancia mecánica se define como $Z_m = F / v$. De la misma forma, la relación entre los modelos eléctricos y los acústicos se tiene que, la tensión eléctrica está relacionada con la presión $V \leftrightarrow p$ y la corriente eléctrica con la velocidad $I \leftrightarrow v$, por ello, la impedancia acústica se define como $Z_a = p / v$. La Fig. 2.4 muestra el concepto de impedancia acústica y su analogía con el sistema mecánico y eléctrico. El pistón y el mecanismo de giro, emulan a un generador de presión. De acuerdo al segundo principio de Newton:

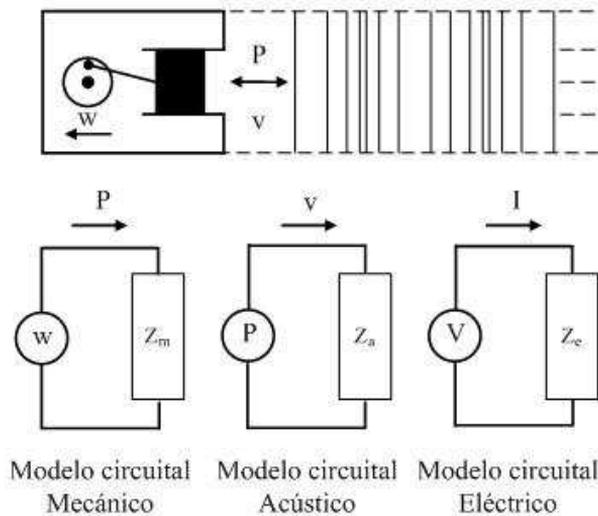


Fig. 2.4. Concepto de Impedancia Acústica.

$$Z = \frac{ma}{Sup} \frac{1}{V}$$

Expresando la masa en función de la densidad ρ , y operando, obtenemos (Ver Apéndice B):

$$Z = \rho c \tag{2.4}$$

Siendo ρ la densidad del medio y c la velocidad del sonido. Esta expresión es mucho más sintética y práctica de emplear que el cociente expresado en la Ecu. (2.2). Los medios con

elevada impedancia se denominan *acústicamente duros*, en contraste con los *acústicamente blandos*. Cabe señalar que la Ecu. (2.4) es un número complejo [1]. En esta obra por cuestiones de simplicidad se trabajará sólo con el módulo. Existen formulaciones que permiten calcular la velocidad acústica de los diversos tipos de ondas a partir de las constantes elásticas de los materiales (módulo de Young (E) y relación de Poisson (σ) [10]) (Ver apéndice A). Por nuestra parte, y con ánimo de simplificar, se dice que la velocidad de transmisión de las ondas transversales es aproximadamente la mitad que la de las ondas longitudinales. Por otro lado, las ondas superficiales se propagan a una velocidad ligeramente inferior que la de las ondas transversales. La Tabla I muestra los valores de densidad, velocidad del sonido e impedancia acústica de alguno de los materiales más comunes usados en aplicaciones industriales: En la Tabla 2.1 se muestran algunos valores típicos en los medios más comunes

(e) *Energía acústica (Ec)*. $\left[\frac{W_s}{m^3} \right]$. La propagación de una onda se caracteriza por el transporte de energía y no de masa. Partiendo de la definición de energía cinética:

$$Ec = \frac{1}{2} mc^2$$

Medio	$\rho [Kgm^{-3}]$ *10 ³	$c_L \left[\frac{m}{s} \right]$ *10 ³	$c_T \left[\frac{m}{s} \right]$ *10 ³	$Z [Kgm^{-2}s^{-1}]$ *10 ⁶
Aire	1.2	0.335		0.4
Agua	1.00	1.5		1.5
Resinas y Plásticos	1-1.5	1-2	1.1-1.4	2.8-3.6
Aceros	7-8	5.5-6	3.2	45
Aluminio	2.71	6.32	2.2-3.2	17.1
Bronce	7.4 – 8.9	4.4 – 4.98	2.34	32.5 – 44.5
Glicerina	1.26	1.92	1.92	2.4
Perspex (Acrílico)	1.18	2.73	1.43	3.2
Teflón	2.2	1.35		2.4
Tolueno	0.87	1.33		0.9 – 1.2
Aceites	0.9	1.2-1.7		1.2-1.7
Maderas	0.6-1	1.4		0.5-3
Vidrios	2.2 – 3.9	2.56 – 3.42	2.56-3.52	12.3 – 15.1
Tejidos humanos	1.06	1.54		1.63

TABLA 2.1. Valores de densidad, velocidad del sonido de las ondas longitudinales, transversales e impedancia acústica de algunos medios frecuentes.

Reemplazando la masa por la densidad y expresando la energía por unidad de volumen, se obtiene:

$$Ec = \frac{1}{2} \frac{p^2}{Zc}$$

o

(2.5)

$$Ec = \frac{1}{2} \frac{p^2}{\rho c^2}$$

(e) *Intensidad acústica* (I) $\left[\frac{W}{m^2} \right]$: Es la energía acústica presente en la unidad de volumen del material. Su valor es proporcional al cuadrado de la presión acústica. En efecto, dividiendo la expresión anterior por la unidad de tiempo y expresándola en unida de área, se tiene:

$$I = \frac{1}{2} \frac{p^2}{Z}$$

o

(2.6)

$$I = \frac{1}{2} \frac{p^2}{\rho c}$$

De acuerdo a la aplicación específica se trabajará con intensidad o presión acústica.

El análisis de las ondas acústicas tal como lo hemos realizado en un espacio infinito, es sólo posible desde un punto de vista teórico, puesto que, en la práctica, todos los medios tienen superficies que los limitan, denominadas *fronteras o interfaces*. En estas superficies la propagación de la onda acústica sufre alteraciones. Esta aparente complicación es, sin embargo, la clave que nos permitirá estudiar y caracterizar el medio por el que viaja la energía ultrasónica. Como veremos, cada vez que el medio cambia sus características, altera la onda que lo atraviesa, y es lo que actualmente se suele denominar como la *firma del medio*.

2.3. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte I: Generalidades

Cuando una onda acústica pasa de una región a otra cercana con diferente impedancia acústica, una parte de la intensidad acústica de la onda incidente, es reflejada sobre la superficie límite entre las regiones y el resto continúa como onda transmitida. La onda reflejada sirve de indicador de la posición y forma de la interfaz, mientras que la porción transmitida es un indicador de la profundidad de la región limitada por la interfaz. La Fig. 2.5 muestra el caso donde sólo existe una interfaz.

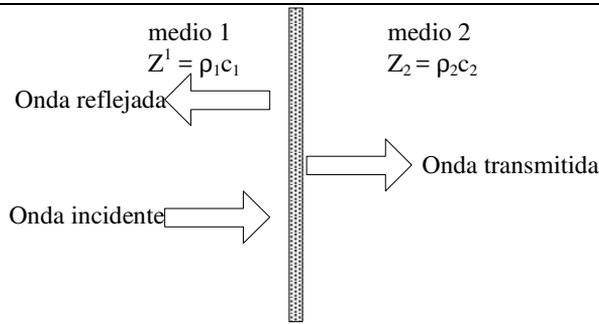


Figura 2.5. Reflexión y transmisión de un frente de ondas planas en una interfaz

La Fig. 2.6 muestra con cierto detalle qué sucede cuando una onda plana incide con un ángulo θ_i sobre una interfaz entre dos regiones con velocidades de fase diferentes. Como respuesta a la onda incidente sobre la superficie límite, dos ondas adicionales son producidas: una onda reflejada y una onda transmitida. El espacio del frente de onda (longitud de onda) en el medio 1 es λ_1 , mientras que el espacio del frente de onda a lo largo de la interfaz, esto es, la distancia d , no es igual a λ_1 . De lo anterior se observa que cuando una onda incidente alcanza una interfaz con un cierto ángulo θ_i , la distancia del frente de onda a lo largo de la superficie límite, deberá ser mayor que λ_1 . Como se deduce de la Fig. 2.6, por geometría se tiene:

$$d = \frac{\lambda_1}{\text{sen}\theta_i} \quad (2.7)$$

La onda reflejada tiene la misma longitud de onda que la onda incidente por propagarse en el mismo medio, por ello, la distancia d sobre la interfaz es la misma, a partir de lo cual concluimos que el ángulo de reflexión debe ser el mismo que el de incidencia:

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.8)$$

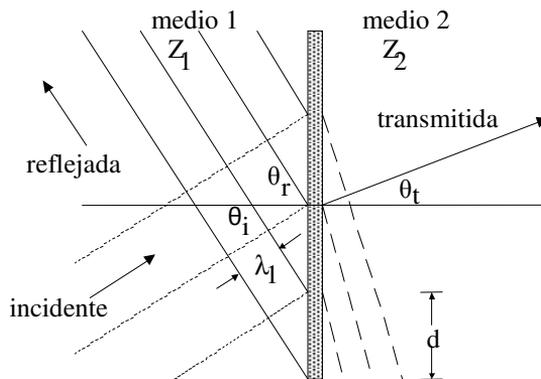


Figura 2.6. Detalle de la reflexión y transmisión de un frente de ondas planas en una interfaz para un ángulo de incidencia θ_i

Por esta razón, se la suele denominar a la reflexión como: *reflexión especular*. La onda transmitida en la figura 2.6 tiene una longitud de onda diferente en el medio 2 que las ondas del medio 1: Esto se debe a que $c_1 \neq c_2$. Ahora surge una pregunta: ¿Cómo se pueden relacionar los ángulos de incidencia y de transmisión con las longitudes de onda y las velocidades de propagación de cada medio? La respuesta es sencilla. Debido a que la separación del frente de onda debe ser la misma, tanto para la onda incidente como transmitida, por la Ecu. (2.7), tenemos:

$$\frac{\lambda_1}{\text{sen}\theta_i} = \frac{\lambda_2}{\text{sen}\theta_t} \quad (2.9)$$

Relacionando los senos de las longitudes de onda:

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{\text{sen}\theta_t} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2}$$

Finalmente, por la Ecu. (2.2) y debido a que las frecuencias de las ondas son las mismas¹, llegamos a:

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{\text{sen}\theta_t} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \frac{c_1}{c_2} \quad (2.10)$$

Esta ecuación no es más que la conocida ley de Snell aplicada a la óptica y al electromagnetismo. En la Fig. 2.7 se puede observar en forma cualitativa la aplicación de la Ecu. 2.10 manteniendo fijo el ángulo de incidencia. A la izquierda se representa cuando se pasa de un medio rápido a uno más lento. A la derecha, el caso inverso.

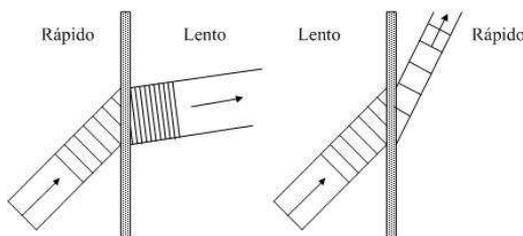


Figura 2.7. Ejemplo cualitativo del empleo de la Ecu. (2.10).
 En ambos casos, el ángulo de incidencia θ_i es el mismo

Ejemplo 2.1

Encontrar el ángulo de transmisión ϕ_t para una onda de ultrasonidos de acuerdo a los siguientes datos:

¹ En los medios dispersivos no se cumple

$$\theta_i = 30^\circ, \quad c_1 = 1,5 \times 10^5 \frac{m}{s} \quad \text{y} \quad c_2 = 2 \times 10^5 \frac{m}{s}.$$

Del enunciado tenemos que la velocidad medio 2 es mayor que la del medio 1, por ello, el ángulo de transmisión deberá ser mayor que el de incidencia. A partir de la expresión (2.10):

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{\text{sen}\theta_t} = \frac{c_1}{c_2}$$

despejando θ_t

$$\theta_t = \text{sen}^{-1} \left[\frac{c_2}{c_1} \text{sen}\theta_i \right]$$

reemplazando los datos del enunciado

$$\theta_t = \text{sen}^{-1} \left[\frac{2}{1,5} \text{sen}30^\circ \right] = 41,8^\circ$$

por lo que: $\theta_t > \theta_i$, corroborando la hipótesis.

2.4. Coeficientes de Reflexión y Transmisión I

Por lo visto hasta el momento, conocemos a través de la ley de Snell, la relación entre los ángulos de incidencia y transmisión con las longitudes de onda y la velocidad de cada medio de la superficie límite. También, por la ley de reflexión especular, sabemos que el ángulo de reflexión es igual al de incidencia. Lo que desconocemos es que porcentaje de la energía de la onda incidente se refleja y se transmite por efecto de la interfaz.

Intuitivamente lo primero que podemos intentar es una relación entre las presiones incidentes, reflejadas y transmitidas. Denominando en primer lugar con P_i , P_r y P_t , a las presiones incidentes, reflejadas y transmitidas, respectivamente y en segundo lugar con R y T , las razones entre las presiones en juego, quedan representadas por las siguientes ecuaciones:

$$R = \frac{P_r}{P_i} \tag{2.11}$$

$$T = \frac{P_t}{P_i} \tag{2.12}$$

Las razones R y T las denominamos *coeficientes de reflexión y transmisión de presión*, respectivamente. Si expresamos las ecuaciones anteriores en función de la impedancia acústica, tenemos a partir de la Ecu. (2.6):

$$\begin{aligned} I_i &= \frac{1}{2} \frac{P_i^2}{\rho_1 c_1} = \frac{1}{2} \frac{P_i^2}{Z_1} \\ I_r &= \frac{1}{2} \frac{P_r^2}{\rho_1 c_1} = \frac{1}{2} \frac{P_r^2}{Z_1} \\ I_t &= \frac{1}{2} \frac{P_t^2}{\rho_2 c_2} = \frac{1}{2} \frac{P_t^2}{Z_2} \end{aligned} \tag{2.13}$$

A partir de estas relaciones podemos definir los *coeficientes de reflexión y transmisión de intensidad*, esto es, R_i y T_i :

$$R_i = \frac{I_r}{I_i} = \frac{P_r^2}{P_i^2} = R^2 \tag{2.14}$$

$$T_i = \frac{I_t}{I_i} = \frac{Z_1}{Z_2} \frac{P_t^2}{P_i^2} = \frac{Z_1}{Z_2} T^2 \tag{2.15}$$

Debido a que la potencia transmitida por un haz, sea de naturaleza mecánica o electromagnética, es el producto entre la intensidad de la onda y el área transversal del haz, podemos definir el tercer par de coeficientes: *coeficientes de reflexión y transmisión de potencia*:

$$R_p = R_i = R^2 \tag{2.16}$$

$$T_p = \frac{A_t}{A_i} T_i = \frac{A_t Z_1}{A_i Z_2} T^2 \tag{2.17}$$

donde: A_r y A_t , representan las áreas de las secciones transversales para el haz incidente y reflejado respectivamente. En función del teorema de conservación de la energía, la potencia en los haces incidentes y reflejados debe ser igual a la potencia entre el haz reflejado y el transmitido. Analíticamente:

$$R_p + T_p = 1 \tag{2.18}$$

Las expresiones (2.14) a (2.18) serán muy utilizadas en los siguientes apartados.

2. 5. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte II: Coeficientes de Reflexión y Transmisión II

A continuación, estudiaremos la incidencia a la interfaz para un ángulo cualquiera y demostraremos que, a partir del resultado obtenido, la incidencia normal a la interfaz es un caso particular del primero. La Fig. 2.8 muestra el modelo sobre el que trabajaremos. Debido a que las presiones de cada onda actúan en todas direcciones, y dado que la superficie límite en sí, no proporciona ninguna resistencia, la presión neta sobre el lado izquierdo de la superficie límite debe ser igual a la presión neta sobre el lado derecho de la misma superficie límite, es decir:

$$p_i + p_r = p_t \tag{2.19}$$

Además, se necesita que las componentes netas perpendiculares de las velocidades de las partículas, sobre el lado izquierdo de la superficie límite, deben ser iguales a las componentes perpendiculares sobre el lado derecho de la misma. Esto es:

$$v_i \cos \theta_i - v_r \cos \theta_r = v_t \cos \theta_t \tag{2.20}$$

Realizando el cociente entre las expresiones (2.19) y (2.20), tenemos:

$$\frac{p_i + p_r}{v_i \cos \theta_i - v_r \cos \theta_r} = \frac{p_t}{v_t \cos \theta_t}$$

Expresando la relación en función de las impedancias acústicas de los dos medios

$$\frac{Z_1(p_i + p_r)}{p_i \cos \theta_i - p_r \cos \theta_r} = \frac{Z_2}{\cos \theta_t}, \text{ como } \theta_r = \theta_i$$

Agrupando los términos que contienen π y p_t y realizando el cociente entre ellos, arribamos a:

$$R_p = \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \tag{2.21}$$

El coeficiente de transmisión de presión y el coeficiente de reflexión de intensidad, los obtenemos directamente por reemplazar el resultado de la expresión (2.21) en las expresiones (2.16) y (2.14), respectivamente. Con respecto al coeficiente de transmisión de intensidad, lo calculamos con la Ecu. (2.15).

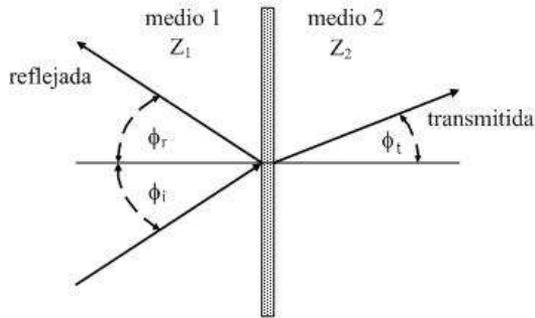


Figura 2.8. Modelo de reflexión y transmisión de un frente de ondas planas que incide en forma oblicua a la interfaz

Ejemplo 2.2

Una onda de presión acústica atraviesa una interfaz formada por el medio 1 con aire ($Z_1 = 415$), el medio 2 con oxígeno ($Z_2 = 453$). Si el ángulo de incidencia, el ángulo de transmisión y la amplitud de la presión de la onda incidente son 10° , $9,24^\circ$ y 100 respectivamente. ¿Cuál es el coeficiente de reflexión de presión?

De la Ecu (2.21):

$$R_p = \frac{453 \cos 10 - 415 \cos 9,24}{453 \cos 10 + 415 \cos 9,24} = 0,027$$

2.6. Incidencia Normal a la Interfaz

Cuando el ángulo de incidencia a la interfaz es cero estamos ante el caso de incidencia normal, caso particular de incidencia oblicua. La Fig. 2.9 muestra el modelo para esta situación. Si en las ecuaciones del apartado anterior, hacemos $\theta_i = \theta_r = \theta_t = 0$, obtenemos a partir de la Ecu. (2.21), el coeficiente de reflexión de presión:

$$R_p = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \tag{2.22}$$

Para obtener el coeficiente de transmisión de presión partimos de la ecuación de continuidad de las presiones sobre la interfaz. Sacando factor común p_i , tenemos:

$$1 + \frac{p_r}{p_i} = \frac{p_t}{p_i} \tag{2.23}$$

Por definición de los coeficientes de reflexión y transmisión de presión, Ecu. (2.16) y Ecu. (2.11), los cocientes a ambos de la expresión (2.23) quedan expresados como:

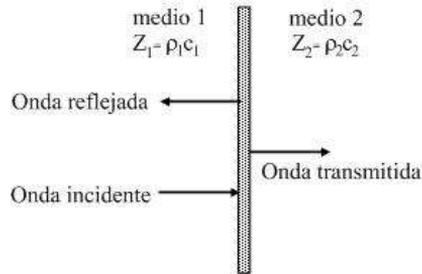


Figura 2.9. Incidencia normal

$$1 + R_p = T_p \quad (2.24)$$

Reemplazando en R_p lo obtenido en la Ecu. (2.22) y operando, llegamos a:

$$T_p = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.25)$$

Los coeficientes de reflexión y transmisión de intensidad los obtenemos a partir de reemplazar en (2.22) y (2.25) en la definición de los mismos, esto es, expresiones (2.14) y (2.15). A partir de ello, obtenemos:

$$R = \frac{(Z_2 - Z_1)^2}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (2.26)$$

$$T = \frac{4Z_2 Z_1}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (2.27)$$

Con las expresiones (2.22), (2.25), (2.26) y (2.27) tenemos caracterizada la incidencia normal para la mayoría de los casos prácticos. Ahora surge una pregunta: ¿Cómo se interpreta la magnitud (adimensional) de estos coeficientes? La respuesta es la siguiente:

En primer lugar, la presión acústica reflejada será de la misma amplitud, cualquiera que sea el lado sobre el cual incide la onda. Ahora bien, si $Z_2 > Z_1$, la onda incidente y la reflejada tendrán la misma fase, pero si $Z_2 < Z_1$ la onda de presión reflejada sufrirá un desfase de 180° . Por otro lado, la onda de presión que atraviesa la interfaz tendrá la misma fase que la onda incidente, y su valor varía de manera importante dependiendo el sentido en que se realice la transmisión, de forma que si $Z_2 > Z_1$, la presión de la onda reflejada será superior a la presión de la onda incidente y, en cambio, si $Z_2 < Z_1$ la onda de presión reflejada será de menor amplitud que la incidente.

Ejemplo 2.3

Una onda de presión acústica atraviesa una interfaz formada por el medio 1 con agua ($Z_1 = 1.5$), el medio 2 con acero ($Z_2 = 45$), y sale por una segunda interfaz, acero – agua (ver Fig. 2.10). Si la amplitud de la presión de la onda incidente es 100, ¿cuál es balance de presiones? La onda *incidente* de amplitud $P_1=100$ llega a la primera cara del acero y se producen dos ondas: la onda *reflejada* y la onda *transmitida*. Por las expresiones (2.22) y (2.25) tenemos que los coeficientes de reflexión y transmisión de presión sobre la primera interfaz, son:

$$R_p = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{45 - 1,5}{45 + 1,5} = 0,93$$

$$T_1 = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{2 \cdot 45}{45 + 1,5} = 1,94$$

En consecuencia, las ondas de presión reflejadas y transmitidas, toman los siguientes valores:

$$P_1 = P_1 \cdot R_1 = 100 \cdot 0,93 = 93$$

$$P_2 = P_1 \cdot T_1 = 100 \cdot 1,94 = 193$$

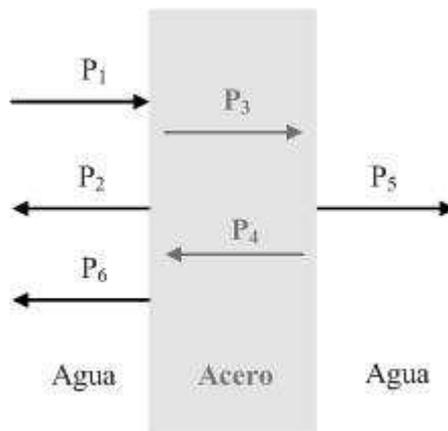


Figura 2.10. Balance de presiones del ejemplo 2.3

Cuando la onda de presión P_3 encuentra la segunda interfaz (acero – agua) se vuelve a repetir el proceso: una onda reflejada de presión P_4 y una onda transmitida de presión P_5 . Repitiendo el procedimiento de cálculo, obtenemos:

$$P_4 = 193 \frac{(-43,5)}{46,5} = -180$$

$$P_5 = 193 \frac{3}{46,5} = 12$$

donde: el signo negativo indica que la fase de la onda se ha invertido Este proceso se repite de forma continuada.

Aprovecharemos los resultados del ejemplo anterior para decir que, en realidad lo que se han obtenido son las relaciones entre la amplitud de la onda incidente y el resto de ondas que aparecen en el proceso de reflexión-transmisión, en las dos caras límites del acero. En cambio, los instrumentos de medida suelen dar como resultado valores absolutos, los cuales dependen de la amplitud de la onda incidente. En todas las aplicaciones de ultrasonidos, los resultados de las medidas deben de ser en valores relativos, y las relaciones de amplitud se suelen dar en decibeles (dB) de la forma:

$$\text{Relación en dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \quad (2.28)$$

Donde P_1 y P_2 son amplitudes de presión, y P_1 es la presión de referencia. Si se considera la presión de la onda incidente como presión de referencia, la Fig. 2.10 podría leerse de la siguiente manera en términos de presión:

Al incidir una onda de 0 dB sobre la superficie del acero, se refleja una onda de -1 dB, y se transmite al interior de la chapa una onda de +6 dB. Al llegar a la cara de salida de la chapa, se refleja hacia la primera cara del acero una onda de +5 dB, mientras que atraviesa la chapa hacia la derecha una onda de -20 dB, ... y así sucesivamente. Es decir, una onda ultrasónica sufre una caída de 20 dB al atravesar una chapa delgada de acero sumergida en agua (confirmando la gran dureza acústica del acero).

Resaltamos que un signo positivo en dB indica que la onda tiene una amplitud superior que la de referencia, mientras que un signo negativo indica pérdida de amplitud al operar con amplitudes; al operar con amplitudes, la medida en dB no tiene en cuenta el signo que aparece en la figura 6 indicando la inversión de la onda.

Ejemplo 2.4

Supongamos el caso de tener una interfaz agua – hielo. ¿Se produce onda de presión reflejadas al incidir sobre ella una onda de presión acústica?

Aparentemente la respuesta es trivial: no. Sin embargo, la realidad es muy distinta. Las impedancias acústicas del agua y del hielo son:

$$Z_{\text{agua}} = 1.5 \cdot 10^6 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2 \cdot \text{s}}$$

$$Z_{\text{hielo}} = 2,95 \cdot 10^6 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2 \cdot \text{s}}$$

El coeficiente de reflexión de presión arroja el siguiente resultado:

$$R_p = \frac{2,95 - 1,5}{2,95 + 1,5} \cong 0,33$$

Por lo tanto el 33% de la presión incidente se refleja hacia la fuente que la produce, porcentaje suficientemente alto para detectar el cambio de medio. En el caso de agua de mar, la impedancia acústica del hielo (iceberg) es considerablemente mayor. Si en la primera década del 1900 se hubiera contado con la tecnología adecuada, la historia del transatlántico Titanic hubiera sido muy diferente!!!

Ejemplo 2.5

Es conocido que una de las aplicaciones más importante del sonar, es su empleo para la detección de bancos de peces. Ahora bien, la impedancia acústica del tejido del pez es similar a la del agua. La pregunta es inmediata: ¿Cómo es posible la detección de peces? El sonar no detecta al pez en sí, lo que detecta es el aire en el interior de su vejiga natatoria. Para verificar esta aseveración, calculemos el coeficiente de reflexión de presión para una interfaz agua – aire, sabiendo que las respectivas impedancias acústicas son:

$$Z_{\text{agua}} \cong 1.5 \cdot 10^6 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2 \cdot \text{s}}$$

$$Z_{\text{aire}} \cong 428 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2 \cdot \text{s}}$$

por lo que:

$$R_p = \frac{428 - 1,5 \cdot 10^6}{428 + 1,5 \cdot 10^6} \cong -0,99$$

A partir de este resultado tenemos que el 99% de la presión incidente se refleja en la interfaz. El efecto es similar a arrojar sobre una pared, una pelota de ping pong!!!

Ejemplo 2.6

Repitamos el ejemplo 2.5 para el caso de una interfaz agua – músculo. La impedancia acústica del músculo es aproximadamente:

$$Z_{\text{músculo}} \cong 1.7 \cdot 10^6 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2 \cdot \text{s}}$$

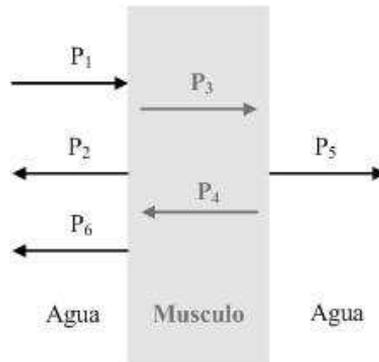


Figura 2.11. Presiones interfaz: agua – músculo - agua

Calculemos los coeficientes de reflexión y transmisión para la primera interfaz:

$$R_1 = \frac{0,2}{3,2} = 0,0625$$

$$T_1 = \frac{3,4}{3,2} = 1,06$$

Las magnitudes de estos coeficientes nos indican que en la primera interfaz (agua – músculo), prácticamente toda la presión incidente se transmite al segundo medio (músculo). Repitamos el cálculo para la segunda interfaz.

$$R_2 = \frac{-0,2}{3,2} = -0,0625$$

$$T_2 = \frac{3}{3,2} = 0,938$$

El signo negativo en R_2 nos está indicando que la onda reflejada retorna hacia la primera interfaz con inversión de fase. Sin embargo, lo más importante es que la presión acústica vuelve a transmitirse prácticamente en su totalidad hacia el agua. Si realizáramos los cálculos de las presiones reflejadas y transmitidas para un ciclo, la presión transmitida a través del músculo al agua es el 93,8%, mientras que la presión que retorna a la primera interfaz es el 5,86%. De los resultados obtenidos en este ejemplo, notamos que cuando los medios separados por una interfaz, presentan

impedancias acústicas similares, la energía que retorna hacia la fuente generadora de presión, tiene un nivel muy bajo. Este es el caso típico de las ecografías médicas.

2.7. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte III: Fluido a Fluido

En este apartado estudiaremos la incidencia oblicua para el caso particular en el cual los medios separados por la interfaz, son fluidos o medios en los que no se observan efectos de corte, tal como son, en general, los medios biológicos. El trabajo consistirá en encontrar la forma de los coeficientes de reflexión y transmisión de presión, en función del ángulo de incidencia de la onda incidente y de las velocidades de fase en el medio 1 y 2. Por la Ecu. (2.10) conocemos la relación entre los ángulos de incidencia y de reflexión, respecto a las velocidades de fase en los dos medios separados por la interfaz:

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{\text{sen}\theta_t} = \frac{c_1}{c_2} \quad (2.29)$$

Además, por continuidad de las presiones y velocidades [(2.19) y (2.20)], debe cumplirse simultáneamente sobre la interfaz:

$$1 + R_p = T_p$$

y (2.30)

$$v_t \cos\theta_t = v_i \cos\theta_i - v_r \cos\theta_r$$

Si en la ecuación de continuidad de velocidades reemplazamos la velocidad por la impedancia acústica de cada medio, hacemos $\theta_r = \theta_i$ y operamos algebraicamente, de forma de dejar en el primer miembro el cociente de los cosenos, tenemos:

$$\frac{Z_1 \cos\theta_t}{Z_2 \cos\theta_i} = \frac{P_i}{P_t} - \frac{P_r}{P_t} \quad (2.31)$$

Los coeficientes de reflexión y transmisión están dados en función de P_i y P_t por ello, debemos eliminar P_r , Multiplicando ambos miembros de (2.31) por T_p y simplificando, arribamos a:

$$1 - R_p = \frac{Z_1 \cos\theta_t}{Z_2 \cos\theta_i} T_p \quad (2.32)$$

La eliminación de T_p la hacemos en dos pasos: primero, lo despejamos de la expresión anterior, luego, lo reemplazamos en la Ecu (2.30), sacamos factor común Z_2 y después de operar, obtenemos:

$$R_p = \frac{\frac{Z_2}{Z_1} - \frac{\cos \theta_t}{\cos \theta_i}}{\frac{Z_2}{Z_1} + \frac{\cos \theta_t}{\cos \theta_i}} \quad (2.33)$$

Ahora estamos en condiciones de relacionar R_p con la ley de Snell. En función de la igualdad trigonométrica entre el seno y coseno de un ángulo:

$$\cos \alpha = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \alpha}$$

es inmediato que el término coseno de θ_t se expresa:

$$\cos \theta_t = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta_t} \quad (2.34)$$

Si de la ecuación (2.10) despejamos el seno de θ_t

$$\text{sen} \theta_t = \frac{c_2}{c_1} \text{sen} \theta_i \quad (2.35)$$

y reemplazándolo en la (2.34), obtenemos:

$$\cos \theta_t = \sqrt{1 - \left(\frac{c_2}{c_1}\right)^2 \text{sen}^2 \theta_i} \quad (2.36)$$

Dependiendo de la relación entre c_2 y c_1 pueden darse tres casos. Antes de analizar las variantes es necesario recordar el denominado ángulo crítico. Se define ángulo crítico como:

$$\text{sen} \theta_c = \frac{c_1}{c_2} \quad (2.37)$$

que representa el ángulo de incidencia para el cual el ángulo de transmisión es de 90° .

1. $c_1 > c_2$

Aquí, el ángulo de transmisión además de ser real, es menor que el ángulo de incidencia. En el medio 2 el ángulo de transmisión se inclina hacia la normal, tal como lo indica la Fig. 2.12.

2. $c_1 < c_2$ y $\theta_i < \theta_c$

El ángulo de transmisión es real y mayor que el ángulo de incidencia (se aleja de la normal), tal como lo muestra la Fig. 2.13a.

3. $c_1 < c_2$ y $\theta_i > \theta_c$

El ángulo de transmisión es imaginario y la onda incidente es totalmente reflejada (ver Fig. 2.13b).

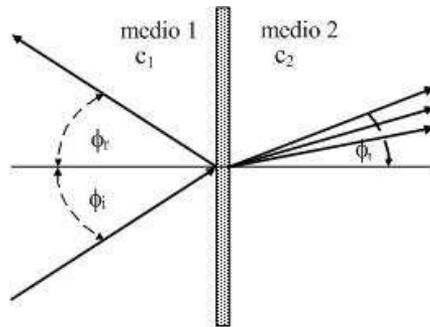


Figura 2.12. Angulo de transmisión para el caso $c_1 > c_2$

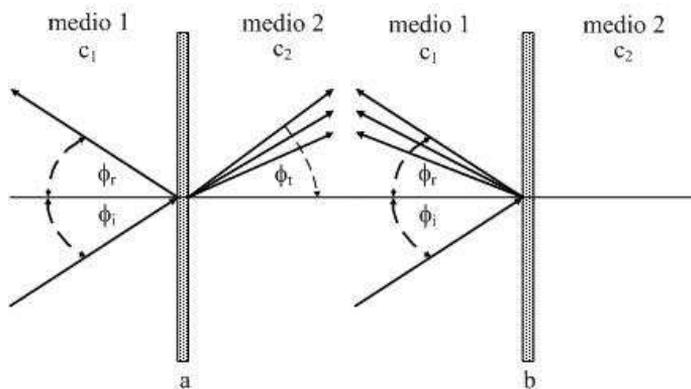


Figura 2.13. Angulo de transmisión para la condición $\theta_i > \theta_c$ (a)
y $c_1 < c_2$: $\theta_i < \theta_c$ (b)

2.8. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte IV: Fluido a Sólido y Sólido a Fluido

Hasta el momento hemos trabajado únicamente con ondas longitudinales debido a que, los líquidos y los gases no soportan esfuerzos de corte (apartado 2.2.1). Cuando el medio 1 o el medio 2 o ambos es un sólido, además de propagarse ondas longitudinales, se propagan las transversales y según sea el caso, aparece un nuevo concepto denominado: cambio de modo.

Esto significa que una onda longitudinal puede convertirse en transversal y viceversa. La Ecu. (2.29) que proporciona relación entre el medio 1 y el medio 2, la podemos volver a escribir:

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{c_1} = \frac{\text{sen}\theta_t}{c_2} \quad (2.38)$$

Ahora bien, debido a que tenemos en juego ondas longitudinales y transversales, la expresión anterior para que cubra todos los posibles casos (como veremos a continuación), deberá ser escrita de la siguiente forma:

$$\frac{\text{sen}\theta_{L,1}}{c_{L,1}} = \frac{\text{sen}\theta_{T,1}}{c_{T,1}} = \frac{\text{sen}\theta_{L,2}}{c_{L,2}} = \frac{\text{sen}\theta_{T,2}}{c_{T,2}} \quad (2.39)$$

donde los subíndices L, T y 1, 2, representan onda longitudinal, transversal, medio 1, medio 2, respectivamente. Esta representación simplificará el análisis.

Caso I: Medio 1 fluido, medio 2 sólido

En el medio 1 sólo pueden propagarse ondas longitudinales y en el medio 2 ambas, por ello, el segundo miembro de la Ecu. (2.39) debe eliminarse, quedando:

$$\frac{\text{sen}\theta_{L,1}}{c_{L,1}} = \frac{\text{sen}\theta_{L,2}}{c_{L,2}} = \frac{\text{sen}\theta_{T,2}}{c_{T,2}} \quad (2.40)$$

Para simplificar el análisis, trabajemos por partes:

- Reflexión y Transmisión de las ondas longitudinales

Como en el mismo medio debe cumplirse $\theta_r = \theta_i$, la onda longitudinal se reflejará con un ángulo $\theta_{L,1}$. De la expresión (2.39),

$$\text{sen}\theta_{L,2} = \frac{c_{L,2}}{c_{L,1}} \text{sen}\theta_{L,1} \quad (2.41)$$

Debido a que $c_{L,2} > c_{L,1}$, $\theta_{L,2} > \theta_{L,1}$ en relación al cociente de velocidades.

:

- Transmisión de las ondas longitudinales

Eliminando en la Ecu. (2.40) el término de la onda longitudinal transmitida y operando, queda:

$$\text{sen}\theta_{T,2} = \frac{c_{T,2}}{c_{L,1}} \text{sen}\theta_{L,1} \quad (2.42)$$

Si bien la velocidad de propagación es mayor en los sólidos que en los fluidos, la velocidad de una onda transversal es menor que su homóloga longitudinal. En consecuencia, $\theta_{T,2}$ se incrementará cuando se incremente $\theta_{L,1}$, pero con una pendiente menor que para la onda longitudinal. En la Fig. (2.14) se muestra este caso. A fin de evitar confusiones en la lectura de las figuras, a las ondas transversales se las dibujará con líneas entrecortadas.

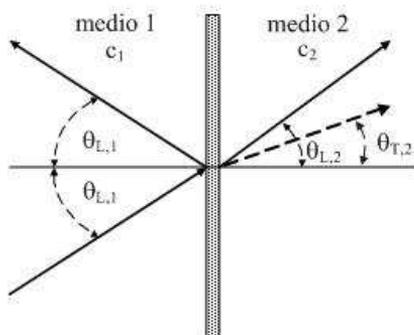


Figura 2.14. Incidencia oblicua: medio 1 líquido, medio 2 sólido

Ejemplo 2.7

El medio 1 es agua y el medio 2 aluminio. Suponiendo que el ángulo de incidencia es tal, que se encuentra por debajo del ángulo crítico, determinar para las ondas longitudinales y transversales los ángulos de reflexión y transmisión, según corresponda (Anexo A).

A partir de las velocidades de propagación y de las expresiones (2.41) y (2.42), se tiene:

$$\text{sen}\theta_{L,2} = \frac{6300}{1500} \text{sen}\theta_{L,1} = 4 \cdot \text{sen}\theta_{L,1}$$

$$\text{sen}\theta_{T,2} = \frac{3300}{1500} \text{sen}\theta_{L,1} = 2.2 \text{sen}\theta_{L,1}$$

La relación:

$$\frac{\text{sen}\theta_{T,2}}{\text{sen}\theta_{L,2}} = 0,55$$

Verificándose lo arriba expuesto.

Caso II: Medio 1 sólido, medio 2 fluido

Por lo aprendido, sabemos que en el medio 2 no existirán ondas transversales. El procedimiento es el mismo que en el caso anterior; partimos de la expresión general (2.39), eliminando el término que contiene las ondas transversales transmitidas:

$$\frac{\text{sen}\theta_{L,1}}{c_{L,1}} = \frac{\text{sen}\theta_{T,1}}{c_{T,1}} = \frac{\text{sen}\theta_{L,2}}{c_{L,2}} \quad (2.43)$$

• Reflexión y Transmisión de las ondas longitudinales

Para la reflexión de las ondas longitudinales sigue cumpliéndose el mismo principio, el ángulo de reflexión es el de incidencia. Para obtener el ángulo de transmisión, trabajamos con el primero y último miembro de la ecuación anterior, obteniendo:

$$\text{sen}\theta_{L,2} = \frac{c_{L,2}}{c_{L,1}} \text{sen}\theta_{L,1} \quad (2.44)$$

Ahora, $c_{L,2} < c_{L,1}$, por lo tanto el seno del ángulo con el que se transmitirán las ondas longitudinales, será inferior en $\frac{c_{L,2}}{c_{L,1}}$ al seno del ángulo de incidencia.

• Reflexión de las ondas transversales

Para este caso, trabajamos con el primero y segundo miembro de la ecuación (2.43), despejando,

$$\text{sen}\theta_{T,1} = \frac{c_{T,1}}{c_{L,1}} \text{sen}\theta_{L,1} \quad (2.45)$$

Como se cumple que $c_{T,1} < c_{L,1}$ para un mismo ángulo de incidencia, las ondas transversales se reflejarán con un ángulo menor que las longitudinales. La Fig. 2.15, pone de manifiesto lo visto.

Ejemplo 2.8

Si el medio 1 es aluminio y el medio 2 agua, verificar la reflexión y la transmisión de las ondas longitudinales y transversales.

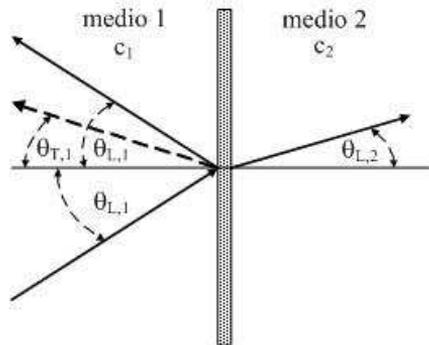


Figura 2.15. Incidencia oblicua: medio 1 sólido, medio 2 fluido

En primer lugar sabemos que, en el segundo medio sólo se propagarán las ondas longitudinales, entonces, empleando la Ecu. (2.45) y reemplazando las velocidades dadas en la Tabla 2.1:

$$\text{sen}\theta_{L,2} = 0,238 \text{sen}\theta_{L,1}$$

Repetimos ahora el procedimiento para las ondas transversales reflejadas, usando la Ecu. (2.45)

$$\text{sen}\theta_{T,1} = 0,896 \text{sen}\theta_{L,1}$$

Los resultados obtenidos verifican la teoría expuesta.

2.9. Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte V: Sólido a Sólido

Ahora nos encontramos con el caso completo (y el más complejo en la práctica), ya que podrán coexistir en ambos medios, ondas longitudinales y transversales. La Ecu. (2.39) modela esta situación general. Analicemos qué sucede cuando la onda incidente es longitudinal.

- Ondas longitudinales

Nos quedamos con el primero y tercer miembro de la Ecu. (2.39) y despejamos la componente longitudinal transmitida, esto es, la expresión (2.44). De hecho, se cumple que el ángulo de la onda reflejada es el mismo que el de la incidente.

Componente transmitida

Mientras el ángulo de incidencia sea menor que el ángulo crítico, la componente transmitida se incrementa en función del aumento del ángulo de incidencia. En la Fig. 2.16a, observamos este caso. La Fig. 2.16b, muestra la condición de ángulo crítico. A partir de ello, no existen ondas longitudinales transmitidas, reflejándose con el mismo ángulo de incidencia. (ver Fig. 2.16c y d).

- Ondas transversales

1- Componente transmitida

Tomando el primero y segundo miembro de la expresión (2.39) y debido a que $c_T < c_L$, para valores por debajo del ángulo crítico de las ondas longitudinales, las ondas transversales transmitidas lo harán con un $\theta_{T,2} < \theta_{L,2}$, tal como se muestra en la Fig. 2.16a y 2.16b. Por encima del ángulo crítico de las ondas longitudinales, se llega al ángulo crítico de las ondas transversales (Fig. 2.16c) y a partir de ello, no existe transmisión de ondas transversales, aparecen en el segundo medio, ondas de superficie (ver Fig. 2.16d). La generación de estas últimas, resultan de mucha utilidad en los casos donde se deben realizar estudios superficiales. Su aplicación es exclusiva de los ensayos no destructivos de materiales.

2- Componente reflejada

La componente reflejada de las ondas transversales se calcula con la Ecu. (2.39) haciendo las mismas consideraciones en lo que respecta al ángulo crítico, debido a que:

$$c_T < c_L, \theta_{T,1} \text{ estará por arriba de } \theta_{L,1}.$$

Ejemplo 2.9

Supongamos que el medio 1 es perspex (acrílico) y el medio 2 acero. Determinar: a) el ángulo crítico y b) las ondas reflejadas y transmitidas para un ángulo de incidencia de 15°. Del Anexo A se tiene:

$$c_{1L} = 2730 \frac{m}{s}, \quad c_{1T} = 1430 \frac{m}{s}, \quad c_{2L} = 5900 \frac{m}{s}, \quad c_{2T} = 3230 \frac{m}{s}.$$

a) A partir de la Ecu. (2.37):

- Ondas longitudinales

$$\text{sen} \theta_c = \frac{2730}{5900} = 0,463$$

por lo tanto el ángulo crítico para las ondas longitudinales es:

$$\theta_c = 27,6^\circ$$

- Ondas transversales

$$\text{sen}\theta_c = \frac{1430}{3230} = 0,443$$

en este caso, el ángulo crítico es:

$$\theta_c = 26,3^\circ$$

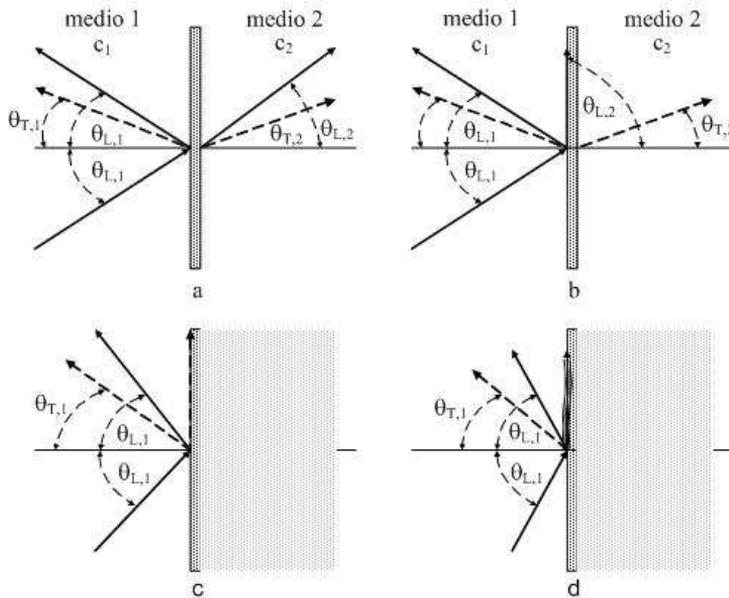


Figura 2.16. Incidencia oblicua. Medio 1 y 2 sólidos

b) Haciendo uso de las expresiones (2.41), (2.42) y (2.44) tenemos:

$$\text{sen}\theta_{L,2} = \frac{5900}{2730} \cdot 0.259 = 0.559$$

$$\text{sen}\theta_{T,2} = \frac{3230}{2730} \cdot 0.259 = 0.306$$

$$\text{sen}\theta_{T,1} = \frac{1430}{2730} \cdot 0.259 = 0.136$$

Los ángulos requeridos son:

$$\theta_{L,2} = 34^\circ, \quad \theta_{T,2} = 17,8^\circ, \quad \theta_{T,1} = 7,82^\circ$$

De los resultados se desprende:

- $\theta_{L,2} > \theta_{T,2}$
- $\theta_{L,1.reflejado} > \theta_{T,1}$

Corroborándose la teoría.

Para un análisis detallado de los casos vistos, puede consultarse al final del capítulo, las referencias [2,3,4].

2.10. Atenuación de las Ondas ultrasónicas

Hasta aquí, hemos considerado que las ondas de presión siguen una propagación ideal y sin pérdidas. En esas condiciones, la amplitud de un frente acústico puede variar o bien porque, atraviesa zonas límites entre materiales con distinta impedancia acústica, o por el tamaño finito de los transductores que producen un campo acústico variable (*difracción*). En la propagación de materiales reales se produce una pérdida de mayor o menor cuantía, causada por fenómenos de *dispersión* y de *absorción del medio*. El efecto de ambos fenómenos se suele englobar en una denominación única llamada *atenuación*.

La dispersión [1] es consecuencia de que, ciertos materiales, especialmente materiales compuestos y aleaciones no son homogéneos y contienen zonas con discontinuidades en la impedancia acústica. Esta falta de homogeneidad puede deberse a inclusiones, poros, granos, fibras, etc. del material. Si los dispersores tienen distinto comportamiento para cada dirección, se dice que son *anisótropos*.

Cuando el tamaño de los dispersores es comparable a la longitud de onda de los ultrasonidos, los granos producen ecos que, a su vez se reflejan en otros granos. Este proceso se repite para cada onda y para cada grano, de forma que el frente acústico original, sufre una degradación a través de caminos complejos, donde gradualmente la energía se convierte en calor. Normalmente, el tamaño de los granos del material es más pequeño que la longitud de onda de los ultrasonidos. Para granos entre $\lambda/1000$ y $\lambda/100$, la dispersión resulta despreciable. En cambio aumenta rápidamente con la tercera potencia del diámetro de los granos de tal modo que, para granos del mismo orden que la longitud de onda y que además presenten anisotropía, se hace prácticamente imposible la inspección [5].

El segundo causante de atenuación es la absorción, que consiste en una transformación directa de la energía mecánica en calor. Se puede explicar como una especie de resistencia de las partículas al movimiento oscilatorio.

La combinación de ambos efectos es disminuir la amplitud de las ondas durante su propagación, pero con distintas consecuencias. La absorción puede ser compensada si se aumenta la energía del pulso emitido y se corrige dinámicamente, la ganancia del

amplificador del circuito de recepción para compensar la caída. El efecto de dispersión se compensa de la misma forma, mientras el debido a los ecos en los dispersores, se produce un ruido adicional que puede llegar a ocultar la señal de un defecto. Al ocupar este ruido la misma banda de frecuencia que los ecos, no puede ser reducido por filtrados pasa-banda.

La caída de la presión por atenuación con la distancia d viene dada por la expresión:

$$P = P_0 \cdot e^{(-\alpha d)} \quad (2.46)$$

siendo P y P_0 las amplitudes al comienzo y final de la propagación por el material, d la distancia recorrida y α el coeficiente de atenuación del medio. Una forma muy común de expresar la pérdida por atenuación, es aplicando logaritmo a la expresión anterior:

$$\alpha d = 20 \log \left(\frac{P_0}{P} \right) [dB] \quad (2.47)$$

en la que α se da en decibeles de caída por metro de propagación. El valor del coeficiente de atenuación depende de cada material y crece con el cuadrado de la frecuencia:

$$\alpha = K f^2 \quad (2.48)$$

Algunos materiales de baja atenuación ($\alpha < 10$ dB/m) son: agua y otros líquidos, ciertos metales (acero, aluminio, etc.), cristal y porcelana. Materiales con coeficiente de atenuación media ($10 < \alpha < 100$ dB/m) son ciertos plásticos (perpex (acrílico), PVC, resinas, etc.) y ciertas aleaciones y fundiciones metálicas. Por último, presentan gran atenuación ($\alpha > 100$ dB/m) el nylon, el grilón, la goma vulcanizada, los aceros austeníticos, las cerámicas porosas, las rocas, las maderas, etc. [3,4]. Por tanto, como consecuencia de la propagación, se produce una pérdida de amplitud en las ondas ultrasónicas debido por un lado, a la atenuación y por otro, a la propagación esférica, resultando:

$$P = P_0 \frac{1}{d} e^{(-\alpha d)} \quad (2.49)$$

La representación de esta ecuación se vio en el capítulo anterior (Fig. 1.10). En resumen destacaremos que: La dispersión en un material crece con el tamaño del grano y por la disminución de la longitud de onda de las señales. La anisotropía hace también crecer las pérdidas por dispersión en los medios materiales.

2.11. Interfaces en Medios Biológicos[†]

2.11.1. Introducción

Hasta el momento hemos concentrado nuestro estudio en los medios materiales y fluidos (líquidos y gases). Si bien las leyes de la reflexión y transmisión son aplicables en su totalidad a los medios biológicos (leyes universales), estos presentan una característica muy particular al resto de los demás medios. En efecto, por un lado las velocidades de propagación de la onda acústica son muy similares entre los diferentes tipos de tejidos. Por otro lado, los efectos de corte son despreciables, existiendo sólo en el tejido óseo propagación de ondas transversales. Por la similitud de velocidades, el coeficiente de reflexión será inferior al de los medios materiales. Por la propagación de sólo las ondas longitudinales, se simplificará el estudio en la interfaz, aunque, procesos de dispersión de las ondas transversales, dificultará asociar la interfaz al tipo de tejido.

2.11.2. Breve descripción del Medio Biológico

La unidad elemental a partir de la cual se forma y se desarrolla el medio biológico es la célula. La agrupación de células da como resultado los tejidos. De la agrupación de tejidos resultan los órganos. Las dimensiones de la célula están comprendidas entre los 10 a 100nm y está separada del medio por una delgada membrana que varía en entre los 75 a los 100Å. Los tejidos pueden ser clasificados dentro de cuatro tipologías básicas de acuerdo a su función específica [6,7,8,9]:

- Tejido epitelial
- Tejido muscular
- Tejido nervioso
- Tejido conectivo

Tejido epitelial

El tejido epitelial está formado de estratos o capas que cubren varias superficies del cuerpo. Su rol específico es la de protección, división, y regulación de la secreción y absorción de sustancias de los órganos. Básicamente es como una malla de células agrupadas en una o más capas de varias alturas. Cuando sólo una capa de células está presente, al tejido se lo denomina escamoso simple (Fig. 2.17a). Cuando la altura de las células predomina sobre el ancho, según sea la forma, se lo denomina simple cuboidal (Fig. 2.17b) o simple columnar (Fig. 2.17c). El tipo simple se lo encuentra formando límite de venas, en conductos de riñón y otros lugares donde, la producción de rápidos procesos de difusión de sustancias vitales tales como oxígeno, es importante. El tipo cuboidal y columnar simple se encuentran en el tracto digestivo, en revestimiento de órganos y de glándulas y en todo lugar donde se requiere una secreción o absorción lenta.

[†] El lector interesado en aplicaciones del ultrasonido a los END, a la robótica o a la instrumentación, puede omitir este apartado sin pérdida de continuidad.

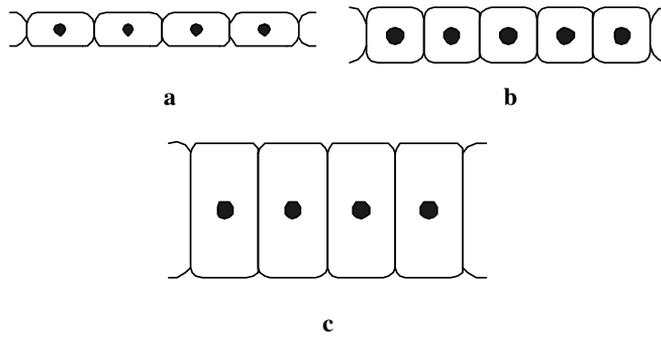


Figura 2.17. Vista (sección transversal) de los tipos básicos de tejido epitelial. Simple (a), cuboidal (b), culumnal (c)

Cuando se requiere una mayor protección mecánica o fortaleza, debe haber varias capas de células; esta variante se la clasifica como estratificada. Epitelio escamoso estratificado se encuentra en cubiertas interiores y exteriores del cuerpo, donde la células se remueven desde la capa exterior. La mayoría de las membranas mucosas del tracto respiratorio, están compuestas de tejido epitelial, donde todas las células son aparentemente altas, sin embargo es resultado de formar varias capas (Fig. 2.18a). Este tejido se denomina epitelio columnar seudo estratificado (Fig. 2.18c). En este caso, el tejido ayuda a transportar sustancias dado que incrementan la superficie de contacto, de suma utilidad en los procesos de secreción y absorción. Cuando se combina tejido escamoso estratificado con tejido columnar, se forma el tejido epitelial transicional, manteniendo las propiedades de ambos (Fig. 2.18b). Los tejidos conectivos y muscular se encuentran en una relación mucho mayor formando parte de los órganos, lo que hacen que sean más atractivos desde el punto de vista acústico.

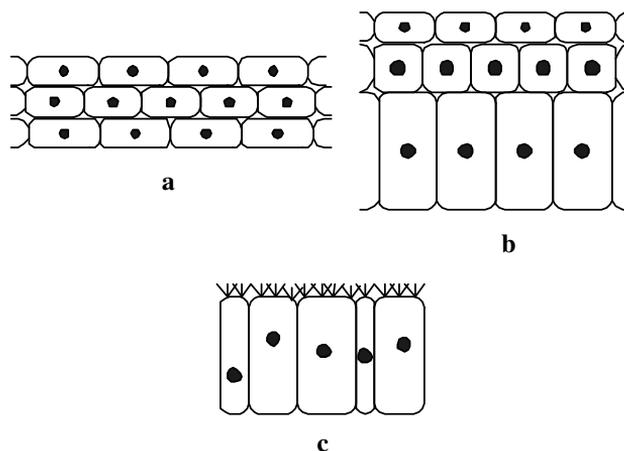


Figura 2.18. Vista esquemática (sección transversal) de los epitelios: estratificado escamoso (a), transicional (b) y ciliado seudo estratificado columnar (c)

Tejido muscular

La función del tejido muscular es la de proveer movimiento o control por contracción de partes del cuerpo. El tejido muscular es clasificado como liso o estriado. El músculo liso es controlado en forma involuntaria y se encuentra en las paredes del tracto digestivo, en conductos glandulares y en las paredes de arterias y venas para el control del tono venoso. El músculo estriado es controlado voluntariamente por el músculo esquelético, sus fibras están organizadas en forma de manojos para locomoción y generación de fuerza, especialmente de las piernas y como músculo cardíaco que provee fuerza de bombeo de las paredes del corazón. Para los requerimientos para el soporte de energía, oxigenación, control de temperatura y reparación del mazo muscular, una gran cantidad de capilares sanguíneos se encuentran en íntimo contacto con las fibras del conjunto muscular. La Fig. 2.19 muestra lo citado.

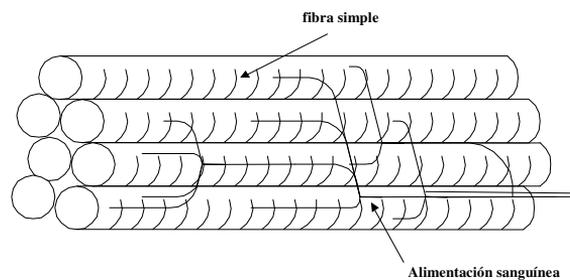


Figura 2.19. Esquema de una sección de un conjunto de músculo estriado

Para ser eficaz en la generación de fuerza, el manojito muscular está estrechamente empaquetado con las fibras, esto le da características acústicas especiales. Los valores de densidad, velocidad de fase, impedancia acústica y atenuación son más altos que la del agua y del resto de tejidos blandos. Estos valores, dependen de la forma en que la onda acústica es orientada, ya sea en dirección paralela o transversal a la fibra muscular.

Tejido nervioso

En cualquier organismo biológico, el tejido nervioso cumple las funciones de comunicación y control por medio de impulsos eléctricos. La unidad básica del tejido nervioso es la neurona. La Fig. 2.20 muestra las partes de una neurona. El cuerpo celular contiene el núcleo de la célula y el citoplasma. Hacia el exterior, la información viaja por medio del denominado “axón”. Las dendritas tienen la función de recepcionar o de enviar información eléctrica a otras neuronas. Cuando la neurona está involucrada en la transmisión de impulsos eléctricos a grandes distancias, el axón está recubierto de una sustancia denominada mielina. Haciendo una equivalencia eléctrica, el axón y la mielina representarían a un cable coaxial, donde el “cable” es el axón y el dieléctrico la mielina. Las acciones de comunicación y control en el cuerpo se realizan desde el cerebro hacia la médula espinal. Esta no es más que un “bus” bidireccional altamente especializado (control e información). Desde el punto de vista acústico, sólo el cerebro y la médula espinal presentan propiedades particulares del tejido neuronal del resto de los tejidos.

Tejido conectivo

Este es una amplia categoría de tejido que se encuentra distribuido en el cuerpo. El tejido conectivo rellena la mayoría de los espacios entre los órganos, proveyendo como su nombre lo sugiere, soporte y conexión, encontrándose en una vasta variedad de densidad, estructura, y composición. El tejido conectivo se clasifica de la siguiente manera:

- (a) Liso
- (b) Denso
- (c) Hueso
- (d) Sangre

El tejido conectivo liso es una estructura compuesta por células llamadas fibroblastos, muy distanciadas unas de las otras. Las fibras no son densas, pero dan al tejido sus propiedades mecánicas. Las fibras colágenas dan resistencia a grandes esfuerzos mecánicos, mientras que las fibras elásticas aportan la propiedad de elasticidad al tejido. Otros constituyentes del tejido liso son los macrófagos y las células wandering, que le dan al tejido, protección y funciones de reparación. El tejido conectivo liso se lo puede encontrar entre órganos y como relleno de espacios anatómicos. La Fig. 2.21 muestra una sección de tejido conectivo liso. A diferencia del tejido conectivo liso, el denso se caracteriza por una gran abundancia de fibras en su interior; esas fibras están muy organizadas para proveer más fuerza o elasticidad cuando se requiera. Tendones, órganos encapsulados, y cubiertas de nervios son ejemplos de tejido conectivo denso.

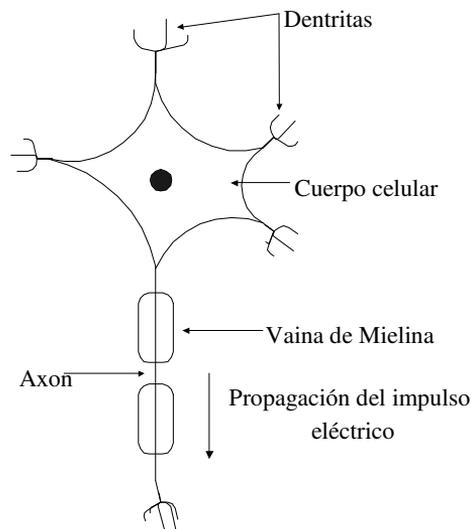


Figura 2.20. Esquema de una neurona

El hueso es un tipo de tejido conectivo en el cual, la sustancia extracelular se torna dura por captación de calcio, haciendo al hueso fuerte y rígido. La función principal de este tejido es la de soporte esquelético, compartimentalización, y protección, como observamos en las costillas, en las piernas y en el cráneo. La Fig. 2.22 muestra que

existen numerosos canales en la estructura ósea que transportan metabolitos (osteocitos) y capilares venosos. El tejido óseo es mucho más denso que el tejido liso (alrededor de 1,7 veces), debido a la gran cantidad de canales y espacios en el interior del hueso. Sin embargo, es mucho menos compresible que el tejido blando, razón por la cual posee alta impedancia acústica y alta velocidad de fase. La gran diferencia de impedancia y velocidad, hace que una interfaz tejido/hueso resulte en un alto coeficiente de reflexión, haciendo que sea muy difícil penetrar con ultrasonidos en áreas con tejido óseo. Debido a la característica de rigidez, se propagan ondas transversales. Estas ondas no son de utilidad en el caso de imágenes, debido a que son muy atenuadas por efectos de la viscosidad de los tejidos blandos. Los cambios de modo a ondas transversales y fenómenos de dispersión, contribuyen a una alta atenuación de las ondas transversales en los huesos.

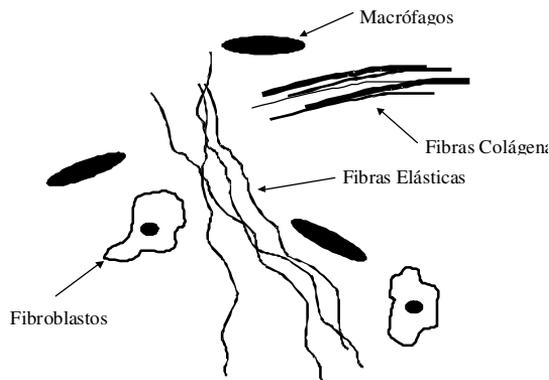


Figura 2.21. Esquema de tejido conectivo liso

En lo que respecta al tejido sanguíneo, su misión es la de transportar nutrientes y desperdicios a todas las regiones del organismo. Por medio de los glóbulos rojos o eritrocitos, la sangre transporta oxígeno desde los pulmones a todos los tejidos, para satisfacer sus requerimientos metabólicos. Además, la sangre transporta calor desde o hacia una región, realizando una importante contribución a la regulación térmica del cuerpo.

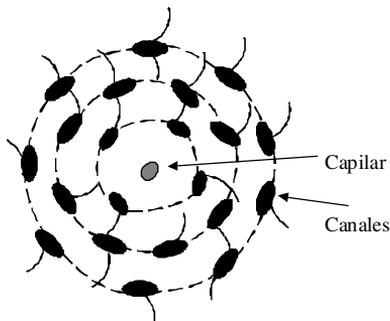


Figura 2.22. Esquema de la sección transversal de un hueso

La parte líquida de la sangre llamada plasma, está compuesta de agua, electrolitos y moléculas de proteínas. Una apreciable porción del volumen total de sangre (alrededor del 40%) está ocupado por los eritrocitos. En un porcentaje mucho menor (1 por 600), se encuentran los glóbulos blancos o leucocitos, responsables de la defensa del organismo. Otro constituyente de la sangre son las plaquetas, ligadas a los procesos de coagulación. En el interior del eritrocito se encuentra la hemoglobina (hierro). A alta presión parcial de oxígeno, la hemoglobina presenta gran afinidad por éste, tal como en los capilares de los pulmones, donde la hemoglobina de los eritrocitos se combina con el oxígeno. A bajas presiones de oxígeno, como en los tejidos periféricos del cuerpo, la hemoglobina descarga su oxígeno para ser usado por las necesidades metabólicas de los tejidos. La forma de los eritrocitos se puede representar por un disco bicóncavo de aproximadamente $2\mu\text{m}$ de espesor por 8 de diámetro (ver Fig. 2.23). La gran relación superficie/volumen, facilita la difusión de oxígeno, dióxido de carbono y otros nutrientes, a través de su delgada membrana desde y hacia su interior. Desde el punto de vista acústico, los eritrocitos en el plasma sanguíneo, actúan como pequeños puntos de dispersión ante la presencia de una onda incidente. Esto, se el que se emplea para la medición de velocidad de la sangre por efecto Doppler, lo que también permite la ecografía de lechos arteriales y venosos.

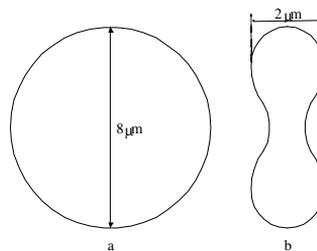


Figura 2.23. Forma y dimensiones de un eritrocito humano. a, vista desde arriba (o abajo). b, corte transversal

Como resultado de la presencia de hierro en el interior del eritrocito, la velocidad de propagación del ultrasonido es casi 4 veces mayor que en el resto del fluido sanguíneo, razón por la cual se pueden realizar con ultrasonidos, entre otras, medidas de eritrosedimentación y agregación eritrocitaria.

2.11.3. Resumen de los Parámetros Acústicos de algunos Tejidos Humanos

Teniendo una idea de los diferentes tejidos que constituyen el cuerpo humano, sus funciones y las propiedades más relevantes, a continuación no concentraremos en sus parámetros acústicos. En la Fig. 2.24, se muestran las magnitudes relativas de la densidad y de la velocidad de fase para diferentes medios biológicos. Como vemos, los tejidos blandos, músculo, grasa y riñón presentan valores muy cercanos al del agua, con un rango de variación de $\pm 5\%$. Si calculamos la impedancia acústica, nos encontramos que para la mayoría de los tejidos, la variación respecto del agua se encuentra acotada en un intervalo de $\pm 10\%$. Hueso y aire constituyen valores extremos, superior e inferior, respectivamente. La razón de ello se debe a sus características de densidad y compresibilidad. Mientras el aire, como todo gas puede

ser comprimido fácilmente, el hueso posee una mayor densidad pero baja tasa de compresibilidad. Por lo anterior, se desprende por qué la energía del ultrasonido no se transmite con apreciable intensidad a través de interfaces tejido-aire o tejido-hueso, tales como la que se encuentra en los pulmones, costillas, cráneo y en los espacios intestinales llenos de gas. En tales regiones, el pasaje del ultrasonido es bloqueado debido a la gran diferencia de impedancia acústica que da como resultado un alto coeficiente de reflexión.

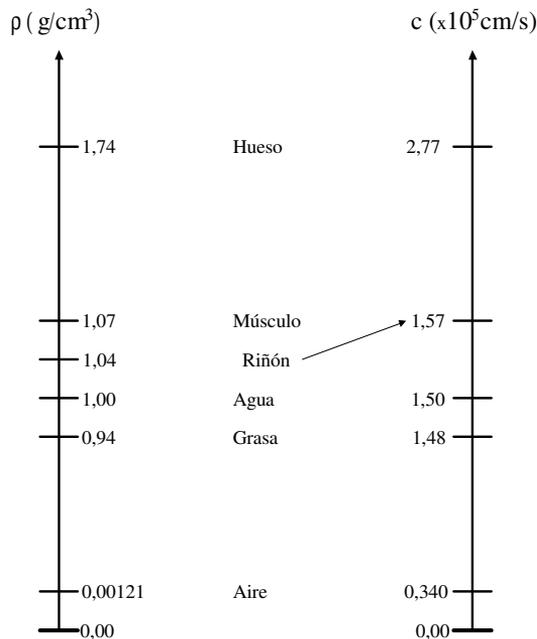


Figura 2.24. Gráfico de magnitudes relativas de densidad y velocidad de fase de algunos tejidos

A continuación, en la Tabla 2.2, se muestran las propiedades acústicas de algunos tejidos biológicos. Es importante observar la diferencia entre las velocidades longitudinales y transversales.

Ejemplo 2.10

Repetir el ejemplo 2.5, reemplazando la segunda interfaz músculo-agua por músculo-hueso, como lo muestra la Fig. 2.25. De la Tabla 2.2 obtenemos los valores de ρ y de c , a partir de los cuales calculamos la impedancia acústica obteniendo: 1,39 y 4,81, para la grasa y el hueso, respectivamente. Por medio de las expresiones (2.22) y (2.25) calculamos los coeficientes de reflexión y transmisión de presiones desde el medio 1 al medio 3:

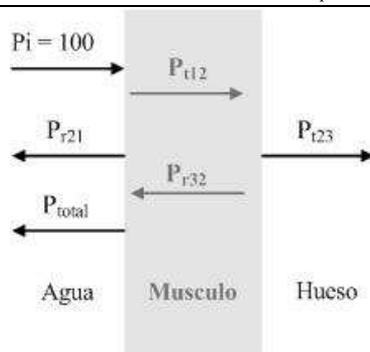


Figura 2.25. Balance de presiones para el ejemplo 2.10. Agua-Músculo-Hueso

Tipo de Tejido	$\rho [Kgm^{-3}]$ $*10^3$	$c_L \left[\frac{m}{s} \right] *10^3$	$c_T \left[\frac{m}{s} \right] *10^3$	$Z [Kgm^{-2}s^{-1}]$ $*10^6$
Sangre	1.055	1.580	0.034	1.66
Hueso	1.738	2.770	1.5	4 a 7.5
Cerebro	1.03	1.460	0.06	1.66
Grasa	0.937	1.479	0.07	1.33
Músculo cardíaco	1.048	1.546	0.185	
Riñon	1.040	1.572	0.09	1.62
Hígado	1.064	1.569	0.149	1.66
Pulmon	0.4	658	4.3	26-40
Músculo estriado	1.07	1.566	0.15	1.70
Cálculo renal				5.6-14.4

Tabla 2.2. Propiedades acústicas de tejidos biológicos

$$R_{21} = \frac{1,68 - 1,5}{1,68 + 1,5} = 0,0556$$

$$T_{12} = \frac{2 \cdot 1,68}{1,68 + 1,5} = 1,06$$

$$T_{23} = \frac{2 \cdot 4,81}{4,81 + 1,68} = 1,48$$

Realizando el camino inverso, del medio 3 al medio 1, obtenemos:

$$R_{32} = \frac{4,81 - 1,68}{4,81 + 1,68} = 0,482$$

$$R_{12} = \frac{1,51 - 1,68}{1,68 + 1,5} = -0,0556$$

$$T_{21} = \frac{2 \cdot 1,5}{1,5 + 1,68} = 0,943$$

Finalmente, para obtener las presiones, sabiendo que la presión incidente es $P_i = 1$, hacemos:

$$P_{r21} = 0,0566$$

$$P_{t12} = 1,06$$

$$P_{t23} = P_{t12} \cdot T_{23} = 1,06 \cdot 1,48 = 1,57$$

$$P_{r32} = P_{t12} \cdot R_{32} = 1,06 \cdot 0,482 = 0,511$$

$$P_{total \text{ recibida}} = P_{r32} \cdot T_{21} = 0,482 \cdot 0,943 = 0,455$$

Ejemplo 2.11

Repetir el ejemplo anterior para las interfaces agua-hueso-grasa. Obtener conclusiones. De la tabla 2.2 la grasa tiene una impedancia acústica de 1,39, entonces para el camino directo, medio 1 a medio 3:

$$R_{21} = \frac{4,81 - 1,5}{4,81 + 1,5} = 0,525$$

$$T_{12} = \frac{2 \cdot 4,81}{4,81 + 1,5} = 1,52$$

$$T_{23} = \frac{2 \cdot 1,39}{4,81 + 1,39} = 0,448$$

Para el camino inverso, obtenemos:

$$R_{32} = \frac{1,39 - 4,81}{4,81 + 1,39} = -0,552$$

$$R_{12} = \frac{1,51 - 4,81}{4,81 + 1,5} = -0,525$$

$$T_{21} = \frac{2 \cdot 1,5}{1,5 + 4,81} = 0,475$$

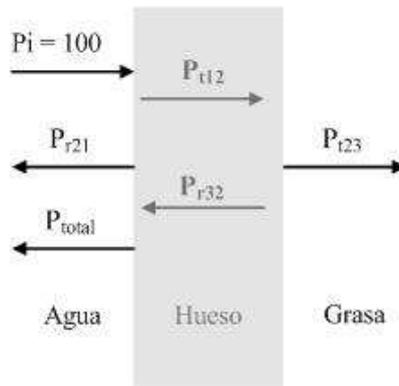


Figura 2.26. Balance de presiones para el ejemplo 2.11. Agua-Hueso-Grasa

El cálculo de las presiones arroja los siguientes resultados:

$$P_{r21} = 0,525$$

$$P_{t12} = 1,53$$

$$P_{t23} = P_{t12} \cdot T_{23} = 1,53 \cdot 0,448 = 0,682$$

$$P_{r32} = P_{t12} \cdot R_{32} = 1,53 \cdot (-0,482) = -0,838$$

$$P_{total \text{ recibida}} = P_{r32} \cdot T_{21} = (-0,552) \cdot 0,475 = -0,398$$

En este ejemplo, la segunda interfaz presenta una impedancia acústica considerablemente mayor de las correspondientes a los medios 1 y 3. Como consecuencia, el valor del coeficiente de reflexión R_{21} , será mucho mayor que el arrojado en el ejemplo 2.10. Esto produce que la presión reflejada sea mayor y que la transmitida disminuya. Además, al ser la impedancia del medio 3 inferior a la del medio 2, existirá inversión de fase, tal como lo indica el signo negativo en R_{32} y la presión transmitida al medio 3 es inferior a la obtenida en el ejemplo 2.10. Este es un

caso típico donde, el medio 2 hace la función de “coraza o escudo” para la energía acústica en dirección al medio 3.

2.12. Efecto Doppler

2.12.1. Introducción

El conocimiento del efecto Doppler es de suma importancia en ultrasonido, pues es una herramienta muy simple y a la vez muy robusta, con la cual es posible determinar con mucha precisión, velocidades de fluidos en movimientos, sean gases o líquidos. En medicina se lo emplea [8,9] como instrumento para medir en forma invasiva o no invasiva la velocidad de la sangre. También en diagnóstico ecográfico (eco-Doppler) en una, dos o tres dimensiones. En este apartado, se expondrán los conceptos que determinan la base elemental del principio físico. Posteriormente, se enunciará de nuevo al principio adecuándolo para la medición de fluidos en movimiento. En el capítulo X se verá con detalle este tema desde el punto de vista de la teoría de las comunicaciones.

2.12.2. Conceptos Básicos

Cuando una fuente emisora de ondas, un receptor o ambos, están en movimiento respecto a un sistema de referencia, la frecuencia percibida por el receptor no es, en general, la misma que cuando ambos están en reposo [10]. Pueden darse tres situaciones:

- Emisor y receptor en movimiento en la misma dirección y sentido.
- Emisor y receptor en movimiento en la misma dirección, pero sentidos contrarios.
- Emisor en reposo, receptor en movimiento

2.12.2.1. Emisor y receptor en movimiento en la misma dirección y sentido.

La Fig. 2.27 muestra la posición del emisor y receptor en movimiento respecto, de un sistema de coordenadas fijo. El emisor, emite ondas acústicas con velocidad de propagación V . Las ondas se propagan con una velocidad V_m que depende del medio y es independiente de la velocidad del emisor. La línea punteada exterior, está indicando el medio donde se están moviendo los puntos emisor y receptor. La línea punteada alrededor de S, indica el entorno del medio perturbado por el emisor que se desplaza a velocidad V_s . La velocidad en el receptor se representa por V_R . La velocidad de las ondas emitidas por la fuente hacia la derecha es:

$$V + V_m \quad (2.50)$$

En un tiempo t , la onda que se desplaza hacia la derecha ha recorrido una distancia:

$$(V + V_m)t \quad (2.51)$$

Llamando con f_0 a la frecuencia de las ondas que emite el emisor, durante ese tiempo t , el emisor ha recorrido una distancia $V_s t$ y ha emitido $f_0 t$ ondas, entonces,

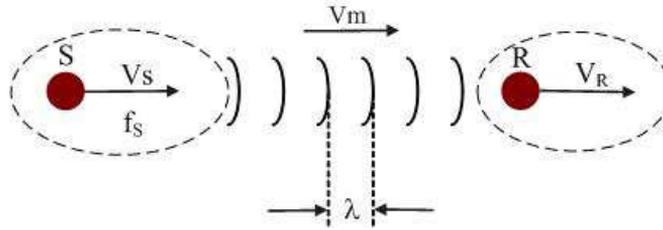


Figura. 2.27 El emisor y receptor de ondas acústicas se encuentran en movimiento y en la misma dirección y sentido.

$$(V + V_m - V_s)t = f_0 t \quad (2.52)$$

Por definición de longitud de onda ($\lambda = \frac{\text{Velocidad}}{\text{Frecuencia}}$) se tiene:

$$\lambda = \frac{V + V_m - V_s}{f_0} \quad (2.53)$$

Haciendo el mismo análisis para el receptor,

$$\lambda_r = \frac{V + V_m - V_l}{f} \quad (2.54)$$

donde: V_l es la velocidad del punto receptor. En consecuencia la diferencia de frecuencias emisor-receptor está dada por:

$$\frac{f}{f_0} = \frac{V + V_m - V_l}{V + V_m - V_s} \quad (2.55)$$

2.12.2.2. Emisor y receptor en movimiento en la misma dirección pero sentidos contrarios.

Haciendo el mismo análisis que en el caso anterior, teniendo en cuenta que ahora el receptor viaja en sentido contrario al emisor (Fig. 2.28), se tiene que:

$$\frac{f}{f_0} = \frac{V + V_l}{V} \quad (2.56)$$

No queda duda que la velocidad V_m se anula debido a que es la misma pero de sentido contrario.

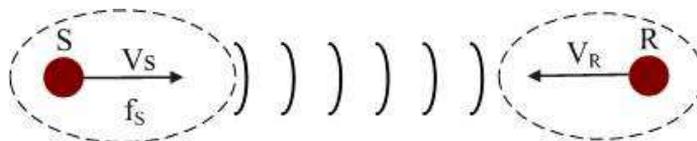


Figura. 2.28 El emisor y receptor de ondas acústicas se encuentran en movimiento y en la misma dirección y sentido opuesto.

2.12.2.3. Emisor en reposo, receptor en movimiento

Ya que el emisor se encuentra en reposo (Fig. 2.29), $V_S=0$, la relación de frecuencias es:

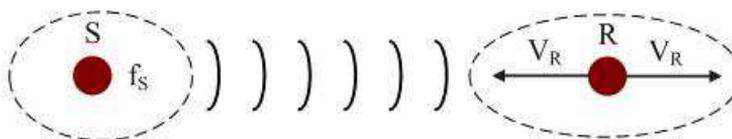


Figura. 2.29 El emisor emite ondas en reposo. El receptor se mueve hacia el emisor

$$\frac{f}{f_0} = \frac{V - V_t}{V} \quad (2.57)$$

2.12.3. El efecto Doppler en el Diagnóstico Médico

Partiendo de una fuente transmisora, cuyas ondas generadas se propagan por un medio con una frecuencia fija, el valor de la frecuencia observada desde el receptor, situada a una distancia dada del transmisor, depende del movimiento relativo entre ambos [10]. Si el receptor se mueve hacia el transmisor, la frecuencia del primero se verá incrementada, debido a que pasan más ciclos en la unidad de tiempo. Esto se expresa como sigue:

$$f_r = f_e \frac{c + v}{c} \quad (2.58)$$

donde: f_r , f_e representan la frecuencia detectada por el receptor y la emitida por el transmisor respectivamente, V representa la velocidad relativa entre el emisor y el receptor.

Si el observador se mueve con un ángulo respecto a la dirección de propagación de la onda, se reemplazará a v por su componente en la dirección de propagación de la onda, $v \cos \theta$:

$$fr = fe \frac{c + v \cos \theta}{c} \quad (2.59)$$

Si el receptor está en reposo y el emisor se mueve con velocidad v , en la dirección de la onda emitida, las longitudes de onda serán comprimidas, resultando como frecuencia observada:

$$fr = fe \frac{c}{c - v}$$

Tomando en consideración el ángulo:

$$fr = fe \frac{c}{c - v \cos \theta} \quad (2.60)$$

En las aplicaciones médicas es común la reflexión del haz ultrasónico a partir de una superficie en movimiento, o bien, considerando lo que ocurre cuando el haz incide sobre los componentes de la sangre en movimiento. Como resultado, se pueden combinar los efectos anteriormente citados, de donde se obtiene finalmente el corrimiento Doppler resultante [11], es decir:

$$fr = fe \frac{c + v \cos \theta}{c} \cdot \frac{c}{c - v \cos \theta} = fe \frac{c + v \cos \theta}{c - v \cos \theta} \quad (2.61)$$

El corrimiento o frecuencia Doppler se expresa como:

$$f_d = fr - fe \quad (2.62)$$

De las expresiones (2.61) y (2.62) se obtiene:

$$f_d = fe \frac{c + v \cos \theta}{c - v \cos \theta} - fe$$

como: $c \ll v$, se llega a:

$$f_d = \frac{2 fe \cos \theta}{c} \quad (2.63)$$

Esta ecuación puede modelar las variantes arriba analizadas. De lo visto, la forma de emplear el efecto Doppler en medicina se diferencia ligeramente del método Doppler clásico, donde el medio reflector no emite de forma espontánea, sino que al transmitirse una señal, esta viaja a través del cuerpo y posteriormente se observan en el receptor, los cambios en frecuencia que ocurren cuando, esta señal es reflejada o

dispersada por dicho medio en movimiento. La Fig. 2.30 muestra el esquema para determinar la frecuencia Doppler en el campo de la medicina. En el capítulo X se profundizará este tema.

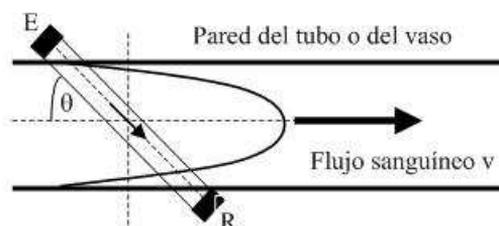


Figura. 2.30 Efecto Doppler aplicado a la hemodinámica

2.12.4. El efecto Doppler en la Instrumentación e Industria

Si en la Fig. 2.30 se reemplaza la pared del vaso por un sector de una cañería, se obtiene la aplicación a la medición de caudales en la industria. Por supuesto, que la frecuencia de emisión del ultrasonido dependerá del medio fluido y de las paredes del tubo. En el área de la industria pesquera y de los sistemas de sonar se aplica ampliamente el efecto Doppler, con la salvedad de que la restricción impuesta al caso médico (emisor en reposo) se levanta y el sistema de sonar puede contemplar el caso de fuente y objetivo, ambos en movimiento. Los radares-Doppler de uso aeronáutico y militar, se basan en este último caso.

2.13. Resumen del capítulo

En este capítulo, se trabajó sobre lo que puede considerarse uno de los pilares fundamentales y necesarios para conocer y comprender los conceptos teóricos de las bases del ultrasonidos y sus aplicaciones. En general, se trata de principios físicos de medios y ondas y de acústica. En primer lugar, se definieron los diferentes tipos de ondas que pueden generarse en un medio gaseoso, fluídico, material y biológico, haciendo hincapié que, en los dos primeros sólo se propagan ondas de presión (ondas longitudinales), mientras que en los segundos y terceros pueden propagarse ondas de presión, ondas de corte (ondas transversales) o ambas, con sus características particulares. Las ondas de presión presentan velocidades de propagación mayor que las ondas transversales. Se mostró que hay dos formas de que la onda del ultrasonido se propague por el medio, independiente de su naturaleza; incidencia oblicua e incidencia normal. La primera, contempla el caso general, mientras que la segunda, es un caso particular de la primera. Ambas están descritas por la ley de Snell.

Desde el punto de vista acústico, un medio está caracterizado por dos parámetros: la velocidad de propagación de las ondas y la densidad del mismo, su producto se define como impedancia acústica (Z). A partir de ello, los medios que tienen baja Z se denominan blandos y medio con alta Z se denominan duros. Cuando se tienen unidos dos medios con diferente impedancia Z , se puede cuantificar qué porcentaje de la energía de la onda incidente transmitirá del primero al segundo y qué porcentaje retornará a la fuente. El primero se denomina coeficiente de transmisión (T) y el

segundo, coeficiente de reflexión (R). Como toda energía que se propaga por un medio físico, el ultrasonido sufre una atenuación a partir del momento que se aleja de la fuente emisora. Esta atenuación que se expresa en dB, es función de la distancia a la fuente, de la superficie, de la frecuencia de oscilación y del medio (absorción). En general, en los medios biológicos, el ultrasonido se propaga con una velocidad cercana a la del agua (valores inferiores y superiores) y la densidad también es cercana a la del agua. El efecto Doppler permite cuantificar con mucha precisión velocidades de gases, fluidos o medios materiales. Se pueden presentar tres casos: que el emisor se encuentre en reposo y el receptor en movimiento, ambos en movimiento o el emisor en reposo y el receptor en movimiento. Además, en cada uno de los casos, es posible conocer el sentido del movimiento. En este texto se trabajará sólo con el primer caso ya que tiene aplicación directa a la ecografía Doppler, tal como se verá en el capítulo X.

2.14. Problemas propuestos

2.1 Una onda plana de 50 Pa de presión eficaz que viaja en agua, incide normalmente sobre una interfaz de aire. a) ¿Cuál es la presión efectiva de la onda transmitida hacia el aire? b) ¿Cuáles son las intensidades de las ondas: incidentes en el agua y transmitida al aire? c) Expresar en dB la relación de la intensidad de la onda transmitida al aire con respecto a la onda incidente en el agua.

2.2. Para una onda plana en el agua que incide normalmente sobre una chapa de acero de 1,5 cm de espesor, que se encuentra sumergida en el agua, a) ¿Cuál es la pérdida por transmisión expresada en dB a través de la chapa? b) Cuál es el coeficiente de reflexión de potencia sobre la chapa? Nota: Para el punto b, recordar la ecuación (2.16).

2.3. Graficar las variaciones de R_p respecto a θ_i , para el rango $-90^\circ \leq \theta_i \leq 90^\circ$ para la siguiente configuración de medios: Medio 1: $c_1 = 1,5 \cdot 10^5$ cm/s y $\rho_0 = 1,1$ g/cm³, Medio 2: $c_2 = 1,2 \cdot 10^5$ cm/s y $\rho_0 = 1,0$ g/cm³.

2.4. Para incidencia normal, calcular el coeficiente de reflexión y transmisión de presión para cada uno de los siguientes casos: $Z_1 = Z_2$, $Z_1 = \infty$, $Z_1 = 0$, $Z_2 = 0$. Donde: ∞ debe tomarse como muy grande.

2.5. Para incidencia normal y $c_1 \neq c_2$, demostrar que: $(1+R_p)^2 * Z_2/Z_1 = 1-R_p^2$

2.6. Suponiendo incidencia normal, calcular los coeficientes de reflexión para cada una de las siguientes interfaces: Grasa-músculo, Cerebro-músculo, Cerebro-hueso y Músculo-sangre

2.7. Repetir el ejemplo 2.10 para una configuración de interfaces agua-grasa-músculo.

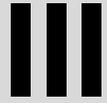
2.8. Suponiendo que se tiene una fuente emisora de ultrasonidos operando en 5 MHz. Si la velocidad del receptor que se acerca al emisor es de 1 m/s y la velocidad de propagación del ultrasonido en el medio de 1.500 m/s, calcular f_d .

2.9. Determinar la f_d para: $f_E = 1$ MHz a 10 MHz en pasos de 1 MHz. $V_R = 1$ m/s, $c = 1650$ m/s, Graficar $f_d = f(f_E)$.

2.15. Referencias

- [1]- Kinsler, L. E.. Fundamentos de Acústica. Limusa, 1995.
- [2]- Krautkrämer, J., Krautkrämer, H. Ultrasonic Testing of Material. 4th editions. Springer-Verlag, 1990.
- [3]- Métodos de Ensayos No Destructivos, Tomo I. INTA, España, 2003.
- [4]- Ors Martínez, J. Aplicación de Métodos por Ultrasonidos en los Ensayos de Materiales Metálicos. CSIC, Madrid, España, 1986.
- [5]- Veca, A., Solimei, E., Peña, M. Detección de Ecos en un Ambiente Altamente reflexivo. VIII RPIC, Vol. 2, pp. 69-6 – 77-6. Mar del Plata, septiembre de 1999.
- [6]- Christensen, D. A. Ultrasonic Bioinstrumentation. Jhon Wiley & Sons, 1988.
- [7]- De Robertis. Biología celular y molecular. Editorial El Ateneo, 2012.
- [8]- Schuchner, E. Cito histología básica. Editorial Panamericana, 1976.
- [9]- Best y Taylor. Bases Fisiológicas de la Práctica Médica. Editorial Médica Panamericana, 1981.
- [9]- Ewald E. Selkurt. Fisiología. Editorial El Ateneo, Buenos Aires, 1990.
- [10]- Sears, F. W. Fundamentos de Física, Tomo I: Mecánica, Calor y Sonido. Editorial Aguilar, 1985.
- [11]- Evans, D. H. Doppler Ultrasound. John Wiley & Sons, Ltd, 2000.

Capítulo



Transductores de Ultrasonido y Lentes Acústicas

SUMARIO

- 3.1. Introducción
- 3.2. Definición
- 3.3. Modelo elemental de un Transductor para Ultrasonido
- 3.4. Tipos de Transductores y sus Características Relevantes
- 3.5. Definiciones y Propiedades de las Cerámicas Piezoeléctricas
- 3.6. El Campo de un Oscilador Ultrasónico
- 3.7. Excitación Pulsada y Resolución Axial
- 3.8. Parámetros de Calidad de las Imágenes Acústicas
- 3.9. Introducción a Lentes y Arreglos Acústicos
- 3.10. Características constructivas y variantes de transductores piezoeléctricos
- 3.11. Otros tipos de Transductores Piezoeléctricos
- 3.12. Resumen del capítulo
- 3.13. Problemas propuestos
- 3.14. Referencias

3.1. Introducción

En este capítulo mostraremos en forma escueta los diferentes tipos de sensores de ultrasonido que pueden emplearse, fundamentalmente en los sistemas pulsados, mostrando las diferencias fundamentales. Partiremos de la teoría del oscilador mecánico de dos grados de libertad, describiremos las ecuaciones fundamentales de operación, arribando al modelo mecánico de un transductor. A continuación se clasificarán los transductores de acuerdo al principio de funcionamiento, haciendo hincapié en los piezoeléctricos, con una breve introducción a las propiedades mecánicas, eléctricas y acústicas de las cerámicas piezoeléctricas. Posteriormente, basándonos en las leyes físicas de la interferencia, difracción y de la teoría acústica de un transductor tipo pistón plano, modelaremos el campo acústico de un transductor, obteniendo el diagramas de radiación y directividad. Con estos conocimientos, abordaremos los aspectos constructivos de transductores para uso en el aire, en END y en medicina. Dentro de este contexto, analizaremos las hojas de datos de los fabricantes, a fin de poder seleccionar el mejor transductor según la aplicación. Se hará énfasis en los conceptos de resolución axial y lateral que se aplican tanto al transductor monoelemento como en el caso de las imágenes acústicas. El estudio se completará haciendo referencia a las lentes acústicas y a los arrays. A lo largo del capítulo, por medio de ejemplos prácticos, se reforzarán los contenidos teóricos expuestos. En este aspecto se mostrará la forma de generar código en ambiente de simulación, con el fin de desarrollar una herramienta que permita obtener resultados para evaluar la respuesta de un determinado transductor.

3.2. Definición

En general el nombre de sensor, se refiere a dispositivos diseñados para cuantificar o detectar parámetros específicos, por medio de elementos transductores. En un sensor, los transductores son los elementos que desarrollan la función de transformación de una magnitud física en otra. En el caso que nos atañe, la transformación de energía será de eléctrica-mecánica-acústica y viceversa, tal como se observa en la Fig. 3.1. En la parte superior se tiene el caso de un sensor emisor y en la parte inferior, el de receptor. Como veremos más adelante, los sensores de ultrasonido pueden ser, de acuerdo a la aplicación, emisores, receptores o ambos. Por ser un tema tan especial, los transductores de potencia se tratarán en el capítulo XI.

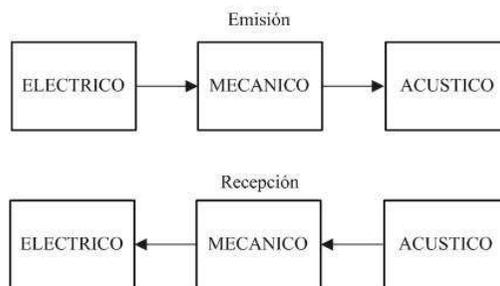


Figura 3.1. Concepto de transductor

Para definirlos en esta obra, se utilizará la palabra *transductor* en forma genérica. Luego, transductor se utilizará sólo en el campo de ultrasonido en el aire y de potencia. En el caso de los END y en las aplicaciones a la medicina, se citarán con el nombre de *palpador*.

3.3. Modelo y Respuesta Mecánica de un Transductor para Ultrasonido

Independientemente del tipo de transductor que se trate, pueden ser modelados desde el punto de vista mecánico [1] como un sistema compuesto por una masa m , un elemento viscoso Rm y un elemento resistivo K . La ecuación diferencial que rige al modelo de la Fig. 3.2 está dada por:

$$M \frac{d^2 x}{dt} + Rm \frac{dx}{dt} + Kx = 0 \tag{3.1}$$

expresándola en forma compacta:

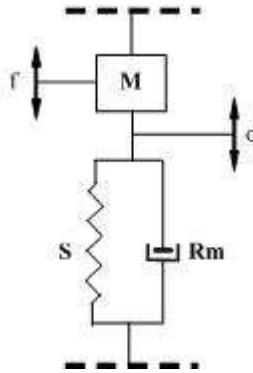


Figura 3.2. Esquema simplificado del modelo mecánico de un transductor acústico

$$M \ddot{X} + Rm \dot{X} + Kx = 0 \tag{3.2}$$

La solución de esta ecuación es del tipo:

$$x = C \cdot e^{\lambda t} \tag{3.3}$$

donde C es una constante de proporcionalidad y λ una constante que debe ser determinada partiendo de la condición de que, la expresión (3.1) satisfaga a la (3.2). Calculando derivadas primeras y segundas de la (3.1), introduciéndolas en (3.2) y operando, se tiene

$$\lambda^2 M + \lambda Rm + K = 0 \tag{3.4}$$

cuyas soluciones son:

$$\lambda_1 = -\frac{Rm}{2M} \pm \sqrt{\frac{Rm^2}{4M^2} - \frac{K}{M}} \quad (3.5)$$

Definiendo a α como factor de amortiguamiento y a W_0 como frecuencia angular de oscilación, ambos del sistema, esto es:

$$\alpha = \frac{Rm}{2M} \quad (3.6a)$$

$$W_0^2 = \frac{K}{M} \quad (3.7b)$$

se tiene que la (3.5) toma la forma

$$\lambda_{1,2} = -\alpha \pm w_0 \sqrt{\left(\frac{\alpha}{w_0}\right)^2 - 1} \quad (3.8)$$

Al factor:

$$\xi = \frac{\alpha}{w_0} = \frac{Rm}{2M} \quad (3.9)$$

se lo denomina factor de amortiguamiento del sistema. Reemplazando en la Ecu. (3.5), se tiene:

$$\lambda_{1,2} = -\xi w_0 \pm w_0 \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (3.10)$$

De aquí surgen tres casos posibles según la relación:

$0 < \xi < 1$,	Sub amortiguado
$\xi < 1$	Sobre amortiguado
$\xi = 1$	Críticamente amortiguado

Evidentemente el caso que nos compete es el segundo. Haciendo:

$$W_d = \sqrt{w_0^2 - \alpha^2} \quad (3.11)$$

y definiendo nuevas constantes y operando, se llega a que la solución de (3.1) para la condición $\xi < 1$ es:

$$x(t) = x_0 e^{-\alpha t} \cos(w_d t - \theta) \quad (3.12)$$

donde: x_0 representa la amplitud inicial máxima de oscilación y θ la fase inicial. La Fig. 3.3 muestra la respuesta normalizada de (3.12) para una excitación pulsada. Un parámetro importante es el denominado tiempo de relajación, tiempo al cual la amplitud de la oscilación toma el valor del 36,8% de la amplitud máxima. Reemplazado en el primer

miembro de (3.1) $x(t) = \frac{1}{e}$ queda:

$$\frac{1}{e} = e^{-a\tau}$$

y por (3.6a)

$$\frac{1}{e} = e^{-\frac{Rm}{2M}\tau}$$

despejando τ , obtenemos:

$$\tau = \frac{1}{\alpha} = \frac{2M}{Rm} \quad (3.13)$$

En la Fig. 3.3 se muestra la respuesta de la Ecu. (3.12) para una excitación pulsada.

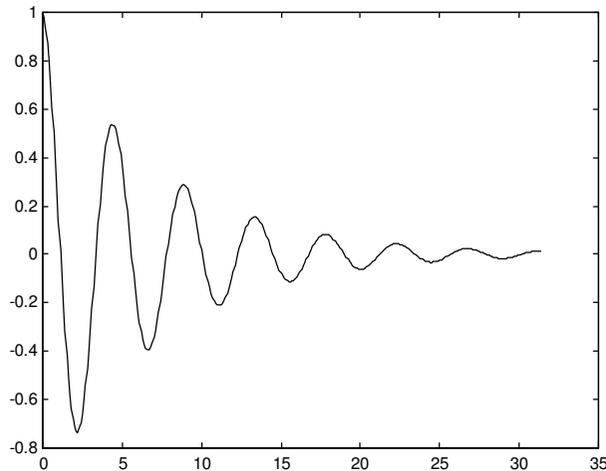


Figura 3.3. Respuesta de la Ecu. (3.12) ante una excitación pulsada para $t > 0$

3.4. Tipos de Sensores y sus Características Relevantes

Existen diversas tecnologías para realizar esta función y en líneas generales podemos citar las siguientes:

- Electrostáticos
- Electromecánicos
- Piezoeléctricos

3.4.1. Electrostáticos

Los Transductores electrostáticos o capacitivos, están constituidos por una lámina conductora elástica y tensada, (por ejemplo, papel o celofán) que actúa como una de las placas de un capacitor eléctrico. La otra placa, que se sitúa a corta distancia de la anterior, es metálica y rígida, por ejemplo, una placa de aluminio (Fig. 3.4). Su superficie presenta ranuras circulares que forman cavidades en forma de anillos concéntricos. Al aplicar entre ellas una tensión oscilante, el campo eléctrico variable que se crea entre las placas, produce fuerzas de atracción y repulsión que hacen vibrar la lámina elástica. En recepción, el capacitor se carga mediante una tensión continua, a un potencial determinado y son las vibraciones de la lámina elástica, las que modifican la capacidad del capacitor produciendo, entre sus electrodos, una señal de tensión variable. En este tipo de transductores la frecuencia de resonancia viene dada por [2]:

$$f = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{T_p}{\rho}} \quad (3.14)$$

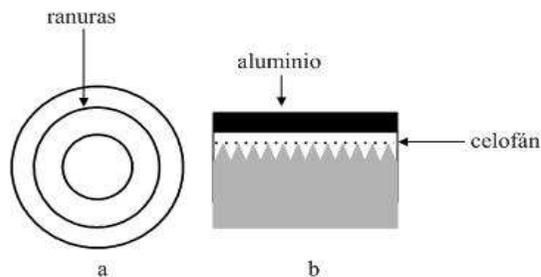


Figura 3.4. Elementos constitutivos de un transductor electrostático

donde l es el ancho de las ranuras, T_p la tensión aplicada a la lámina por unidad de perímetro y ρ su masa por unidad de volumen.

Para el modelo eléctrico el factor de amortiguamiento del transductor toma la forma:

$$\alpha = \frac{R}{2L} = \frac{1}{\tau} \quad (3.15)$$

El valor de la tensión T_p es de difícil determinación debido a las características constructivas del transductor en cuestión, siendo por esa razón, más conveniente, realizar la respuesta en frecuencia y determinar la frecuencia en la cual tiene máxima sensibilidad.

En la Fig. 3.5 se muestra la secuencia de emisión de ultrasonido para este tipo de transductores. En el caso de ser usado como transductor receptor, la secuencia es a la inversa. Su empleo está prácticamente limitado a aplicaciones en aire (medida de distancias, etc.), pues difícilmente, la membrana puede admitir oscilaciones superiores a los 40 kHz.

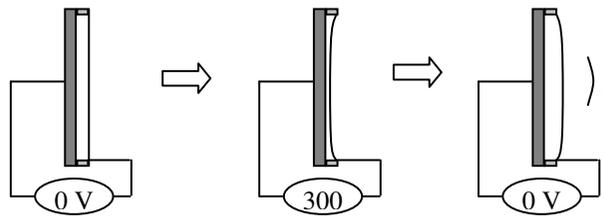


Figura. 3.5. Principio de un transductor capacitivo.

3.4.2. Electromagnéticos

Los transductores acústicos electromagnéticos (EMAT, Electro Magnetic Acoustic Transducer), aprovechan la ley de fuerzas F a las que se ve sometida una corriente eléctrica I en un campo magnético B tal como lo establece la ley de Lorentz. Para una máxima eficiencia, las direcciones del campo y la corriente deben ser perpendiculares entre sí, siendo la fuerza que se crea sobre la corriente perpendicular a ambos. La corriente eléctrica se induce en el material mediante una pequeña bobina, a la que se excita con una frecuencia igual a la del ultrasonido a generar. Análogamente, en recepción, las vibraciones del material se detectan como variaciones de tensión en la bobina. Estos transductores [3] están limitados a materiales conductores y para pequeñas penetraciones (< 1 mm), siendo útiles para generar ondas superficiales (detección de grietas e irregularidades en la superficie de metales) (Fig. 3.6).

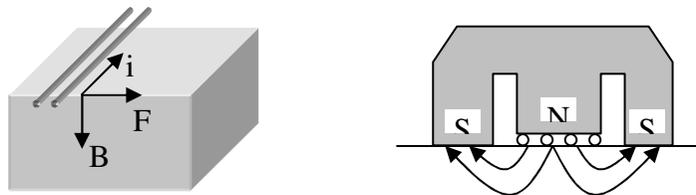


Figura 3.6 Principio de funcionamiento de un transductor EMAT. A la derecha, diagrama constructivo de un generador

3.4.3. Piezoeléctricos

Los transductores piezoeléctricos se basan en el efecto que lleva su nombre descubierto en 1880 por J. y P. Curie. Cuando a un material piezoeléctrico se lo somete a un esfuerzo

mecánico, se generan potenciales eléctricos entre sus caras. Estos mismos materiales muestran el fenómeno inverso, esto es, al aplicarles un potencial eléctrico sufren una deformación mecánica [4]. Esta dualidad de uso, ha hecho muy popular el empleo de este tipo de transductores: entre otras cosas facilita que un mismo transductor actúe como generador y como detector de ultrasonidos (emisor-receptor), permitiendo técnicas de inspección por pulso-eco. Entre otras posibles aplicaciones este efecto viene siendo utilizado para la generación y recepción de ondas acústicas. Así, cuando a un material piezoeléctrico se le somete a un potencial eléctrico oscilante, las deformaciones que sufre (compresión-dilatación o de otro tipo) son transmitidas al medio elástico que le rodea (aire, agua, sólido). Si la frecuencia de oscilación supera los 20 kHz, la onda acústica así generada, es ultrasonido que se propagará por el medio al que se acopla el transductor. Desde el punto de vista de las aplicaciones con este tipo de sensor, la frecuencia de oscilación se sitúa en el rango 20 kHz a 100 MHz. Análogamente, las vibraciones que se transmitan desde un medio elástico a un material piezoeléctrico, producirán en éste pequeñas deformaciones que se transformarán en señales eléctricas por el efecto piezoeléctrico. El cristal de cuarzo es uno de los materiales piezoeléctricos más conocidos, y se encuentra en la naturaleza (así como la turmalina y otros). En la actualidad, los cristales naturales se utilizan poco para la realización de transductores ultrasónicos, prefiriéndose materiales cerámicos sintetizados, entre los que destacan compuestos de plomo, zirconio y titanio (PZT), siendo los más utilizados. Otros materiales de uso común son el titanato de bario, el metaniobato de plomo y el sulfato de litio, cada uno de ellos con propiedades diferentes desde el punto de vista de la generación y recepción de ultrasonidos (ver capítulo IV). En la actualidad se están desarrollando nuevos dispositivos de transducción de altas prestaciones utilizando materiales compuestos, existiendo una intensa labor investigadora en este campo. Los transductores piezoeléctricos son los más utilizados en las áreas ultrasonido en el aire, agua, END y de imágenes para diagnóstico médico.

3.5. Definiciones y propiedades de las Cerámicas Piezoeléctricas

La condición eléctrica de un medio piezoeléctrico en reposo bajo la influencia de un fluido eléctrico es definido por dos condiciones [4]; el campo de fuerza E y el desplazamiento dieléctrico D , relacionado:

$$D = \varepsilon E \quad (3.16)$$

donde ε es la permitividad del medio. La condición mecánica para las mismas condiciones está definida por el esfuerzo aplicado T y el estiramiento S de la siguiente manera:

$$S = sT \quad (3.17)$$

donde s representa la compliancia del medio (ver Apéndice B).

La piezoelectricidad involucra la interacción entre el comportamiento eléctrico y mecánico del medio. Una buena aproximación de ésta puede ser descripta por la relación lineal entre las variables eléctricas y mecánicas. Teniendo en cuenta las expresiones. (3.16) y (3.17), se puede escribir:

$$\begin{aligned} S &= s^E T + dE \\ D &= dT + \varepsilon^T E \end{aligned} \quad (3.18)$$

La elección de las variables (una mecánica, T, y una eléctrica, E) es arbitraria. A partir de la física de los medios cristalinos, se puede arribar a [4]:

$$\begin{aligned} E &= -gT + \frac{D}{\varepsilon^E} \\ S &= s^D T + gD \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} E &= -hS + \frac{D}{\varepsilon^S} \\ T &= c^D S - hD \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} D &= eS + \varepsilon^S E \\ T &= c^E S - eE \end{aligned} \quad (3.21)$$

donde, $s^D, s^E, \varepsilon^T, \varepsilon^S, d$ y g son las principales constantes prácticas. Los símbolos ubicados como superíndice, denotan las cantidades mantenidas constantes bajo condiciones de contorno específicas. Por ejemplo, si por cortocircuitar los electrodos de alimentación de la cerámica el campo eléctrico se mantiene constante, el superíndice E es usado. Por mantener abiertos los terminales de alimentación de la cerámica, el desplazamiento del dieléctrico se mantiene constante, el superíndice que debe usarse es s^D y s^E que representan a las clásicas compliancias (relación de esfuerzo/deformación, ver Apéndice B) para un cambio de la densidad y la constante dieléctrica del campo respectivamente. Los términos ε^T y ε^S representan las permitividades (desplazamiento eléctrico respecto a la relación de fuerza), estrés y constante de tensión, respectivamente.

De las expresiones (3.18) y (3.19) se deduce que hay dos caminos para definir las constantes d y g . Así, d puede ser definida como el cociente de S y E o D y T ; similarmente g puede ser definida a partir del cociente de T y D o E y S . En la Tabla 3.1, se muestran las definiciones de las constantes d y g . Los términos c^D y c^E son las constantes de rigidez (relación fuerza/tensión) y h y e son constantes piezoeléctricas (de fuerza).

Constante	definición	Unidades
d	$\frac{\text{desplazamiento dieléctrico desarrollado}}{\text{tensión mecánica aplicada}}$ $E = \text{constante}$	$\frac{\text{coulomb / metro}^2}{\text{Pa}}$ o $\frac{\text{C}}{\text{N}}$
	$\frac{\text{tensión mecánica desarrollada}}{\text{campo eléctrico aplicado}}$ $T = \text{constante}$	$\frac{\text{metros / metro}}{\text{volts / metro}}$ o $\frac{\text{m}}{\text{V}}$
g	$\frac{\text{campo eléctrico desarrollado}}{\text{tensión mecánica aplicada}}$ $D = \text{constante}$	$\frac{\text{Volts / metro}}{\text{Pa}}$ o $\frac{\text{Vm}}{\text{N}}$
	$\frac{\text{tensión desarrollada}}{\text{desplazamiento aplicado al dieléctrico}}$ $T = \text{constante}$	$\frac{\text{metros / metro}}{\text{coulombs / metro}^2}$ o $\frac{\text{m}^2}{\text{C}}$

Tabla 3.I. Definición de las constantes d y g

La Ecu. (3.20) y la Ecu. (3.21) son raramente usadas en la práctica, razón por la cual esas cuatro constantes no aparecen en las tablas de materiales. A partir de la Ecu. (3.18) y (3.19) resulta que:

$$D = s^T g \tag{3.22}$$

y

$$s^D = (1 - k^2) s^E \tag{3.23}$$

Si k es definido como:

$$k^2 = \frac{d^2}{s^E \epsilon^T}$$

o

$$\frac{k^2}{1 - k^2} = \frac{g^2 \epsilon^T}{s^D} \tag{3.24}$$

En forma similar, con la expresiones (3.19) y (3.20):

$$\epsilon^s = (1 - k^2) \epsilon^T \tag{3.25}$$

Siendo introducido así, k puede ser considerado meramente como una cantidad numérica conveniente. Sin embargo tiene un importante significado físico. A altas frecuencias muy por debajo de la frecuencia de resonancia mecánica, k^2 puede ser expresado como:

$$k^2 = \left[\frac{\text{energía convertida almacenada}}{\text{energía de entrada almacenada}} \right]_{\text{a baja frecuencia}} \quad (3.26)$$

Por lo tanto, k es definido como el coeficiente de acoplamiento. Esta ecuación se mantiene para conversión de energía tanto para acoplamiento eléctrico-mecánico, como para acoplamiento mecánico-eléctrico. Por lo tanto es deseable que k sea lo mayor posible. Sin embargo, no debería ser considerado como una eficiencia. Las expresiones (3.18) a (3.20) no tienen en cuenta los mecanismos de disipación. En principio, la energía que no es convertida puede ser recuperada. Por ejemplo, en una acción electro-mecánica la energía no convertida puede quedar como carga acumulada en un capacitor. La eficiencia es definida como la relación de potencia útil, convertida a la potencia de entrada. Debido a que la mayoría de los transductores cerámicos operan en resonancia, la eficiencia puede estar en el orden del 90%, cuando esto no sucede, la eficiencia disminuye drásticamente.

3.5.1. Modelo Eléctrico, Factor de Mérito y Acoplamiento de un Transductor Piezoeléctrico

Las cerámicas piezoeléctricas presentan una amplia variedad en los valores de las constantes elásticas, eléctricas y piezoeléctricas. Además, los materiales cerámicos se pueden fabricar en una extensa gama de formas y tamaños y su eje de polarización puede orientarse según la geometría y el modo de vibración deseado. Actualmente, los materiales cerámicos más conocidos y utilizados, son los que se conocen con el nombre de PZT constituidos por titanatos zirconatos de plomo. Existen otras composiciones comerciales basadas en titanatos de bario, metaniobatos de plomo, niobatos de sodio, etc. La posición líder de los PZT se debe a su potente efecto piezoeléctrico y elevado punto de Curie, junto a la amplia gama de propiedades que ofrecen con pequeños cambios en su composición. Las composiciones conocidas comercialmente como PZT-4 y PZT-8 son particularmente adecuadas para transductores de potencia. En especial, la PZT-8 presenta pérdidas dieléctricas y mecánicas, notablemente bajas para alto niveles de excitación. En la Tabla 3.2 se presentan las principales características y aplicaciones de los tipos más conocidos de PZT. En ella, se puede observar cómo los diferentes tipos, que corresponden a distintas composiciones, presentan características diversas.

Un transductor piezoeléctrico se puede describir por el circuito representado en la Fig. 3.7a, en el que C_0 y R_0 son, respectivamente, la capacidad y resistencia eléctrica del elemento piezoeléctrico.

Material	Características	Aplicaciones
Titanatos zirconatos de plomo		
PZT-4	Alto acoplamiento, alta permitividad, buenas propiedades con alta excitación eléctrica	Sonar y ultrasonido de potencia
PZT-5A	Alto acoplamiento, muy alta permitividad, alta compliancia	Transductores para END, diagnóstico e hidrófonos
PZT-6B	Muy alto Q mecánico, buena estabilidad	Filtros para ondas eléctricas
PZT-8	Muy buenas propiedades con alta excitación eléctrica	Transductores para ultrasonido de potencia
Niobatos		
Pb(NbO ₃) ₂	Buena permitividad, muy bajo Q mecánico	Transductores para END y diagnóstico médico
NaK(NbO ₃) ₂	Baja compliancia (alta velocidad de la onda)	Líneas de retardo
Titanato de bario	Bajo punto de Curie	Transductores de ultrasonido en general

Tabla 3.2.- Características principales y aplicaciones de las cerámicas piezoeléctricas.

Ambos componentes aparecen en paralelo con una rama serie, que incluye las impedancias mecánicas convertidas (Fig. 3.7b). Estas impedancias son: una inductancia M debida a la masa del transductor, una capacidad C_m debida a la compliancia, una resistencia de radiación R_{mR} (en vacío = 0) y una resistencia R_{mL} debida a las pérdidas mecánicas en el transductor, a y k , una constante del modelo [2] y el factor de acoplamiento, respectivamente. A los fines prácticos, normalmente se trabaja con el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3.8.

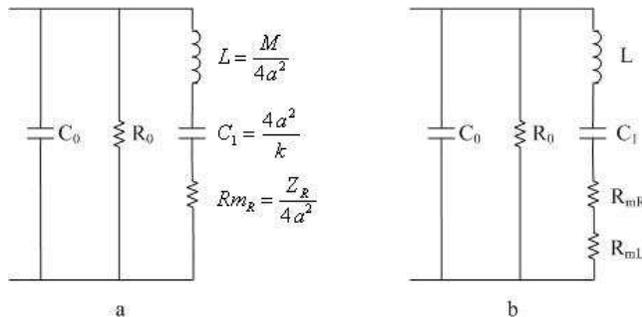


Figura 3.7. Circuito equivalente eléctrico-mecánico acústico de un transductor piezoeléctrico

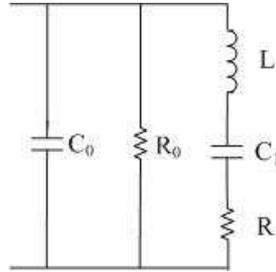


Figura 3.8. Circuito equivalente práctico de transductor piezoeléctrico

Cuando se excita el transductor por medio de un pulso de corta duración (que en general depende de su frecuencia natural de oscilación), la vibración de éste persiste con un amortiguamiento progresivo en forma de senoide exponencialmente decreciente. La extensión de esta zona (distancia) está determinada principalmente, por los valores de R_m y M en el modelo mecánico y L y C en el eléctrico. Haciendo las analogías con el modelo mecánico, se llega a un conjunto similar de ecuaciones, donde la única diferencia radica en la capacidad C_0 , por ello, se tienen dos frecuencias; de resonancia (resonancia serie) y la de antiresonancia (resonancia paralelo). La función de transferencia de la admitancia del modelo eléctrico simplificado en el dominio S está dada por [4 5]:

$$Y(S) = SC_2 + \frac{1}{SL_1 + \frac{1}{SC_1}} \quad (3.27)$$

siendo la impedancia:

$$Z(S) = \frac{S^2 LC_1 + 1}{S(S^2 LC_1 C_2 + C_1 + C_2)} \quad (3.28)$$

De esta última, observamos que los polos (resonancia serie) y los ceros (resonancia paralelo) están dados por:

$$f_{cero} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C_1}}, \quad f_{polo} = \sqrt{L \frac{C_0 + C_1}{C_0 \cdot C_1}}$$

$$f_{polo} = f_{cero} \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (3.29)$$

$$C_1 = C_0 \left[\left(\frac{f_{polo}}{f_{cero}} \right)^2 - 1 \right], \quad L = \frac{1}{C_1 (2\pi f_{cero})^2}$$

donde: f_{cero} y f_{polo} son las frecuencias de resonancia y anti resonancia, respectivamente. A partir de la definición del Q eléctrico, se tiene:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{L2\pi f_0}{R}, \Rightarrow R = \frac{L2\pi f_0}{Q} \quad (3.30)$$

Como se desprende de lo anterior, los parámetros que rigen la evolución temporal del transductor son características propias y por lo tanto invariables una vez que éste ha sido construido. Existen métodos de laboratorio para determinar las características eléctricas de transductores de ultrasonido piezoeléctricos [5,6]. En la Fig. 3.9 se muestra el módulo de la impedancia en función de la frecuencia de un transductor piezoeléctrico comercial, que opera en el aire [4] con una frecuencia de resonancia de 36.5 kHz.

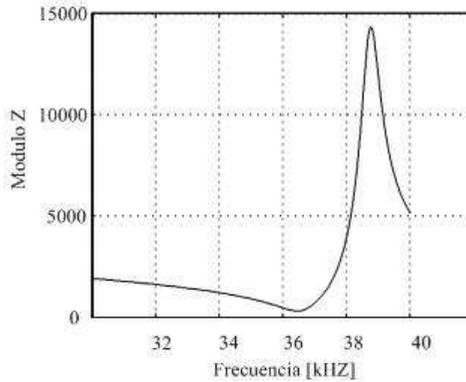


Figura 3.9. Impedancia en función de la frecuencia

Haciendo el mismo razonamiento, en el modelo mecánico, el factor de selectividad Q_m puede ser encontrado para un ancho de banda de 3 dB:

$$Q_m^E = \frac{f_s}{(\Delta f_s)_{3dB}} = \frac{f_s}{f_2 - f_1} \quad (3.31)$$

y

$$Q_m^D = \frac{f_p}{(\Delta f_p)_{3dB}} = \frac{f_p}{f_4 - f_3} \quad (3.32)$$

Se puede demostrar que $(\Delta f_p)_{3dB} < (\Delta f_s)_{3dB}$, mientras que la diferencia entre los dos anchos de banda se incrementan con el denominador coeficiente de acoplamiento efectivo k_{eff} . Por otra parte, como $f_p > f_s$, siempre es cierto que $Q_m^D > Q_m^E$.

El factor de acoplamiento efectivo k_{eff} puede ser derivado a partir de las frecuencias de resonancia serie y paralelo del transductor no cargado:

$$\frac{k_{\text{eff}^2}}{1-k_{\text{eff}^2}} = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_s^2} = \frac{C_1}{C_0} \quad (3.33)$$

o

$$k_{\text{eff}^2} = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (3.34)$$

Como una buena aproximación, cuando $k_{\text{eff}} \ll 1$, se puede escribir

$$k_{\text{eff}^2} \approx 2 \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_s^2} = 2 \frac{\Delta f}{f_s} \quad (3.35)$$

El fabricante de la cerámica y/o del transductor pone a disposición del usuario tablas y gráficos para la determinación del K_{eff} y también indica la capacidad C_0 .

3.6. El Campo de un Oscilador Ultrasónico

Hasta aquí se ha supuesto que los frentes de onda ultrasónicos son uniformes. En la realidad varían por la geometría de la fuente, la distancia y orientación relativa entre el material y el oscilador, el medio de acoplamiento entre la fuente y el material, etc. En este apartado, se muestran como ejemplo sencillo de *difracción*, ciertas características del campo ultrasónico creado por un oscilador circular plano en su propagación libre. El campo ultrasónico producido por un oscilador T, es equivalente al que se produciría al atravesar un frente plano un orificio cuya geometría coincide con la del oscilador, y que está rodeado por una lámina infinita perfectamente rígida (ver Fig. 3.10). Se puede demostrar que traspasada la lámina, se crea un *frente plano* limitado por el perímetro de la apertura que se propaga de forma uniforme, y, unas ondas, comúnmente llamadas *ondas de borde*, que surgen invertidas desde el perímetro de la apertura y se propagan como ondas libres en el espacio. El campo creado por el oscilador, es el resultado de las interferencias entre el frente plano y las ondas de borde [2,7]. Ayudándonos de la Fig. 3.10a veremos como ejemplo lo que ocurre en el eje de propagación de un oscilador circular que emite una onda continua.

El desfase existente entre las ondas correspondientes al frente plano y las ondas de borde L/c , siendo c la velocidad del sonido en el medio, y la diferencia de caminos entre el frente plano y las ondas de borde L es:

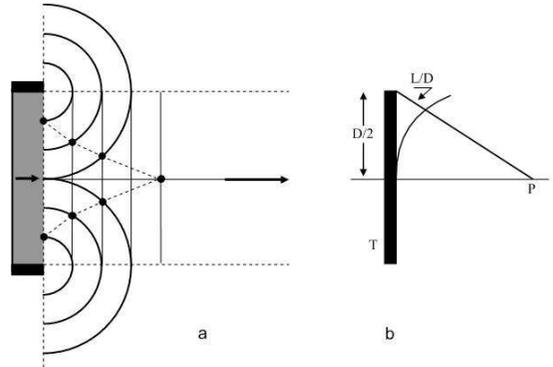


Figura 3.10. Interferencia entre el frente plano y las ondas de borde

$$L = \sqrt{\frac{D^2}{4 + z^2}} - z \quad (3.36)$$

L se puede expresar en unidades de longitud de onda λ de las ondas (L/λ) dando lugar al siguiente análisis (Fig. 3.11):

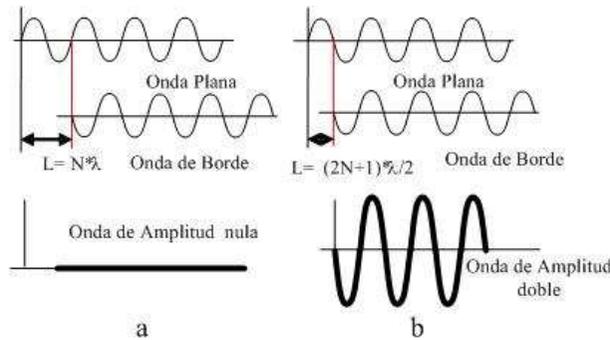


Figura 3.11. Mecanismo de interferencia destructiva y constructiva entre el frente plano y las ondas de borde

(a) si L/λ es un número entero, las ondas de borde y el frente plano están desfasados 180° y la presión en ese punto se anula.

(b) si L/λ es un número entero más 0.5, las ondas de borde y el frente plano estarán en fase y la amplitud de las ondas de presión en campo en ese punto se duplica. De esta forma se crea un campo acústico a lo largo del eje del oscilador muy poco uniforme, cuya amplitud adquiere valores entre 0 y 2 (Fig. 3.11b). Para determinar la expresión que rige la evolución de la presión de un transductor circular plano (pistón circular plano) partimos de la Fig. 3.12.

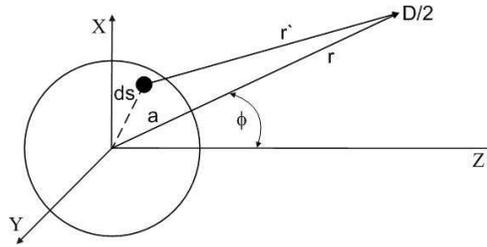


Figura 3.12. Geometría usada para determinar la presión en un punto del espacio de un pistón circular plano

La expresión genérica de la presión es [1]:

$$P(r, \phi, t) = \int_{\text{Superficie}} dP \quad (3.37)$$

Teniendo en cuenta las propiedades de una pantalla acústica [1], se tiene:

$$P(r, \phi, t) = jP_0 \frac{k}{2\pi} \int_{\text{Superficie}} \frac{e^{j(\omega t - kr')}}{r'} dP \quad (3.38)$$

donde k es el número de onda. Calculando la integral para la condición P(r,0):

$$P(r,0) = 2P \left| \text{sen} \left\{ \frac{\pi}{\lambda} \left[\sqrt{\frac{D^2}{4} + z^2} - z \right] \right\} \right| \quad (3.39)$$

En la Fig. 3.12 se ve la forma de la distribución de la presión a partir de la expresión anterior. En una primera zona (*zona de Fresnel*) aparecen muchos máximos y mínimos y el último mínimo se presenta cuando $L = \lambda$, que corresponde a una distancia; $z = D^2/8\lambda$ a continuación aparece un último máximo (Fig. 3.13 $< = N$).

Se podría mostrar que en esta zona, el campo acústico está contenido dentro de la proyección de la apertura y es muy variable. Las variaciones de amplitud en la zona del campo cercano se pueden reducir si se emiten pulsos ultrasónicos de banda muy ancha (trenes de pulsos con menos de 3 ciclos). En ese caso, se reducen las interferencias entre las ondas del frente plano y del borde, con lo que el campo cercano resulta más uniforme.

A la zona $z > D^2/4\lambda$ se le denomina *zona del campo lejano* del oscilador (*zona de Fraunhofer*), y en ella, el campo se abre paulatinamente siguiendo un cono, cuyo ángulo α disminuye con el diámetro del oscilador: $\alpha \approx \lambda/D$ (Fig. 3.13 $> N$).

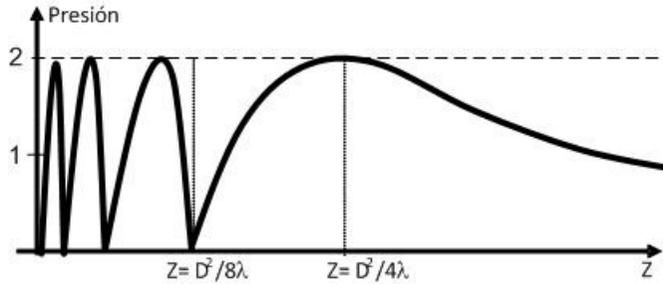


Figura 3.13. Onda de presión como resultado de la interferencia

Fuera de este cono, el campo se limita a la aparición de ciertos lóbulos (*lóbulos laterales*) generados por interferencias entre las ondas de borde y cuya amplitud no suele superar el 20% del *lóbulo principal*.

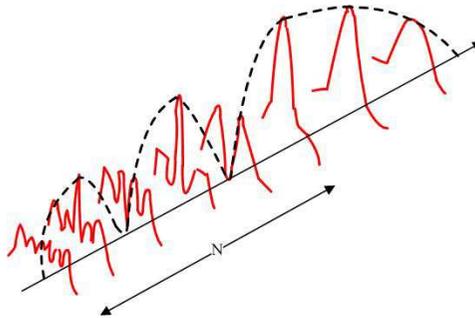


Figura 3.14. Visualización de la evolución de la presión como resultado de la interferencia

De esta forma, se puede realizar una aproximación geométrica del campo generado por un oscilador (Fig. 3.15) formado por dos zonas:

- Una zona de campo cercano, formada por un cilindro de base de diámetro igual al del oscilador y una distancia $z = D^2 / 4 \lambda$, en la que la propagación de las ondas se comporta como un *frente plano*.
- Una zona de campo lejano, en la que las ondas se propagan esféricamente dentro de un cono de ángulo $\alpha = \lambda / D$, y las ondas decrecen con la distancia:
 $P = P_0 / z$.

Esta aproximación se ajusta mejor cuando la perturbación es de banda ancha, pues en ese caso las variaciones en la zona cercana al oscilador están muy amortiguadas. Llamamos la atención sobre el hecho de que el haz acústico se abre más cuanto mayor es la longitud de onda y más pequeño es el transductor.

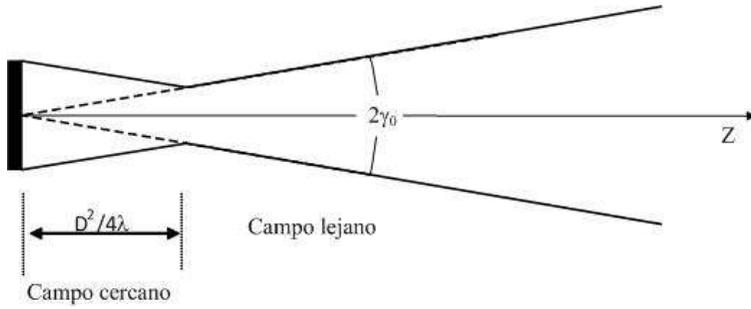


Figura 3.15. Representación geométrica del campo acústico.

La longitud N del campo próximo se puede calcular en forma precisa a partir de [8,9]:

$$N = \frac{D^2 - \lambda^2}{4\lambda} \quad (3.40)$$

Para longitudes de onda muy cortas comparadas con el diámetro del oscilador, se puede despreciar λ^2 en el numerador, quedando:

$$N = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (3.41)$$

El campo lejano es mucho más simple que el campo cercano. Como vemos en la Fig. 3.15, a partir de la transición entre los campos, a doble distancia el ancho de la curva de la sección transversal es el doble mientras que, la altura es la mitad. Ello da lugar a una apertura del campo ultrasónico, con las rectas que parten del centro del oscilador. El ángulo formado por una de las rectas con el eje del oscilador se denomina ángulo de divergencia γ_0 . De acuerdo con la teoría de la refracción, este ángulo viene dado por:

$$\text{sen } \gamma_0 = 1.2 \frac{\lambda}{D} \quad (3.42)$$

En el caso de ángulos pequeños, el seno puede sustituirse por el arco:

$$\gamma_0 = 1.2 \frac{\lambda}{D} 57.3 \text{ [grados]} \quad (3.43)$$

En función de lo visto, la Ecu. (3.39) puede simplificarse para grandes distancias del oscilador, esto es, haciendo:

$$P = P_0 \left| \frac{\sin \pi D^2 \frac{1}{8\lambda z}}{8\lambda z} \right| \quad (3.44)$$

3.6.1. Simulación del campo de presión de un transductor tipo pistón circular plano.

El cómputo de la presión P puede simularse de forma sencilla para diferentes relaciones D/λ en ambiente Matlab®. D y λ deben estar en mm.

Ejemplo 3.1

Se tiene un oscilador ultrasónico de 24 mm de diámetro que emite con λ de 1.5 mm.

a- Determinar la distribución de la presión axial hasta una distancia igual a diez veces la longitud del campo cercano (10N), usando las expresiones (3.41) y (3.44) y el ángulo de divergencia. b- Comparar en forma gráfica las diferencias entre las expresiones (3.41) y (3.44). Para ambos puntos, generar el código de simulación.

a- Código

En primer lugar se genera una función (function) con tantos argumentos de entrada como variables a necesitar y argumentos de salida como parámetros a determinar. La ventaja de usar una función radica en que se dispone de archivos específicos que pueden intercalarse, generando archivos punto m sencillos, para problemas complejos. La función a generar la llamaremos pre_emi_disco.m y tendrá la forma tal como se detalla a continuación:

```
%Cálculo de la distribución de presiones en un emisor tipo disco
function [Rel, N, fhi, P]=pre_emi_disco(D,lambd,n,Po)
%D y lambda, diámetro del disco y longitud de onda en mm, respectivamente. n, número
de puntos. Po, presión inicial, Rel: D/λ, N= campo cercano, Equ. (3.41), fhi, ángulo de
divergencia, Ecu. (3.42) y P, distribución de la presión axial
Rel= D/ lambda; fhi=68.76/Rel; %68.76=1.2*57.3. Ver Ecu. (3.43)
%Cálculo del campo cercano
N=D^2/(4*lambd); z=.1:.1:n*N; cte=(D/2)^2;
%Cálculo de P a partir de la Ecu. (3.39)
P=2*Pc*abs(sin((pi/lambd)*(sqrt(cte+z.^2)-z)));
%Cálculo de P simplificado, Ecu. (3.44)
cte1=pi*D^2/(8*lambd);
P1=Pcero*2*abs(sin(cte1./z));
%Cómputo de la diferencia de valores entre las dos ecuaciones
dif=P-P1;
%Graficación
dis=z/N;
figure(1);subplot(3 1 1);plot(dis,P,'k');grid;ylabel('P');
subplot(3 1 2);plot(dis,P1,'k');grid; ylabel('P');
subplot(3 1 3);plot(dis,dif,'k');grid; xlabel('N');ylabel('P');
```

Figura 3.16. Código de simulación

Introduciendo los datos se obtiene: $D/\lambda = 16$, $\gamma_0 = 4.29^\circ$, $N = 96$ mm A continuación, se muestran los resultados de la simulación.

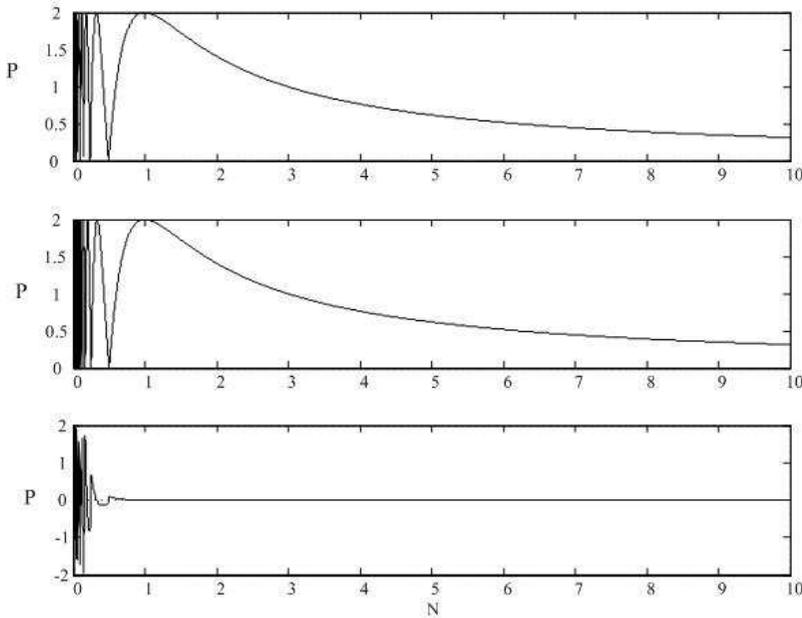


Figura 3.17. Registro superior, P con Ecu. (3.39). Registro medio, P con Ecu. (3.44).
Registro inferior, diferencia entre ambas

Ejemplo 3.2

- a- Repetir la simulación para $D/\lambda = 8$ y $D/\lambda = 4$, manteniendo D igual al ejemplo anterior.
- b- Comparar los tres casos y obtener conclusiones.

Repetiendo el cálculo anterior, los valores de N y del ángulo de divergencia, son:

$$D/\lambda = 8, \quad N = 48. \quad \gamma_0 = 8.5^\circ$$

$$D/\lambda = 4, \quad N = 24. \quad \gamma_0 = 17.9^\circ$$

En la siguiente tabla se comparan los resultados obtenidos para los tres casos analizados.

λD	λ	N	γ_0
16	1.5	96	4.29
8	3	48	8.5
4	6	24	17.9

Tabla 3.2. Parámetros del campo de presión para diferentes valores de D/λ .

De la tabla, vemos que al disminuir la longitud de onda del ultrasonido, manteniendo constante el diámetro del transductor, el campo cercano se incrementa y el ángulo de divergencia disminuye, logrando un haz más fino. Usando el código anterior y modificando la gráfica para ajustar el eje de distancia axial (abscisas), adecuándolo para cada N, se obtiene:

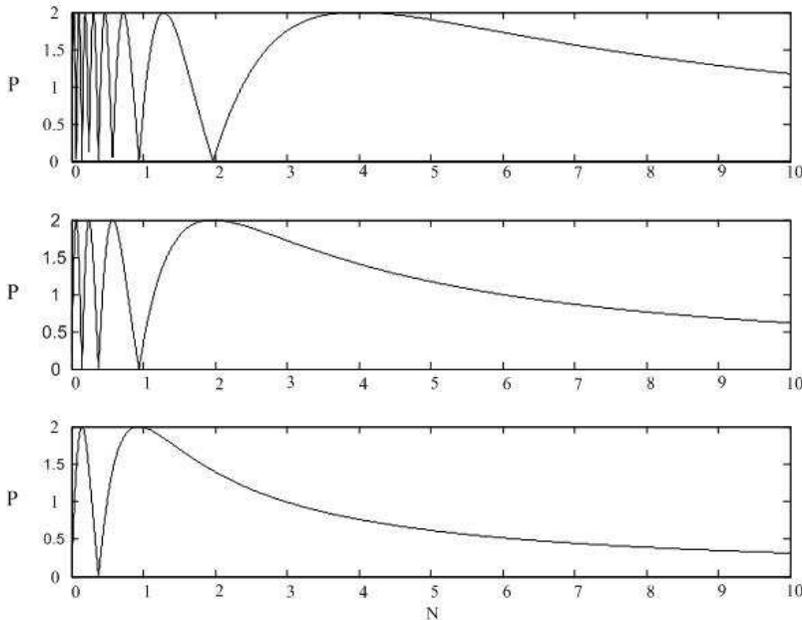


Figura 3.18. Gráficas para $D/\lambda=16, 8,4$, registro superior, medio en inferior, respectivamente. Ordenada: presión, abscisa: N

3.6.2. Radiación de un Transductor tipo Pistón

En general, la radiación producida por la vibración de una superficie extendida, tales como pistones, diafragmas, etc., no tienen el patrón de radiación esférico simétrico, característico de una fuente simple. La presión producida en un punto por una fuente de este tipo es, sin embargo, la suma de presiones que producirían una asociación de fuentes simples. Es de esperar que fuentes de este tipo, tengan características direccionales definidas si sus dimensiones lineales son comparables con la longitud de onda. A la distancia z , la relación entre la presión y el ángulo γ está dada por:

$$P = 2 P_z \frac{J_1(X)}{X}$$

donde

$$X = \pi \left(\frac{D}{\lambda} \right) \text{sen } \gamma$$
(3.45)

$J_1(X)$ representa la función de Bessel [2] de primer orden y P_z es el valor sobre el eje z donde se tiene:

$$\frac{J_1(X)}{X} = 1 \tag{3.46}$$

Aplicando la expresión (3.45) a los parámetros D y λ del transductor usados en el ejemplo 3.1, se tiene para un ángulo $-15^\circ \leq \gamma \leq 15^\circ$ como se muestra a continuación en la Fig. 3.19. A la izquierda, se tiene el patrón de radiación y a la derecha la representación polar.

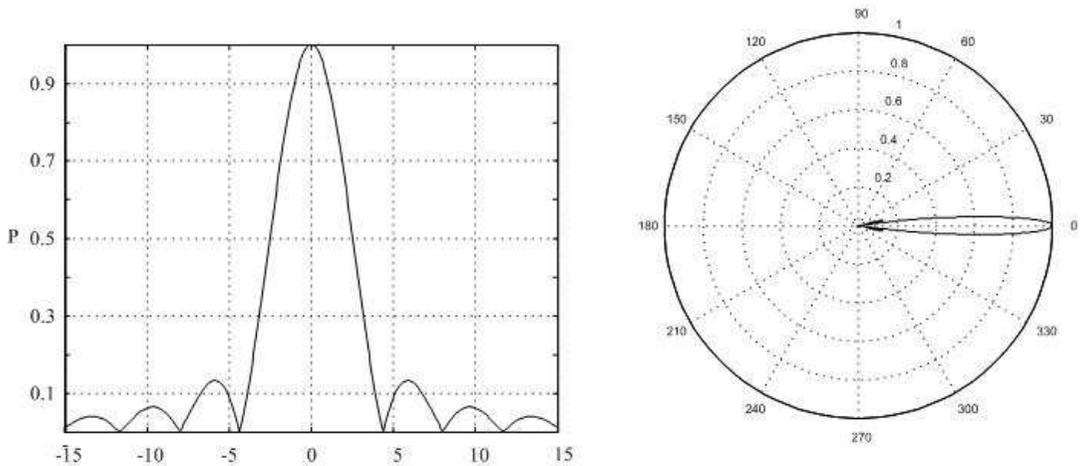


Figura 3.19. Patrón de radiación y Polar

Como se desprende de la figura, el patrón de radiación está compuesto por un lóbulo principal y lóbulos secundarios de menor amplitud. El mayor porcentaje de energía radiada corresponde al lóbulo principal. El primer cero se encuentra en:

$$J_1(\pm 3.83) = 0 \tag{3.47}$$

El ángulo de divergencia γ_0 puede obtenerse a partir del primer cero de la función:

$$\text{sen } \gamma_0 = \frac{3.83 \lambda}{\pi D} \tag{3.48}$$

o

$$\gamma_0 = \text{sen}^{-1} \left(1.21 \frac{\lambda}{D} \right) \tag{3.49}$$

Reemplazando D y λ del ejercicio 3.1, se obtiene que $\gamma_0 = 4.33$. Valor similar al obtenido por la Ecu. (3.43). Si a es el radio del transductor, esto es, $a = D/2$, cuando a es un número grande de longitudes de onda, el haz en campo lejano es altamente directivo, consecuentemente, cuando a es pequeño, el haz se expande considerablemente. En efecto, cuando a es aproximadamente 1.5λ , o menor, el ángulo de divergencia es mayor de 90° y el haz radiado presenta un diagrama de radiación hemisférico.

Ejemplo 3.3

Generar el código y graficar simultáneamente el patrón de radiación con los datos del ejemplo 3.2. El código, puede ser el siguiente:

```
% pre_rad_pcir1
%pre_rad_pcir1(D, lambda, gamma_min, gamma_max)
%donde:
%gamma_min, gamma_max, ángulos de inicio y
%finalización del barrido, respectivamente. Se %ingresan
en grados
%-----
function
pre_rad_pcir1(D,lambda,gamma_min,gamma_max)
%-----
%Conversión de grados a radianes
fac=pi/180;
gamma_min=gamma_min*fac;
gamma_max=gamma_max*fac;
%-----
rel=D/lambda;
gamma=-gamma_min:.0017:gamma_max;
X=pi*rel*sin(gamma);
P=abs(2*Besselj(1,X)./X);
%-----
%Graficación
%Conversión de radianes a grados
fac=180/pi;
gra=gamma*fac;
figure(1);plot(gra,P,'k');grid; ylabel('P');
xlabel('Angulo de apertura [Grados]');
```

Figura 3.20. Código de simulación

De la Fig. 3.21 verificamos que, a medida que disminuye la relación D/λ , crece el ancho del lóbulo principal.

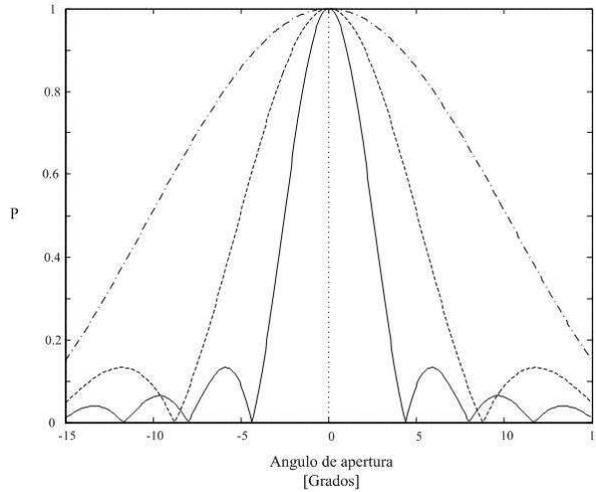


Figura 3.21. Patrón de radiación. Línea continua para $D/\lambda = 16$, línea con puntos para $D/\lambda = 8$, línea con punto y raya para $D/\lambda = 4$.

3.7. Excitación Pulsada y Resolución Axial

Si un transductor piezoeléctrico es excitado con un impulso de tensión tal como, el obtenido por una rápida descarga de un capacitor usando un circuito similar al de la Fig. 3.22, la onda de presión radiada por el transductor deberá tener la forma de una senoide decayendo exponencialmente con el tiempo. Mientras no exista pulso de excitación en la llave L, el capacitor C se carga a la tensión V a través de la resistencia R_c . Cuando la llave recibe el pulso, el capacitor se descarga rápidamente a masa, llevando consigo el terminal positivo del transductor también a masa. La resistencia R_d , llamada resistencia de damping (amortiguación), ayuda a controlar la pendiente del flanco descendente de la respuesta del transductor. La Fig. 3.23 muestra la forma de onda de la presión radiada por el transductor.

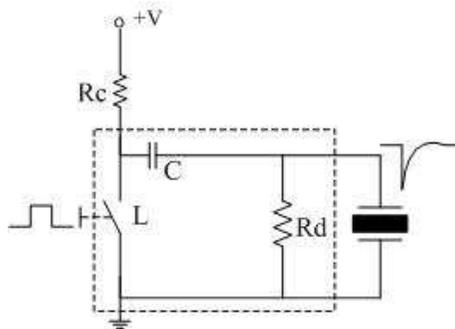


Figura 3.22. Circuito para excitar en forma pulsada a un transductor piezoeléctrico

La línea con puntos representa la envolvente de la onda de presión. La flecha indica el instante de tiempo donde se cierra la llave. La tasa de decaimiento de la envolvente es

proporcional a las pérdidas en el transductor, por ello es natural esperar que esté relacionada con el Q de la cerámica.

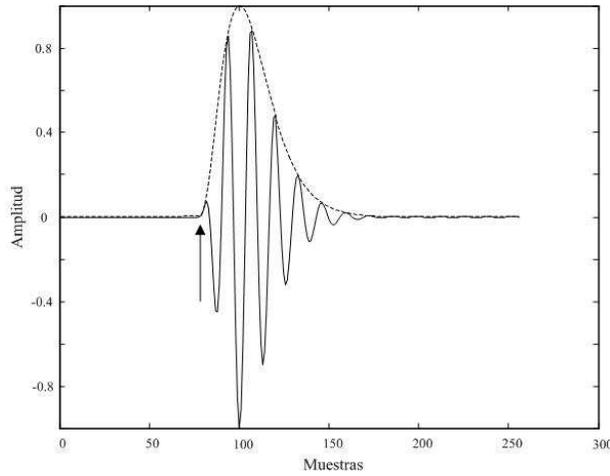


Figura 3.23. Forma de onda de la presión radiada por el transductor ante una excitación pulsada

Si bien la Ecu. (3.30) expresa una definición del Q, para este caso es necesario relacionar el Q con las pérdidas de energía por ciclo de resonancia [10]:

$$Q = \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Pérdida de energía por ciclo}} 2\pi \quad (3.50)$$

Si representamos con J la energía almacenada en el cristal, la Ecu. anterior puede expresarse en forma diferencial como:

$$\frac{dJ}{dt} \frac{1}{f_0} = -\frac{2\pi J}{Q} \quad (3.51)$$

donde f_0 es la frecuencia de resonancia. La solución para la Ecu. (3.51) es una función que decae exponencialmente con el tiempo:

$$J = J' e^{-\gamma t} \quad (3.52)$$

Sustituyendo J en la Ecu. (3.51), despejamos γ en función del Q:

$$\gamma = \frac{2\pi f_0}{Q} = \frac{w_0}{Q} \quad (3.53)$$

Dado que la potencia de salida de un transductor es proporcional a la energía almacenada en sus oscilaciones y debido a que, la magnitud de la presión radiada es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia en la onda, es posible escribir:

$$P = P_0 e^{-\frac{\lambda}{2}t} = P_0 e^{-\left(\frac{w_0}{2Q}\right)t} \quad (3.54)$$

Entonces, un alto Q ocasiona un alto tiempo de resonancia, mientras que un Q bajo, da una onda de presión de corto tiempo. Como regla práctica, podemos decir que el número de ciclos contenidos en la onda de potencia, es numéricamente aproximado al Q del transductor. Por propiedades de la función exponencial decreciente, el tiempo al cual se toma como extinción de la oscilación t' es cuando, la oscilación ha disminuido al 0,208 de su valor inicial, esto es, la presión a disminuido a $e^{-\pi/2} = 0.208$:

$$\frac{w_0}{2Q} t' = \frac{\pi}{2} \quad (3.55)$$

entonces,

$$t' = \frac{Q}{2 f_0} \quad (3.56)$$

A partir de lo anterior surge una pregunta: ¿es deseable tener un transductor con alto o bajo Q? Evidentemente depende de la aplicación. Si se trabaja con técnicas pulsadas, pulso-eco, conviene que el Q sea bajo. Pulso-eco significa enviar al medio una onda de presión como la generada por las Figs. 3.24 y 3.25 y esperar la reflexión de la misma en algún objeto o blanco. (Este tema se tratará con detalles a partir del capítulo IV). La conveniencia de tener un transductor de bajo Q está relacionada con la denominada *Resolución Axial*. Por resolución axial se entiende la capacidad de medida del instrumento usado para resolver o detectar dos objetos cercanos (poca separación entre ellos) sobre el eje axial o eje de la dirección en la que es emitida la onda de presión del transductor, ver Fig. 3.24). Con otras palabras: *Resolución axial* es la capacidad para discriminar dos reflectores que se encuentran alineados con el eje del transductor.

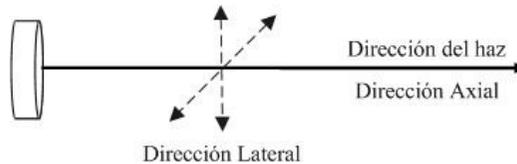


Figura 3.24. Direcciones relacionadas con la propagación del haz desde el transductor

La Fig. 3.25 muestra la secuencia temporal de pulsos reflejados desde dos interfaces separadas por una pequeña distancia. Se puede decir que cuando los dos límites están separados en la dirección longitudinal, a una distancia igual o mayor que la resolución

axial, se pueden resolver como reflectores separados. Cuando la distancia es menor, los ecos se confunden. La figura muestra cuatro instantáneas sucesivas de las posiciones y longitudes de ecos de dos interfaces estrechamente espaciadas. Cuando d se reduce hasta el punto donde los ecos se superponen, d es igual a la resolución axial.

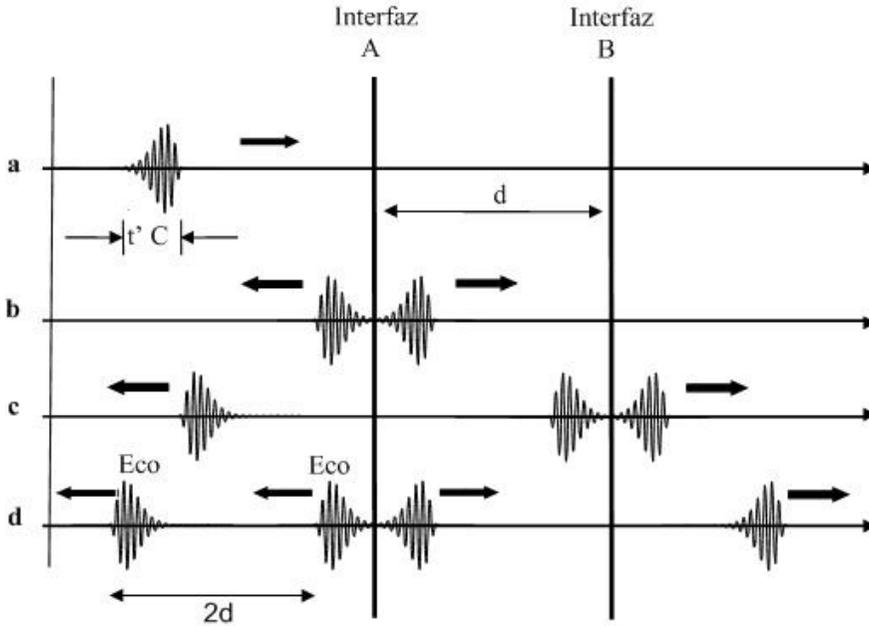


Figura 3.25. Resolución Axial. Posiciones temporales y longitud de los ecos.

Como hemos visto en la Ecu. (3.56), el tiempo de duración efectiva del pulso emitido está relacionado con el Q . Esta ecuación puede ser reescrita para resolución axial, partiendo de la longitud efectiva de la onda de presión:

$$RA \approx \frac{QC}{4f_0} \quad (3.57)$$

El factor 4 que afecta al denominador surge de la división del tiempo por dos por trabajar con pulso-eco (ver capítulo IV). La expresión anterior puede escribirse en términos de longitud de onda:

$$RA \approx \frac{Q\lambda}{4} \quad (3.58)$$

Esta expresión muestra que la RA es función del Q del transductor y de la longitud de onda usada. Cuanto menor la longitud de onda, dispondremos de menor RA. Podremos observar pequeños detalles de objetos próximos. Por supuesto, aumentando la frecuencia,

tendremos el límite de penetración debido a la atenuación y problemas de dispersión y scattering por la interacción de reflexiones causadas por reflectores cercanos. Entonces, la longitud de onda no puede ser tan pequeña como se nos ocurra. El producto $Q\lambda$ debe ser una relación de compromiso.

3.8. Parámetros de Calidad de las Imágenes Acústicas

De los parámetros principales que definen la calidad de una imagen acústica, se tiene:

- *Resolución axial* o capacidad para discriminar dos reflectores que se encuentran alineados con el eje del transductor (tema ya abordado). Este parámetro depende del ancho de banda del pulso ultrasónico, de manera que al generar pulsos con pocos ciclos mejora la resolución axial de la inspección. La Fig. 3.26 muestra los ecos procedentes de las caras 1 y 2 de una placa estrecha. Los ecos resultan claramente distinguibles cuando se utilizan pulsos de corta duración, en cambio, con pulsos más largos, los ecos provenientes de las caras de la placa se superponen, por lo que se dificulta la evaluación.

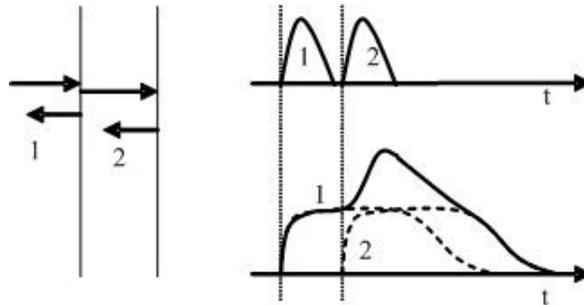


Figura 3.26. Ecos de una placa al variar el ancho de banda de los pulsos ultrasónicos

- *Resolución lateral* o capacidad para separar dos puntos que están en una recta perpendicular a la dirección de propagación de los ultrasonidos. La resolución lateral viene dada por el ancho A del frente acústico utilizado. Para puntos del campo cercano, el ancho del frente acústico A es constante e igual al diámetro del transductor ($A = D$), y para puntos del campo lejano el ancho del haz acústico aumenta linealmente con la distancia al transductor ($A = 2\lambda Z/D$).

La Fig. 3.27 muestra el esquema de un barrido pulso-eco en la dirección X , para obtener la imagen ultrasónica de dos puntos reflectores. En ella se muestran dos ejemplos con distintas separaciones entre reflectores; para cada ejemplo, se muestran tres posiciones del transductor que realiza el barrido y la aproximación geométrica del frente ultrasónico en cada posición. A la derecha de la figura se muestra la señal de eco y el corte lateral, obtenido al representar para la coordenada X el valor de pico del eco. En el primer caso, la separación entre los puntos es inferior al ancho A del haz, por lo que resultan

indistinguibles en el corte lateral. En cambio, cuando la distancia entre los puntos es superior al ancho del haz, éstos resultan perfectamente observables en la imagen.

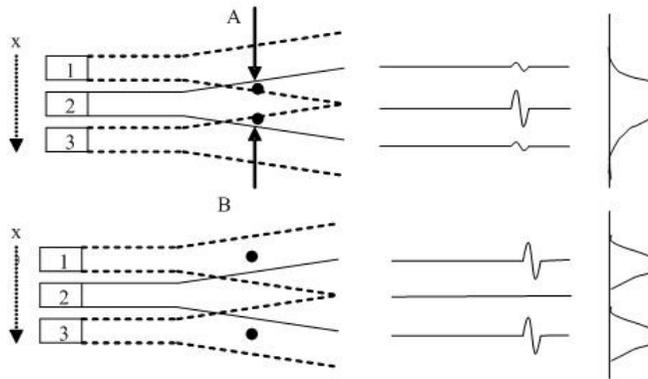


Figura 3.27. Barrido lateral mostrando: A- dos puntos muy juntos indistinguibles.
 B- dos puntos distinguibles

- *Rango dinámico* de la inspección, o capacidad para separar los pulsos acústicos del ruido existente en la señal. Para lograr un buen rango dinámico, hay que mantener niveles altos de las señales ultrasónicas, mediante el diseño correcto del experimento: transductor, frecuencia y ancho de banda de los pulsos ultrasónicos, medio de acoplamiento, etc. La reducción del ruido mediante procesamiento de las señales, cumple un roll importante en este aspecto.

3.9. Introducción a las Lentes Acústicas

3.9.1. Lentes Acústicas

Las lentes acústicas realizan el mismo efecto de las lentes ópticas, es decir, *modifican el perfil del haz ultrasónico con ánimo de obtener mejoras en los parámetros de las imágenes*, especialmente la resolución lateral, intensidad de las señales ultrasónicas, uniformidad de las señales, etc. [7]. Existen numerosos perfiles de lentes, pero entre ellos destacaremos los dos tipos más usados: la lente esférica convergente y la lente cónica (Fig. 3.28).

Una *lente esférica convergente* produce un haz que se concentra en un punto F llamado foco acústico. En este caso, el campo acústico está prácticamente contenido entre las dos líneas que unen los extremos de la apertura con el foco. La amplitud de las señales ultrasónicas en el foco, se multiplica por un factor que puede oscilar entre 2 y 4. El ancho A del haz acústico en el foco está dada por la expresión:

$$A = \frac{2 \lambda Z_F}{D} \quad (3.59)$$

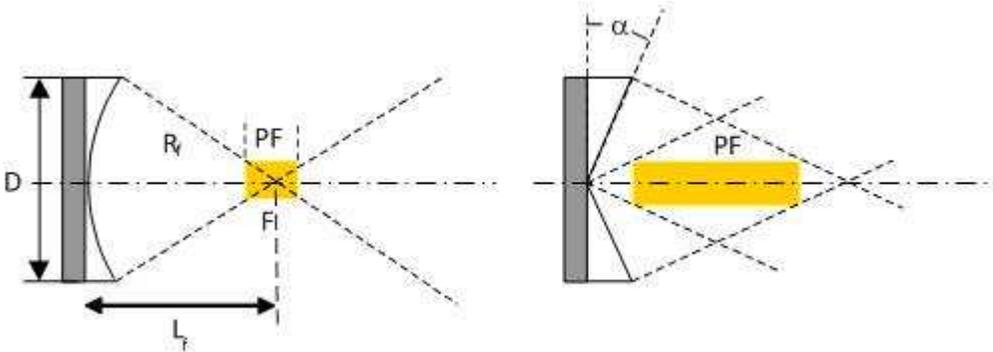


Figura 3.28. Aproximación geométrica del haz acústico usando (izquierda) una lente esférica y (derecha) una lente diédrica

Que coincide con la vista anteriormente para el campo lejano, pero mejora la resolución lateral cuando el foco está en puntos del campo cercano. El principal inconveniente de la focalización esférica es que, mantiene sus buenas características en una zona muy pequeña del eje \$Z\$ de propagación, por delante y por detrás del foco. La longitud de esta zona se llama profundidad de foco \$PF\$, y se estima que es:

$$PF = 4\lambda \left(\frac{Z_F}{D} \right)^2 \quad (3.60)$$

Otras lentes de uso frecuente son las lentes cónicas, también denominadas AXICON (Fig. 3.28, derecha.). Este tipo de lentes generan un haz acústico que se ajusta bien a la línea de propagación del haz, es decir, sirven para focalizar a lo largo de una línea. La profundidad de foco viene dada en este caso por:

$$PF = \frac{D}{2 \operatorname{sen} \alpha \cdot \cos \alpha} \quad (3.61)$$

siendo \$\alpha\$ el ángulo que forma la cara de la lente con la cara plana del transductor.

Una lente acústica se puede obtener de dos maneras produciendo resultados equivalentes, tallando el perfil de la cara emisora de un transductor ó pegando a la cara emisora una capa con forma lenticular (Fig. 3.28 derecha). Esta última técnica es la más usada porque no modifica el elemento transductor. Existen numerosos perfiles de lentes, pero entre ellos destacaremos los dos tipos más usados: la lente plana cóncava y la lente cónica.

Una lente esférica convergente produce un haz que se concentra en un punto \$F\$ llamado foco acústico. En este caso, el campo acústico está prácticamente contenido entre las dos líneas que unen los extremos de la apertura con el foco. La amplitud de las señales

ultrasónicas en el foco se multiplica por un factor que puede oscilar entre 2 y 4. Si definimos el radio de curvatura de la lente plana cóncava con R_f , se tiene que el foco se encuentra a una longitud del radio de curvatura:

$$L_f = \frac{R_f}{1 - \frac{C_m}{C_L}} \quad (3.62)$$

donde, C_l y C_m representan la velocidad de propagación del sonido dentro de la lente y el medio, respectivamente. Las lentes tienen la propiedad de transformar ángulos en posición. Esto es, todos los rayos que ingresan a la lente con un ángulo ϕ , se dirigirán a una determinada posición x_1 sobre el plano focal (ver Fig. 3.29).

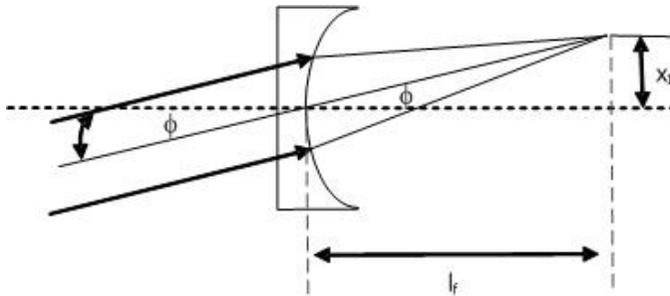


Figura 3.29. Propiedad de transformación de una lente:
 Transformar ángulos en distancias

Bajo la condición de pequeños ángulos, la relación geométrica de la transformación es:

$$\text{sen } \phi \approx \frac{x_1}{l_f} \quad (3.63)$$

De esta forma, una lente de distancia focal l_f colocada en el frente de un transductor piezoeléctrico circular, cuyo patrón de radiación está modelado por la Ecu. (3.39), deberá transformar la distribución angular en el campo lejano dentro de una distribución espacial sobre el plano focal, a través de la transformación dada por la Ecu. (3.63). Introduciendo esta transformación en la Ecu. (3.63), obtenemos:

$$P = 2 P_z \frac{J_1(X)}{X}$$

donde

$$X = \pi \left(\frac{D}{\lambda} \right) \frac{x_1}{l_f} \quad (3.64)$$

3.9.2. Determinación del punto de enfoque

El punto de enfoque tiene una porción central densa (correspondiente a lóbulo principal) rodeada por anillos de menor densidad (correspondientes a los lóbulos secundarios). El diámetro de la porción central ya fue definido: distancia entre los primeros ceros del lóbulo principal. De la Ecu. (3.63), el radio del primer cero se encuentra:

$$x_1 = \frac{3.83 l_f}{k a} = \frac{0.61 l_f \lambda}{a} \tag{3.65}$$

donde: k es el número de onda y a el radio del transductor. Si trabajamos con el diámetro del transductor, el diámetro entre los primeros ceros del punto enfocado, con $d = 2x_1$:

$$d = 2.44 \left(\frac{l_f}{D} \right) \lambda \tag{3.66}$$

La Fig. 3.30, define las cantidades usadas en la expresión anterior. Efectos de divergencia se manifiestan en las relaciones vistas. Como observamos de la Ecu. (3.63) dependen de l_f , D y λ . Cuanto mayor sea l_f mayor será el efecto de divergencia. Por lo tanto, el enfoque sólo será posible a distancias del orden del campo cercano y no en el campo lejano del transductor.

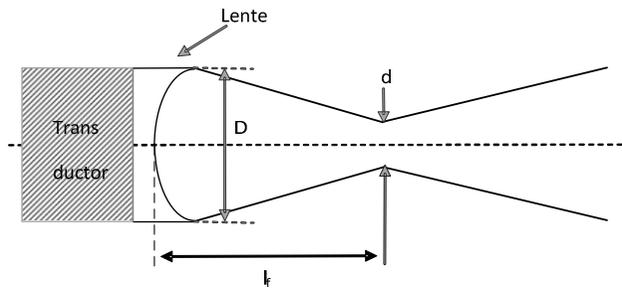


Figura .3.30. La lente crea un pequeño punto de enfoque

3.9.3. Algunos comentarios más acerca de la resolución lateral

Las dimensiones del haz enfocado determinan la resolución transversal de la señal recibida por el transductor, tal como lo indica la Fig. 3.31. La resolución lateral disminuye a medida que disminuye la separación lateral entre los reflectores (Fig. 3.31 (b) a (d)). De lo señalado, la resolución lateral (RL) es directamente proporcional al diámetro del foco (Ecu. (3.66)), es decir:

$$RL = 2.44 \left(\frac{l_f}{D} \right) \lambda \quad (3.67)$$

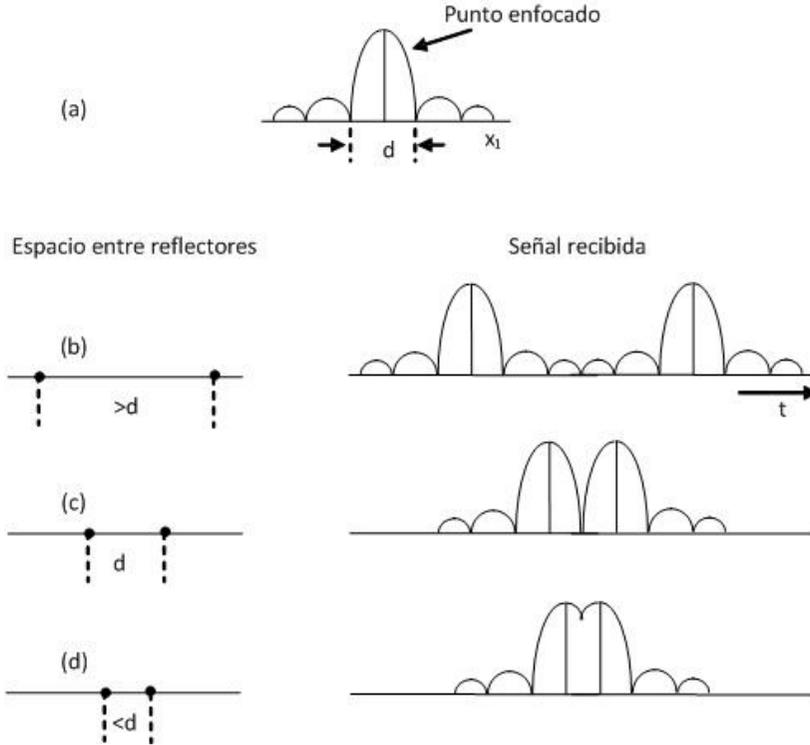


Figura 3.31. Resolución lateral en función de la distancia d del punto enfocado

3.9.3.1. Profundidad del Foco

Hay una desventaja al estrechar el foco del haz: aunque se mejora la resolución lateral para objetos localizados en el plano del foco, puntos en otros planos o lejos de la distancia focal, están en compromiso debido a que el haz es algo más grande que d sobre cualquier lado del plano focal. La distancia axial sobre la cual el haz mantiene aproximadamente las dimensiones del foco, está en términos de la profundidad del foco. Para obtener una estimación de esta distancia, recordemos que la forma del haz sobre ambos lados del punto focal son imágenes espejo unas de otras reflejadas alrededor del plano focal. La profundidad del foco puede ser estimada por la relación:

$$PF = \frac{d^2}{2\lambda} \approx 3 \left(\frac{l_f}{D} \right)^2 \lambda \quad (3.68)$$

También puede estimarse la PF en función de la impedancia acústica del medio por el que se propaga el ultrasonido:

$$PF = 4 \lambda \left(\frac{Z_f}{D} \right)^2 \quad (3.69)$$

donde Z_f es la impedancia acústica del medio.

Ejemplo 3.4.

Se dispone de un palpador que opera a una frecuencia de 3.5 MHz con un Q de 7, un diámetro de 1.5 cm, la longitud focal del lente es de 5 cm y la longitud de onda en el medio es de 0.043 cm. Determinar la resolución axial, lateral y la profundidad del foco.

1- Resolución axial

Por la Ecu. (3.58), se tiene:

$$RA = \frac{Q}{4} \lambda = \frac{7}{4} 0.043 = 0.075 \text{ cm}$$

2- Resolución lateral

Por la Ecu. (3.67):

$$RL = 2.44 \left(\frac{5}{1.5} \right) 0.043 = 0.35 \text{ cm}$$

3- Profundidad del foco

Remplazando valores en la Ecu. (3.69), se tiene:

$$PF = 3 \left(\frac{5}{1.5} \right)^2 0.043 = 1.43 \text{ cm}$$

3.9.3.2. Modificación del lóbulo de directividad

Como hemos visto, una vez construido el transductor, no pueden modificarse sus características. En algunas aplicaciones muy específicas en el aire, el lóbulo de radiación debe modificarse por dos razones, la primera, para reducir o eliminar los lóbulos laterales y por otro, para hacer más directivo el haz. Una forma de lograrlo (la única) es introduciendo el transductor en el interior de un dispositivo denominado entre otros, concentrador de haz, cornete [11] o transformador acústico [12]. Este transformador acústico adapta al transductor, mejorando su acoplamiento al aire, eliminando los lóbulos laterales y modificando su lóbulo principal. La Fig. 3.32 muestra la representación física de un transformador acústico y sus parámetros asociados.

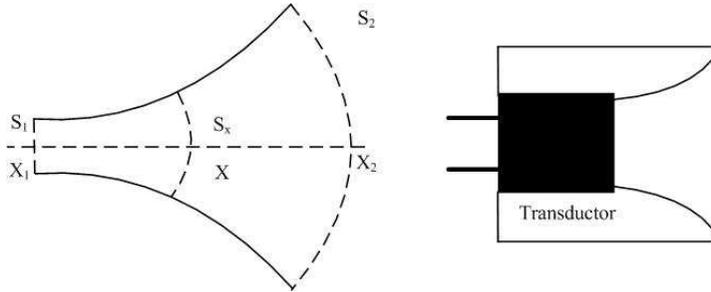


Figura 3.32. Transformador acústico

Se puede demostrar que la ecuación que rige la propagación de las ondas en el interior del transformador es [139]:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{1}{S} \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{1}{v_s^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (3.70)$$

donde: x es la coordenada axial representando la posición, y $S(x)$ es el área transversal atravesada por el frente de onda dentro del transformador. Esta expresión representa una aproximación adecuada para el estudio de la variación de presión en un transformador del haz, sin embargo, aunque existan soluciones analíticas para concentradores de longitud infinita y con curvas hiperboloides de una hoja (hiperboloide hiperbólico), no existen soluciones exactas cuando la longitud es finita y S no constante. La Fig. 3.32 (izquierda) muestra un corte del concentrador del haz y un transductor en su interior. Normalmente, los concentradores están formados por un bloque de grilon o teflón, con una curvatura adecuada, inicialmente lineal y finalizando en forma exponencial, obteniendo una ganancia del orden de 7dB, reducción del ancho del diagrama de directividad y eliminación de los lóbulos laterales. Es interesante resaltar que la Ecu. (3.70) es análoga a la expresión que modela una línea de transmisión exponencial, con la que se adapta la impedancia de una antena tipo dipolo al transmisor. El lector que esté interesado en profundizar el estudio de este transformador desde el punto de vista acústico, puede consultar al final del capítulo la referencia [12].

3.9.4. Arreglos acústicos

Generalmente más conocidos por su denominación inglesa “arrays”, en esta obra usaremos una u otra indistintamente. Un arreglo ultrasónico está formado por un conjunto de transductores que permiten simular lentes acústicas electrónicamente. Para ello se introducen líneas de retardo para cada transductor del array, con lo que se modifica a voluntad la dirección y forma del haz acústico, tanto en emisión como en recepción. Además de modificar el foco a voluntad, la tecnología de arrays permite realizar los barridos automáticamente variando las líneas de retardo, con lo que se hace innecesario el movimiento mecánico de barrido, en cambio, el control de arrays tiene el inconveniente de que requiere una tecnología marcadamente más compleja que con transductores sencillos. Las técnicas de arrays son muy utilizadas en aplicaciones de diagnóstico médico

(ecografía) y en aplicaciones industriales. Las Figs. 3:33 a 3.35 muestran algunas de las geometrías de array más usadas en medicina.



Figura 3.33. Esquema de array lineal

El array lineal se usa normalmente, para obtener la imagen clase B de un plano perpendicular a la apertura que corta a los elementos por su centro. La apertura suele estar formada por 16 a 32 elementos, cuyo ancho no supera una longitud de onda. El array cuadrado (Fig. 3.34) permite realizar barridos 3D, pero tiene el inconveniente que el número de elementos es mucho mayor que en el caso anterior, lo cual encarece la electrónica. En este sentido diremos que existen arrays con miles de elementos, que requieren un alto grado de paralelismo en los circuitos electrónicos. Un aspecto importante de investigación hoy en día es reducir los elementos activos sin deteriorar excesivamente la imagen.

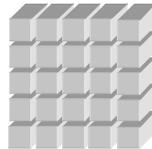


Figura 3.34. Esquema de un array cuadrado

El array circular permite realizar la focalización esférica adaptando el foco para cada profundidad. Es el más sencillo, pero exige el desplazamiento mecánico del transductor. El array sectorial permite también obtener imágenes 3D aun manteniendo un número de elementos reducidos.

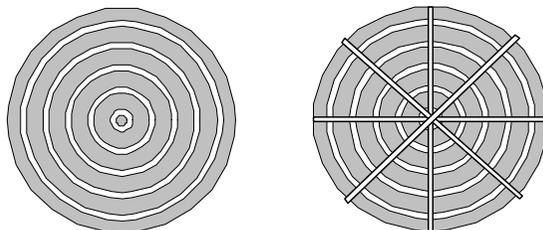


Figura 3.35. Esquema de array circular (izquierda) y circular sectorial (derecha)

En la Fig. 3.36 se muestra el resultado de la simulación del campo acústico de un transductor mono elemento y el producido por un array sectorial lineal. Esta última muestra el resultado del enfoque a un punto por arriba del eje axial.

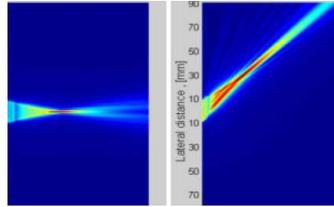


Figura 3.36. Campo acústico de un transductor monoelemento (izquierda) y el producido por un array lineal (derecha)

Si bien el array permite la deflexión y focalización del haz en un punto determinado, se debe “pagar” el precio de la complejidad de la electrónica. Al sólo efecto de tomar una idea de la misma, para el array circular sectorial de la Fig. 3.35, se tienen 5 aros separados por 8 sectores, entonces es como si se tuvieran 40 transductores. A dos conexiones (activo y masa) por transductor, son necesarios 80 conductores. Por otro lado, la electrónica básica necesaria sólo para la emisión y recepción, deberá contar con 40 excitadores y 40 amplificadores y conversores ADC (conversor analógico digital). El tema de array se profundizará en el capítulo IX.

3.10. Características constructivas y variantes de Transductores Piezoeléctricos

Hasta el momento, nos hemos concentrado en los aspectos físicos de los transductores piezoeléctricos. A continuación describiremos los aspectos referidos a la construcción y utilización de los mismos para aplicaciones en el aire, en END y medicina. También veremos la información técnica que ofrecen los diferentes fabricantes. Por los aspectos constructivos, los transductores piezoeléctricos se dividen en principio, en aquellos que se usan en el aire y en medios gaseosos y los que se emplean en medios fluidicos y materiales. A su vez, dependiendo de la aplicación pueden estar formado por una o dos cerámicas, tal como se describe a continuación.

1-Transductores para aire y medios gaseosos

- *Emisor y receptor en encapsulados diferentes.* Se trata de transductores independientes que están preparados para emitir o recibir. La frecuencia de trabajo está comprendida entre 40 kHz y 320 kHz. El esquema constructivo se muestra en la Fig. 3.37. A la izquierda, el montaje para 40 kHz [13] y a la derecha para 220 kHz [14]. Estos transductores vienen en dos versiones, una común, la más usada y otra para operar en ambientes con alto contenido de humedad o que pueden soportar agua.
- *Emisor receptor en el mismo encapsulado* La diferencia con los anteriores es que la cerámica está preparada tanto para emitir como para recibir. Para frecuencias de 40 kHz, presentan una constante de amortiguamiento menor que se traduce en una zona ciega mayor (ver capítulo IV).

En la Fig. 3.37 se muestran los detalles constructivos de los transductores para 40 kHz y 220 kHz.

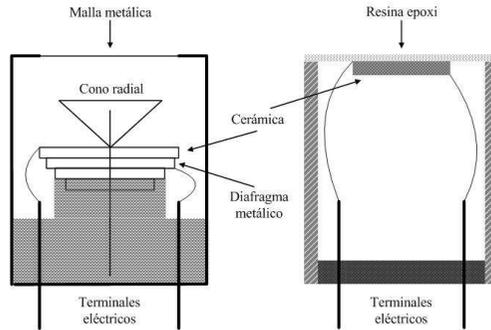


Figura 3.37. Detalles constructivos. Para 40 kHz (izquierda), 220 kHz (derecha)

En la Fig. 3.38 se observan encapsulados de transductores comerciales para 40 kHz en sus versiones emisor-receptor y sólo emisor [13]. La Fig. 3.39 muestra de la misma firma la versión resistente al agua (water proff).

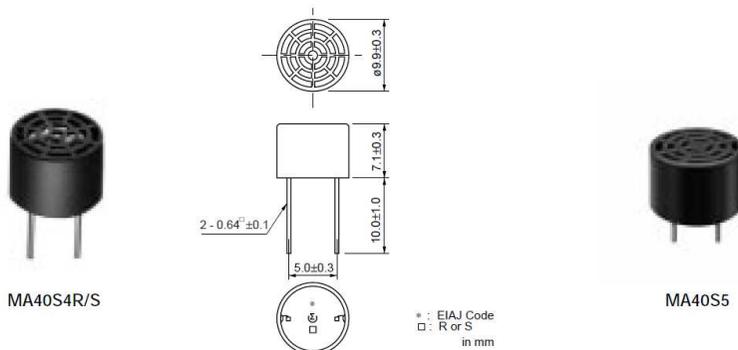


Figura 3.38. Transductores comerciales para 40 kHz. Emisor receptor compartiendo la misma cerámica (MA40S4R/S), sólo emisor (MA40S5)

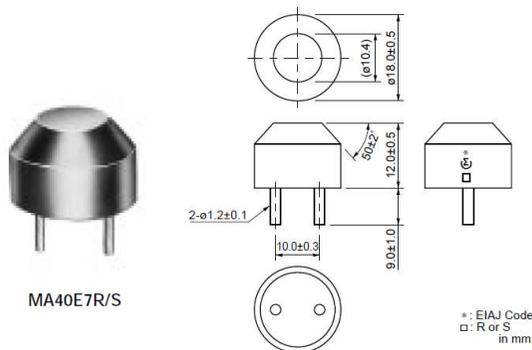


Figura 3.39. Transductor comercial emisor-receptor para 40 kHz resistente al agua

Otro fabricante importante de transductores para operar en el aire es la Firma Massa [14]. En la Fig. 3.40 se observa el modelo 5000-220 emisor-receptor en el mismo encapsulado con frecuencia de trabajo de 220 kHz.

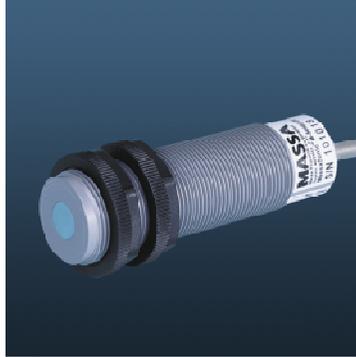


Figura 3.40. Transductor para 220 kHz. Emisor receptor compartiendo la misma cerámica

Otra información importante que da el fabricante está relacionada con las características de directividad y respuesta en frecuencia. La Fig. 3.41 muestra el diagrama de directividad de los transductores Murata MA40B8R y MA40S4S. El primero, presenta importantes lóbulos laterales, que deben tenerse en cuenta a la hora de la aplicación. Las características de respuesta en frecuencia se indican en la Fig. 3.42.

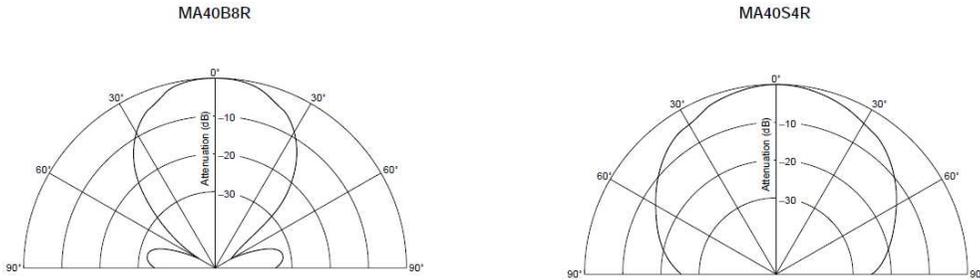


Figura 3.41. Diagramas de directividad

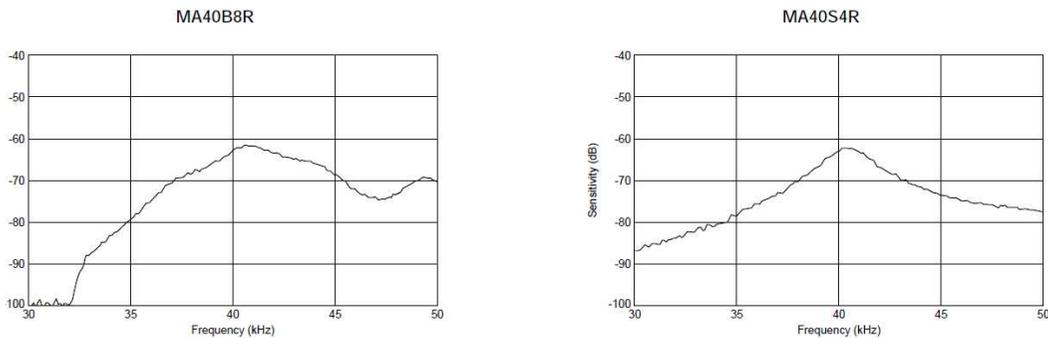


Figura 3.42. Respuesta en frecuencia

2 – Transductores de uso en END y Medicina

Estos transductores están diseñados para cubrir el rango de frecuencias comprendidas entre 20 kHz y 20 MHz. La gama de frecuencias entre 20 kHz y 500 kHz comprende aplicaciones de inspección en áreas tales como construcciones civiles (hormigón armado) e industria de la madera. La gama de frecuencias a partir de los 500 kHz en adelante corresponde a inspecciones en general y al área de la medicina [15]. Para estas aplicaciones se tienen las siguientes variantes:

- *Emisor receptor en el mismo encapsulado y compartiendo la misma cerámica.* Se trata de transductores construidos como se indica en la Fig. 3.43. La cerámica se encuentra ubicada entre la capa protectora o lente (cuando corresponda) y el amortiguador o backing. Este material cumple con dos funciones: la primera, atenuar la presión acústica en sentido contrario a la dirección axial. La segunda, enviar la presión acústica reflejada remanente, con la fase adecuada para que se produzca una interferencia constructiva con la que viaja en la dirección axial. El adaptador, en general, consiste en un inductor necesario para mejorar la amortiguación de la cerámica y también para la adaptación de impedancias. Este tipo de transductor puede ser empleado tanto para inspecciones de contacto o de inmersión. En este caso el cuerpo metálico del transductor está eléctricamente aislado.

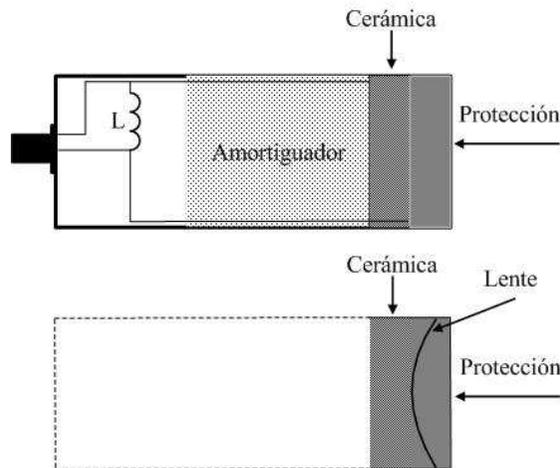


Figura 3.43. Esquema constructivo de un transductor emisor-receptor en el mismo encapsulado compartiendo la misma cerámica. Vista superior no focalizado. Inferior focalizado.

De acuerdo a la aplicación se tienen dos posibilidades, incidencia normal o incidencia oblicua. Para incidencia normal es lo arriba visto. Para incidencia oblicua el transductor es construido como lo indica la Fig. 3.44. Como se observa, la única diferencia con el caso anterior es la inclinación de la cerámica respecto de la superficie a inspeccionar. Esta, que depende de la aplicación está normalizada a ángulos de 30°, 45°, 60°, 70° [16] (ver Fig. 3.45).

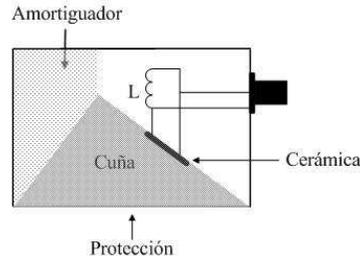


Figura 3.44. Esquema constructivo de un transductor para incidencia oblicua



Figura 3.45. Ejemplo de un transductor comercial para incidencia oblicua

- *Emisor receptor en el mismo encapsulado, una cerámica para emitir y otra para recibir.* Se emplean en END para ensayos donde es necesario eliminar la indeterminación que provoca la zona ciega, en palpadores mono cristal y en medicina en Doppler continuo (ver capítulo X). En la Fig. 3.46 se muestra el esquema constructivo de este tipo de transductores. Se los suele denominar con el nombre de transductores de doble cristal.

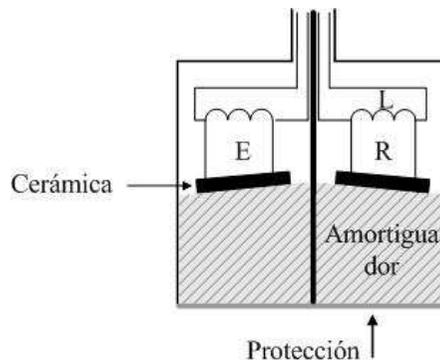


Figura 3.46. Esquema constructivo de un transductor de doble cristal

3.10.1. Características temporales y frecuenciales

Los fabricantes de transductores ponen a disposición del usuario las características tanto en el dominio del tiempo como en el dominio frecuencial [17]. En la Fig. 3.47 se muestra

un ejemplo de la información en el dominio del tiempo donde se observan las características de amplitud de dos respuestas temporales del mismo transductor, bajo condiciones de gran amortiguamiento o amortiguamiento natural, registros superior e inferior, respectivamente.

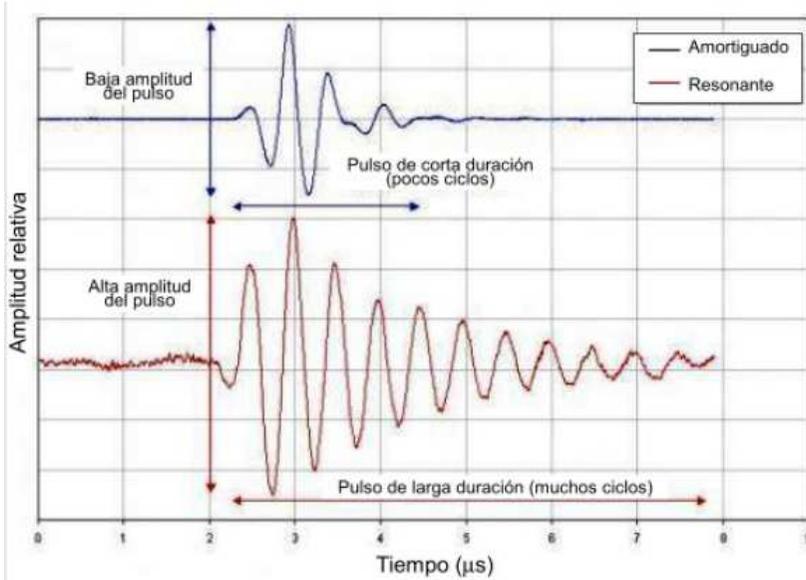


Figura 3.47. Dominio temporal. Superior, amortiguado. Inferior, resonante

Para el mismo transductor y para las mismas condiciones de excitación, en la Fig. 3.48 se puede observar las características frecuenciales, es decir, el módulo de la transformada de Fourier. El ancho de banda se determina para el punto de -6 dB.

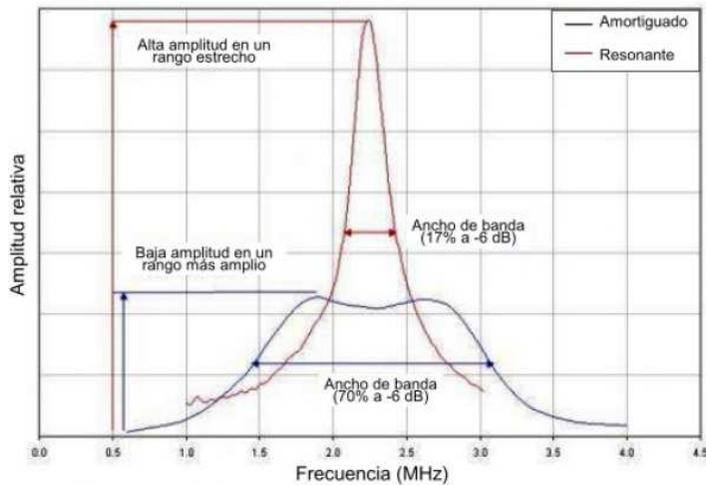


Figura 3.48. Dominio frecuencial. Respuesta angosta, resonante. Respuesta plana, amortiguado

3.10.2. Sonogramas

En el apartado 3.6 vimos los problemas que originan las interferencias de ondas que tienen lugar en el campo cercano del haz de ultrasonido, haciendo muy dificultosa la detección de cualquier tipo de anomalía que presente el medio bajo estudio. Pasada esta zona inicial aparecen otras limitaciones en los alcances de las determinaciones de pequeños espesores o fallas próximas a la superficie, debidas al pulso de emisión y a los ecos de dispersión, como se muestra en la Fig. 3.49 denominada zona I. Además, y como ya vimos, es la divergencia del haz y la atenuación las que, a mayores distancias provocan otras limitaciones, zona III. La mayor detectabilidad de los defectos tiene lugar en la zona II.

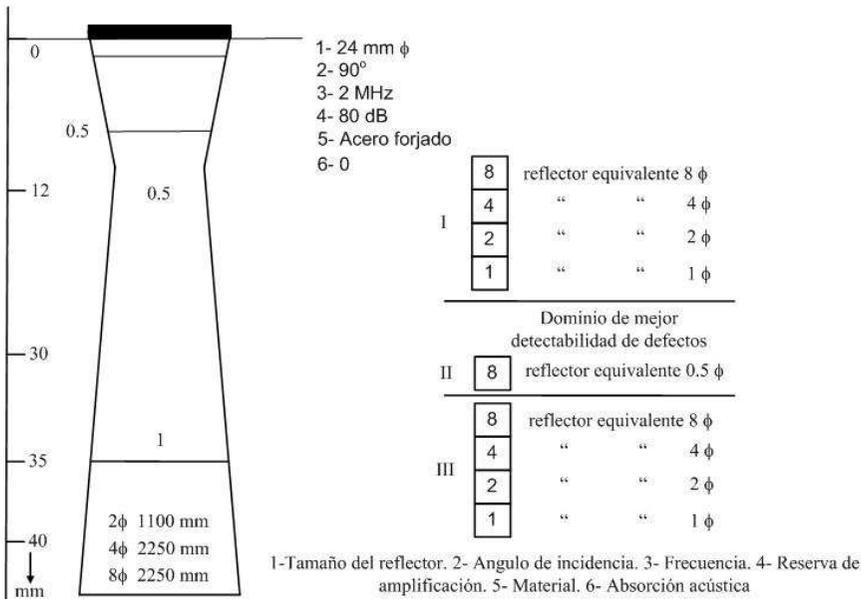


Figura 3.49. Ejemplo de Sonograma

Son los campos de sonido o sonogramas [18] de los transductores los que fijan los límites de uso con referencia a los diámetros de los reflectores equivalentes. En la Fig. 3.49 se muestra como el fabricante del palpador indica los alcances de los mismos. Por supuesto, el sonograma está referido a la respuesta del palpador en un medio determinado por ejemplo, acero.

3.11. Otros tipos de Transductores Piezoeléctricos

3.11.1 Membranas PVDF

PVDF son las siglas de polyvinylidenedifluoride. Se trata de un material basado en polímeros con propiedades piezoeléctricas muy interesantes, debido fundamentalmente a su flexibilidad y al hecho de que su impedancia acústica es mucho más baja que el de las cerámicas piezoeléctricas. Presentan bajo acoplamiento electromecánico y constantes dieléctricas muy bajas que disminuyen con el aumento de la frecuencia. Se fabrican y comercializan en espesores que, de acuerdo a la aplicación, están comprendidos entre 9 μ m

y 400 μm . Se están usando para realizar sensores de referencia, hidrófonos, generadores de banda ancha y transductores para aire, tal como se detalla a continuación [19,20,21].

- **Sensores de referencia:** Se aprovecha la propiedad de que el coeficiente de transmisión es muy alto permitiendo que la energía acústica se transmita a través de la membrana (en cualquier sentido axial) como si ésta no estuviera. Por otra parte en el momento que una onda acústica la atraviesa, se produce una diferencia de potencial entre ambas. El mayor inconveniente que presenta es que, no pueden soldarse terminales para conexión eléctrica. Esto se resuelve montando la membrana sobre discos de bronce y soldando sobre éstos los terminales, como se indica en la Fig.3.50. Se los utiliza en el diseño y construcción de medidores de densidad de líquido (Fig. 3.51), tales como petróleo, aceites industriales, resinas, etc. [22,24,25,26]. También se emplean en medidores de viscosidad de líquidos en movimiento [27].



Figura 3.50. Membrana PVDF

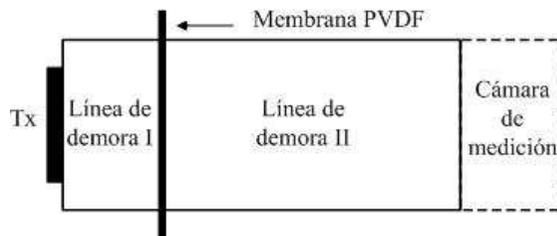


Figura 3.51. Medición de densidad y viscosidad de líquidos

- **Hidrófonos:** Por hidrófono se entiende un "micrófono" acústico puntual de tamaño muy reducido altamente direccional que se emplea para obtener el lóbulo de radiación de un emisor de ultrasonido sumergido. El hidrófono está montado en el extremo de una vaina en forma de tubo que permite el montaje y dentro de la misma pasan los conductores que van al sistema de amplificación (Fig. 3.52) sobre un sistema de movimiento x-y-z. En esta aplicación normalmente se emplean membranas de 9 μm de espesor y 400 μm de diámetro. La membrana está unida a un soporte de acero inoxidable, y la conexión a tierra se realiza a través de un electrodo Cr/Au evaporado. Tomando como referencia una membrana PVDF de 9 μm de espesor, el ancho de banda se encuentra en el orden de 140 MHz que lo hace atractivo pues va mucho más allá del límite de frecuencia de los transductores piezoeléctricos normales.

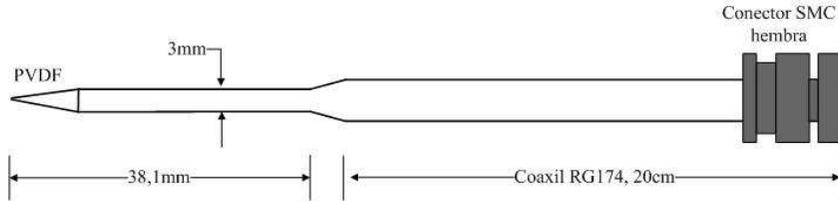


Figura 3.52. Hidrófono con PVDF

- *Generadores de banda ancha:* Muchas veces es necesario transmitir a través de una amplia gama de frecuencias en lugar de sólo recibir como es en el caso del hidrófono. Una vez más se destacan las propiedades únicas de las membranas PVDF y de sus copolímeros que presentan buena adaptación de impedancia de la membrana al agua. Se utilizan como generadores de banda ancha orientados a la calibración de hidrófonos, entre otras aplicaciones. En la Fig. 3.53 se muestra el esquema de un generador de banda ancha basado en membranas PVDF. También se las utiliza en la caracterización de micro burbujas, en el área del ultrasonido en medicina, así como para la determinación de la distribución de tamaño de partícula y concentraciones en suspensiones líquidas.

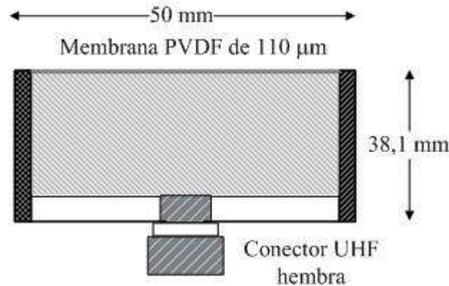


Figura 3.53. Generador de banda ancha PVDF

- *Transductores para aire:* Las membranas PVDF presentan la propiedad de variar su respuesta ante una deformación mecánica, sobre todo, el estiramiento. Esta propiedad del material se puede utilizar cuando se intenta hacer transductores eficientes para su uso en el aire, donde una onda plana presenta una impedancia acústica de aproximadamente 0,0004 MRayls en comparación con 1,5 MRayls en agua, 4 MRayls para PVDF y aproximadamente 35 MRayls en una cerámica PZT. Una aplicación simple es tomar una hoja de PVDF con una serie de agujeros y ubicarla sobre una placa de metal. Al aplicar presión o vacío en un lado de la placa, se tiene el efecto similar a un diafragma. Un esquema de la sección transversal de un dispositivo de este tipo se muestra en la Fig. 3.54.

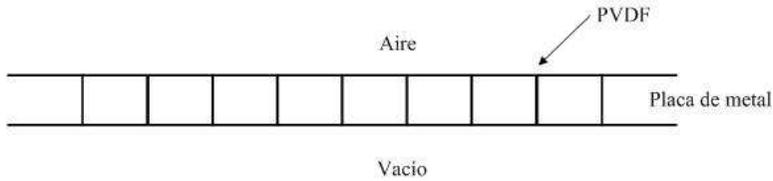


Figura 3.54. Esquema transductor para aire

- *Lentes de gran apertura:* Hay casos de inspección de superficies curvas y esféricas donde para realizar la inspección se hace un barrido manual desplazando el palpador a lo largo de la superficie a inspeccionar (Fig. 3.55a). Para aumentar la calidad de la inspección, también se utilizan palpadores formados por un conjunto de cerámicas dispuestas una a continuación de la otra (Fig. 3.55b). En ambos casos se produce divergencia de las ondas. Para mejorar la calidad de la inspección, se usan palpadores con membranas PVDF sobre una superficie curva, emulando a una lente convergente (Fig. 3.55c) [27]. En este caso el material amortiguador es una combinación de tungsteno y resina epoxi.

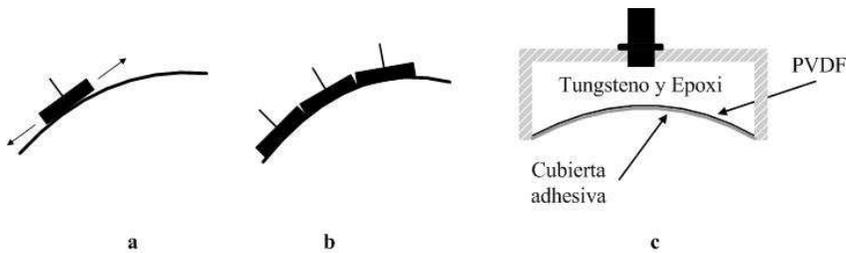


Figura 3.55. Lentes de gran apertura

3.12. Resumen del capítulo

Los transductores son el componente primario de un sistema de ultrasonido independientemente de la aplicación. De acuerdo a su naturaleza física, se tienen los electromecánicos, los electrostáticos también llamados capacitivos y los basados en cerámicas piezoeléctricas. Estos últimos, por su flexibilidad, dimensiones, respuesta en frecuencia y capacidad de potencia se han impuesto a lo largo del tiempo a prácticamente todas las aplicaciones, tanto en el área industrial como en la medicina. Se los puede modelar desde el punto de vista mecánico, eléctrico y/o acústico. Desde el punto de vista mecánico, básicamente se trata de un sistema amortiguado de 2do orden formado por una masa, un componente viscoso y uno resistivo. Desde el punto de vista eléctrico como un circuito RLC serie, en paralelo con un capacitor, presentando en función de la frecuencia una impedancia mínima (serie) y una máxima (paralelo).

Debido a los efectos de difracción e interferencia entre las ondas planas que genera la cerámica y a los efectos de borde como consecuencia de un tamaño finito del transductor, el campo acústico producido por éste, no es uniforme en su cercanía. Como consecuencia el campo de presiones tampoco lo es, quedando dos sectores perfectamente definidos: el

campo cercano y el campo lejano. El primero, con características oscilantes con forma de cono truncado que va disminuyendo a medida que la onda resultante se aleja de la cerámica. El segundo, evoluciona en forma opuesta y la presión se va tornando estable. El punto que separa a los dos tiene características de foco y se emplea para definir el campo cercano y el lejano del transductor, dependiendo del diámetro de la cerámica y de la longitud de onda del medio por donde se propaga el ultrasonido. Otras consecuencias debidas a la difracción, son los denominados lóbulos secundarios o laterales que a diferencia del lóbulo principal, presentan menor amplitud y se encuentran ubicados a los costados del principal.

Hay dos parámetros que se emplean para caracterizar la capacidad de discriminar reflectores que se encuentran alineados con el eje del transductor y perpendicular a éste: resolución axial y resolución lateral. La primera, es la capacidad para discriminar dos reflectores próximos ubicados sobre el eje del transductor cuando se trabaja con excitación pulsada y depende del Q del transductor. La segunda, es la capacidad para detectar a dos reflectores próximos en el sentido lateral, es decir, perpendicular al eje axial y viene definida por el ancho del frente acústico del transductor. Con los transductores focalizados se puede lograr en un punto determinado mayor concentración de energía (similar a una lente óptica). En este caso el ancho de la zona focal se reduce, obteniendo mayor sensibilidad. Cuando se trabaja en el aire o en medios gaseosos, es posible disminuir la presencia de los lóbulos laterales, usando transformadores acústicos basados en líneas acústicas exponenciales.

En líneas generales, los transductores basados en cerámicas piezoeléctricas se los puede dividir de acuerdo a la aplicación en tres categorías: aire, END-medicina y potencia. Los primeros se disponen en dos formatos, emisor-receptor compartiendo el mismo encapsulado o separados y, de acuerdo al modelo, operan a frecuencias de 40, 50, 95, 150, 220, y 320 kHz. Para aplicaciones END-medicina pueden ser de emisor-receptor en el mismo encapsulado, emisor-receptor en el mismo encapsulado y compartiendo la misma cerámica. En el caso de END se tienen las mismas variantes citadas pero además, para incidencia angular, cubriendo un rango que va desde 40° a 75° dependiendo de la aplicación. Pueden estar focalizados o no. La focalización se obtiene mediante una cuña o un lente convergente, ambas realizadas con resina epoxi en la zona de protección del transductor. El rango de frecuencias está comprendido en una amplia ventana que va desde los 40 kHz (inspecciones en hormigón y madera, entre otros) a los 20 MHz. Como variantes de lo anterior, los transductores basados en membranas PVDF se han impuesto para algunas aplicaciones como hidrófonos, fuentes patrones de ultrasonido y en el desarrollo de celdas de medición de densidad y viscosidad de líquidos en el área industrial. En este caso, el rango de frecuencias supera los 100 MHz.

Los arreglos ultrasónicos denominados arrays, que están formados por un conjunto de transductores que permiten simular lentes acústicas para modificar a voluntad la dirección y forma del haz, permitiendo variar el foco a voluntad y realizar barridos automáticamente. Se utilizan en aplicaciones de diagnóstico médico (ecografía) y en aplicaciones específicas en el área industrial.

En el capítulo VIII se darán los criterios para la elección del transductor y/o palpador en función de la aplicación específica tomando como referencia las características técnicas del fabricante. En el caso de transductores para potencia, la filosofía de diseño y construcción es muy diferente a la vista, razón por la cual, será tratada especialmente en el capítulo XI.

3. 13. Problemas propuestos

3.13.1- Grafique la Ecu. (3.12) para $f_0 = 100$ kHz y, para los siguientes coeficientes de amortiguación: a- $\alpha = 0.01$, b- $\alpha = 0.1$, c- $\alpha = 0.6$. Obtenga conclusiones.

3.13.2. Determinar C_1 y L del modelo eléctrico de un transductor que trabaja a $f_0 = 40$ kHz. Partir de: $C_0 = 2$ nF, $R = 600 \Omega$ y $Q = 20$.

3.13.3. Obtener y graficar el módulo de la impedancia para el problema anterior.

3.13.4 Se tiene un transductor piezoeléctrico con las siguientes características eléctricas: frecuencia central 220 kHz, ancho de banda en transmisión 25 kHz, capacidad serie (C_1): 67 pF, capacidad paralelo (C_0) 1 nF. Determinar:

- 1- Q del transductor
- 2- Frecuencia de resonancia serie
- 3- Frecuencia de resonancia paralelo

3.13.5. Repetir el problema anterior para:

Frecuencia central: 4 kHz, ancho de banda en transmisión: 500 Hz, R : 1 k Ω , capacidad serie: 82 pF, capacidad paralelo: 2 nF. Determinar:

- a- Resistencia del modelo eléctrico.
- b- Inductancia del modelo eléctrico.

3.13.6. Encontrar la transición campo cercano-campo lejano y el ángulo de divergencia para cada uno de los transductores no enfocados listados a continuación.

(a)- $D = 1$ cm, $f_0 = 1$ MHz, $\lambda = 1.5$ mm.

(b)- $D = 3$ cm, $f_0 = 1$ MHz, $\lambda = 1.5$ mm.

(a)- $D = 1$ cm, $f_0 = 2.25$ MHz, $\lambda = 6$ mm.

3.13.7. Dibujar el patrón de intensidad (Fig. 3.21) sobre un plano a 50 cm a ambos lados del eje axial de un transductor circular sin enfoque, que opera a 2 MHz y tiene un $D = 2.54$ cm. Encontrar la posición angular del primer cero del patrón de radiación (Ecu. (3.47)).

3.13.8. Encontrar RA y RL a una distancia de 6 cm, para un transductor no enfocado con $D = 1.5$ cm, $Q = 10$, $f = 3$ MHz.

3.13.9. Para una aplicación específica se desea obtener una imagen con resolución aproximada de 2 mm. La distancia desde el transductor hasta el lugar donde se tomará la imagen es de 7 cm y la frecuencia de trabajo de 2.25 MHz.

1- Determinar el máximo Q permitido para cumplir con los requerimientos de la resolución.

2- Determinar el mínimo diámetro de la lente para cumplir con los requerimientos de resolución asumiendo el valor del enfoque.

3.13.10. Encontrar la resolución axial y la lateral teórica a una distancia de 6 cm de un palpador circular que opera a 3 MHz no focalizado, con diámetro de 1,5 cm y Q de 10.

3.13.11. ¿Qué diámetro debería tener un palpador circular no focalizado que trabaja a 1,5 MHz para que produzca a una distancia de 10 cm un foco de 1 mm?

3.13.12. Se dispone de un palpador que opera a una frecuencia de 2.25 MHz con un Q de 9, un diámetro de 2 cm, la longitud focal del lente es de 3,5 cm y la longitud de onda en el medio es de 0.076 cm. Determinar la resolución axial, lateral y la profundidad del foco.

3.13.13. ¿Cuál es la utilidad de un sonograma? ¿En qué área se utiliza?

3.13.14. Desde el punto de vista electrónico, dibujar un circuito que reemplace en la Fig. 3.21 la llave L.

3.13.15. ¿Qué relación C_m/C_l se debe cumplir en la Ecu. (3.62) para que sea posible enfocar la lente?

3.13.16. Usando la expresión (3.62) calcular el punto de enfoque para una lente con un radio de curvatura de 20 mm construida en perspex ($C = 2700$ m/s) para trabajar en agua. Repetir el cálculo para un medio de aceite de oliva ($C = 1430$ m/s).

3.13.17. Repetir el problema anterior para un radio de curvatura de 40 mm. Obtener conclusiones.

3.13.18. En ecocardiografía es deseable que la imagen de las valvas de la válvula mitral tenga una resolución de aproximadamente 2 mm. La distancia de la pared del tórax a la válvula es de unos 7 cm. Para evitar la atenuación excesiva, se utiliza una frecuencia de 2,25 MHz.

a- Determinar el Q máximo permitido para el transductor que dará a la resolución requerida.

b- Determinar el diámetro mínimo de la lente (y por lo tanto el transductor) que dará la resolución requerida, asumiendo que se enfoca centrándose en la válvula.

3.13.19. Usando la ley de Snell y la trayectoria de los rayos, muestre que la longitud focal de una lente plano-convexa está descrita por la Ecu. (3.62). Considerar que el rayo entra paralelo al eje y para encontrar la distancia dónde se cruza el eje, suponer que el ángulo es pequeño.

3.13.20. Amplíe el alcance del código de simulación de la Fig. 3.20 para que muestre también el diagrama polar (Fig. 3.19).

3.13.21. Calcular el campo cercano de un palpador cuya cerámica tiene un diámetro de 25 mm para los siguientes medios: a) agua, b) aluminio, c) músculo estriado (ver Tabla 2.2). Determinar para los casos anteriores el ángulo de divergencia γ_0 .

3.13.22. Repetir el problema anterior para un palpador de 10 mm de diámetro.

3.13.23. Determinar el Q Para un transductor que trabaja en 40 kHz y presenta un ancho de banda de 2 kHz.

3.13.24. Para un palpador de 12 mm de diámetro que trabaja a 5 MHz, verificar si los datos son correctos. D_0 es el diámetro de que presenta el haz al finalizar el campo cercano.

Medio	λ [mm]	N [mm]	γ_0 [grados]	D_0 [mm]
Acero	1,1	32,6	6,32	7,24
Acrílico	0,546	65,93	3,12	7,23
Aluminio	1,25	28,8	7,15	7,23
Bronce	0,938	38,37	5,73	7,21
Teflón	0,25	133	1,54	7,19
Vidrio	0,598	60,2	3,42	7,2

3.13.26. Se dispone de un palpador que opera a una frecuencia de 5 MHz con un Q de 10, un diámetro de 1.1 cm, la longitud focal del lente es de 4 cm y la longitud de onda en el medio es de 0.025 cm. Determinar la resolución axial, lateral y la profundidad del foco.

3.13.27. A qué distancia de un medio a inspeccionar debe colocarse el palpador de 20 mm de diámetro para que el haz quede fuera del campo cercano. Se dispone de los siguientes datos: frecuencia de trabajo 2,5 MHz, medio acuoso.

3.14. Referencias

[1]- Sears, F. W. Fundamentos de Física. Aguilar, Madrid, 2000.

[2]- Kinsler, L. E. “Fundamentos de Acústica”. Editorial Limusa, 1980.

[3]- OLYMPUS. <http://www.olympus-ims.com/vi/ultrasonic-transducers/emaf/>

[4]- Fiedeldij, J. F. Piezoelectric Ceramics. Application book. Publication Departmen, Electronic Components and Materials Division, Philips, 1974.

[5]- Pueyo, H., Marco, C. “Análisis de Modelos Circuitalos”. Arbó Editores, 1982.

- [6]- Veca, A., Reale, R. Determinación de los parámetros eléctricos de sensor de ultrasonido MA40SR. Informe Técnico INAUT SE-0194. Instituto de Automática, - Facultad de Ingeniería, UNSJ, 1994.
- [7]- Kino, G. Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing. Prentice-Hall, Inc, a Division of Simon & Schuster Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 2000.
- [8]- Krautkrämer, J., Krautkrämer, H. “Ultrasonic Testing of Material”. 4th editions. Springer-Verlag, 1990.
- [9]- Métodos de Ensayos No Destructivos, Tomo I. INTA, España, 2003.
- [10]- Christensen, D. A. Ultrasonic Bioinstrumentation. Jhon Wiley & Sons, 1988.
- [11]- Bastos Filho, T. Seguimiento y análisis de entornos de soldadura por arco automatizada mediante ultrasonidos. Tesis Doctoral, Universidad Complutense de Madrid, España 1994.
- [12]- Miyara, F. Introducción a la Electroacústica.
www.fceia.unr.edu.ar/acustica/audio/electroac.pdf
- [13]- Murata Manufacturing Co, Ltd, Japan. <http://www.murata.com/products/>
- [14]- Massa Products Corporation. <http://www.massa.com>.
- [15]- Quinteros, A., Rodríguez, S. Rodolfo, E. Variación de las características de los palpadores y su Aplicación Médica. Trabajo Final del curso: Principios de Ultrasonido y Fundamentos de Ecografía, Comisión de Bioingeniería-Rama Estudiantil del IEEE, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan, agosto 2001.
- [16]-.Olympus. Ultrasonic Transducers for Nondestructive Testing.
pana@olympusNDT.com
- [17]- Gonzalez Arias, A, Gonzalez Arias, C. Laboratorio de Ensayos Industriales, Ultrasonido. Ediciones Litenia, 1987.
- [18]- Lum. P, et al. High-Frequency Membrane Hydrophone. (July 1996).IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 43, No. 4, 536-444.

- [19]- Selfridge, A. R. and Gehlbach (October 1985) KLM Transducer Model Implementation Using Transfer Matrices, Proceedings of the Ultrasonic Symposium, San Francisco.
- [20]- Alba, F. U.S. Patent #5,121,629 (June 16, 1992) Method and Apparatus for Determining Partial Size Distribution and Concentration in a Suspension Using Ultrasonics.
- [21]- Buiochi F., Adamowski, J. Estudo do Comportamento da Viscosidade de resina por Ultra-Som. VII ENCIT, Rio de Janeiro, RJ BRAZIL, pp 1141 1145, Nobembro 1998.
- [22]- Adamowski, J. Ultrasonic Measurement of Density of Liquids Flowing in Tubes. IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol 45, No. 7, January, 1998.
- [23]- Adamowski, J. Ultrasonic measurement of density of liquids. J. Acoustical Soc. Am, Vol 97, pp 354-361, January, 1995.
- [24]- Adamowski, J. Medidor de densidade de liquidos por ultra-som. XII Congresso Brasileiro de Engenharia Mecanica, Brasilia, Brasil, pp 257-260, Dezembro, 1993.
Puttmer, A., Hauptmann, New, P. B. Ultrasonic Density Sensor for Liquids. IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol 47, No. 1, January, 2000.
- [25]- Puttmer, A., Hauptmann, P., New, B. 'Ultrasonic Density Sensor for Liquids'. IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol 47, No. 1, January, 2000.
- [26]- Petrella, L., Videla, D. Medición de la Viscosidad Dinámica de Sangre por Interferometría Ultrasónica. Trabajo Final de graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan, 2002.
- [27]-Xiang, D., Hsu, N. N., Blessing, G. V. The design, construction and application of a large aperture lens-less in-focus PVDF transducer. Ultrasonic 34 (1996) 641-647.

Capítulo IV

Métodos de Emisión y Recepción

SUMARIO
4.1. Introducción
4.2. Clasificación
4.3. Medición de tiempo de transito.
4.4. Métodos para la medición de tiempo de transito
4.5. Medición con el método de Transparencia
4.6. Resumen del capítulo
4.7. Preguntas y problemas propuestos
4.8. Referencias

4.1. Introducción

En el capítulo II estudiamos los fundamentos teóricos de la propagación de las ondas acústicas en diferentes medios y condiciones, definiendo parámetros fundamentales del medio. Posteriormente, en el capítulo III nos introducimos al accionar de los transductores de ultrasonido haciendo hincapié en los basados en cerámicas piezoeléctricas. También estudiamos los parámetros más importantes de éstos últimos. En este capítulo, presentaremos y discutiremos los métodos básicos de medición con ultrasonidos de baja, media y alta frecuencia y sus alcances, en las áreas de la robótica y END, fundamentalmente en esta última ya que, históricamente fue el área donde aparecieron con el fin de resolver la problemática de inspecciones en materiales y estructuras. Posteriormente, nos centraremos en la técnica de pulso-eco que es la única que permite medición de distancia, determinar la existencia o no de un defecto y además, es la base de la ecografía médica. La técnica pulso-eco se basa en la determinación del denominado tiempo de tránsito. Para ello hay un sinnúmero de maneras de obtenerlo, presentando cada una ventajas y desventajas. por lo que se hará un análisis de las más usadas en la práctica diaria y en la bibliografía. También se darán ideas de cómo implementar la medición. Se abordarán los problemas de la técnica haciendo hincapié en el ruido y en la limitación de la mínima distancia a medir y los problemas que ello conlleva. Este capítulo es el punto de partida para abordar las técnicas de medición que se detallarán en los capítulos VI y VII.

4.2. Clasificación

Los sistemas de ultrasonidos orientados a la inspección de materiales y medios se clasifican en tres grandes grupos según la técnica empleada para la emisión, y recepción:

1. Resonancia.
2. Transparencia o de sombra.
3. Pulso-Eco.

Estos métodos se caracterizan a su vez por la magnitud de medida:

- Frecuencia de resonancia.
- Intensidad acústica.
- Tiempo de tránsito.

Los métodos de resonancia y de Pulso-Eco operan por reflexión y los de transparencia o de sombra, lo hacen bien por transmisión, reflexión, conducción o proyección de la imagen.

4.2.1. Método de resonancia

Este método se basa en la medida de la frecuencia de resonancia por reflexión (concepto físico de ondas estacionarias) y se emplea para medir el espesor de materiales de superficies paralelas. Si se excita una muestra de superficies paralelas de determinado espesor l , con un generador senoidal de ultrasonidos de frecuencia variable, las correspondientes oscilaciones cuya semi-longitud de onda sea un múltiplo del espesor de la muestra, se reforzarán por superponerse en fase, debilitándose aquellas que no cumplen la condición citada, dando lugar a un fenómeno de resonancia, esto es, ondas estacionarias. En consecuencia, las oscilaciones características se podrán definir por el número de semi-longitudes de onda contenidas en el espesor de la muestra. La Fig. 4.1 muestra el esquema de lo citado para tres frecuencias diferentes, donde E y R significan emisor y receptor respectivamente. Observamos que se trata del mismo concepto usado hace décadas, en comunicaciones con las figuras de Lisajaus [1], cuando se deseaba conocer la frecuencia de un generador en función de otro de frecuencia conocida o patrón. A medida que disminuye el espesor de la muestra bajo estudio, será necesario aumentar la frecuencia de excitación del ultrasonido para tener precisión. Supongamos que se lleva el generador de ultrasonidos a una frecuencia de una semi-longitud de onda por espesor (ver Fig. 4.1 centro). Posteriormente, se eleva la frecuencia a un valor tal que se obtienen n semi-longitudes de onda (Fig. 4.1 derecha). Como la frecuencia característica de orden n (f_n) de la muestra será n veces la frecuencia característica f_1 (primer armónico o fundamental) se tiene:

$$f_n = n \cdot f_1 \quad (4.1)$$

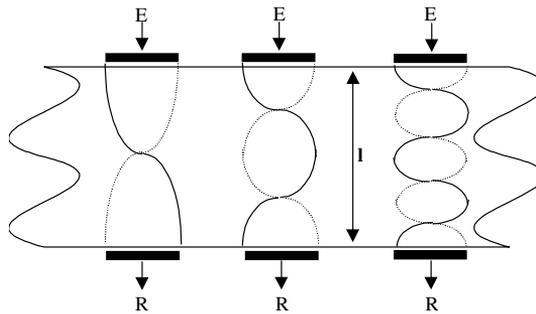


Figura 4.1. Método de resonancia

Si la resonancia ocurre para la frecuencia fundamental, $f_n = f_1$, entonces, el espesor de la muestra queda determinado por:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_1} \quad (4.2)$$

donde: c y λ representan la velocidad de propagación y la longitud de onda del ultrasonido en la muestra. En el caso que la resonancia ocurriera a una frecuencia n (f_n), el espesor de la muestra quedará determinado:

$$l = \frac{n\lambda}{2} = \frac{nc}{2 \cdot f_n} \quad (4.3)$$

En la práctica, el conocimiento de n puede ser complicado de obtener, pero si se parte de un estado de resonancia de orden n , se aumenta la frecuencia de trabajo para llegar a otro de orden $n+1$, esto es, f_{n+1} , se obtiene un incremento de frecuencia:

$$\Delta f = f_{n+1} - f_n = f_1 \quad (4.4)$$

por lo tanto:

$$l = \frac{c}{2 \cdot \Delta f} \quad (4.5)$$

Ejemplo 4.1

Determinar, usando el método de resonancia, el espesor de dos placas, una de aluminio y otra de perspex (acrílico), usando un transductor que trabaja en 1 MHz. Teniendo en cuenta que $c_{\text{aluminio}} = 6320$ m/s, $c_{\text{perspex}} = 2730$ m/s, aplicando la Ecu. (4.5), tiene:

$$l_{\text{aluminio}} = 3,1 \text{ mm}, l_{\text{perspex}} = 1,4 \text{ mm}$$

En la Fig. 4.2 se muestra el esquema típico para la implementación del método de resonancia. El amplificador es necesario para, por un lado, elevar el nivel de la señal a la salida del transductor y por otro, compensar la atenuación que introduce el material (ver capítulo VIII). El amplificador tiene un control de ganancia que puede ser ajustado por el operador del equipo. El oscilador también dispone de un ajuste manual de la frecuencia de oscilación para lograr que independiente del espesor y tipo de material, se logre un número entero de longitudes de onda. Con esta técnica pueden medirse espesores en el rango de 0,3 a 200 mm, en superficies paralelas exentas de óxido y libre de defectos ya que estos pueden afectar las condiciones de la inspección.

Por lo visto en el capítulo III, para diferentes frecuencias, deben emplearse distintos transductores lo que complica en gran medida el uso de esta técnica. El error cometido en la determinación puede llegar al 3%.

Cabe señalar que la norma ASTM E 113-67 denominada ensayo ultrasónico por el método de resonancia, fue eliminada de las técnicas de inspección en el año 1981, por lo que, sólo tiene carácter histórico.

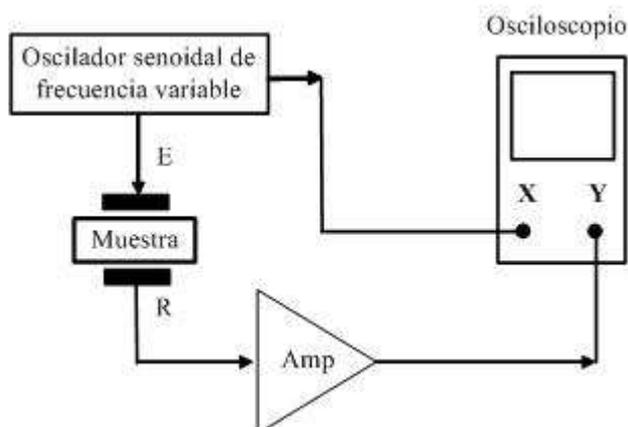


Figura 4.2. Esquema del equipo necesario para la medición de espesores con el método de resonancia.

4.2.2. Método de medida de la intensidad acústica

Es el método más antiguo de inspección por ultrasonido. También se lo denomina método por *transparencia* o método por *sombra*. Al igual que el método de resonancia, se insonifica la muestra con una excitación senoidal[†]. En la Fig. 4.3 se presenta el esquema de medición por este principio. La medida se realiza de la siguiente forma:

Los dos transductores, emisor y receptor se alinean coaxialmente en lados opuestos de la muestra en un lugar de la misma donde se sepa cabalmente que no existen heterogeneidades (posición 1 en la Fig. 4.3), ajustando la ganancia del amplificador (span) para obtener el 100% de la indicación en el voltímetro. A continuación, se explora la pieza (posición 2 en la Fig. 4.3), si existe alguna imperfección en la misma, ésta no permitirá el paso del ultrasonido (parcial o totalmente) dado que le hará sombra al transductor receptor, por ello, la indicación en el voltímetro disminuirá proporcionalmente a las características y morfología del obstáculo. En el caso de que la muestra no sea accesible por ambos lados se puede realizar la medición por reflexión, empleando la disposición de palpadores angulares como se indica en la Fig. 4.4. Esta técnica presenta el inconveniente de no proporcionar información acerca de la posición del defecto. Actualmente, los ensayos por transmisión se realizan con equipos que operan en pulso-eco, es decir, no se emplea excitación senoidal si no excitación pulsada [2,3]. Independientemente de la naturaleza de sistema de inspección (analógico o digital) disponen de una llave para independizar los transductores, uno para la emisión y otro para la recepción.

[†] Como se verá más adelante, la excitación puede ser también del tipo Pulso-Eco, tal como se la emplea actualmente en END.

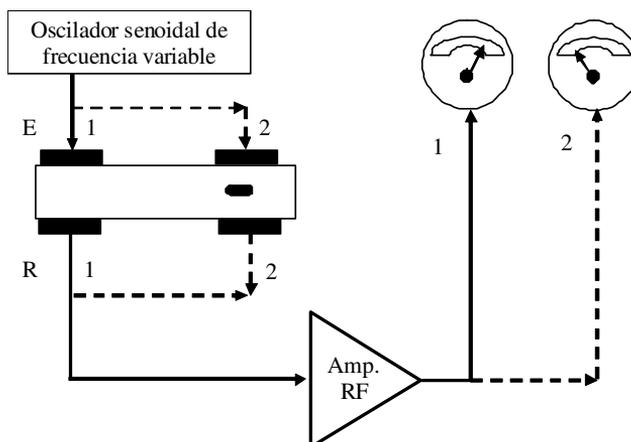


Figura 4.3. Esquema básico del equipo necesario para la determinación de heterogeneidad por el método de transparencia.

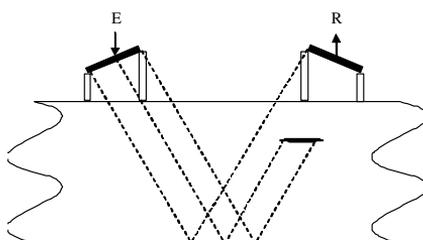


Figura 4.4. Método de transparencia por reflexión

Los ensayos por transmisión se utilizan en pocas ocasiones, sólo cuando la técnica de pulso-eco no es posible. Un ejemplo de ello cuando la atenuación del medio inspeccionado es muy elevada, tal como ocurre en los ensayos de componentes fabricados con estructuras de panel de abejas o tipo sándwich, extensamente usadas actualmente en la fabricación de estructuras aeronáuticas y espaciales. En estos casos se utiliza incidencia normal y el acoplamiento acústico se realiza por medio de un chorro de agua como se muestra en la Fig. 4.5. El autor interesado en el tema puede consultar las referencias [2,3,4,5] al final del capítulo. Como se desprende de lo visto, esta técnica no puede emplearse en el caso de la medicina, ya que, entre otras, sería imposible posicionar coaxialmente los dos transductores [6].

4.2.3. Método de Pulso-Eco

Dentro de esta categoría se encuadran aquellos métodos que están basados en el concepto del eco que un elemento reflector produce al ser iluminado con un haz de ultrasonido, es el principio del sonar.

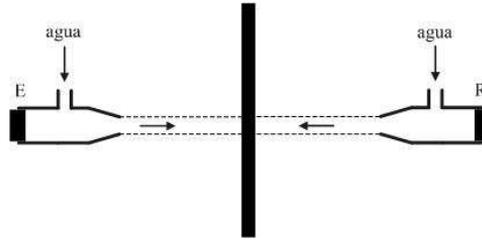


Figura 4.5. Ensayo por transparencia y acoplamiento con agua

En este caso, la excitación del transductor emisor se realiza mediante un generador de pulsos muy angostos (depende de la frecuencia de oscilación natural del transductor empleado) y de amplitud muy variable, en un rango que varía desde 5 a 700 Volts, aproximadamente. La recepción del eco se realiza por el mismo transductor emisor o por otro diseñado sólo como receptor. En la Fig. 4.6 se observa el concepto básico de esta metodología para ambos casos de montaje de transductores. El cómputo de la distancia al blanco en el caso de operar con transductores emisor-receptor en el mismo encapsulado (parte superior de la Fig. 4.6) está dada por [7]:

$$d = c \frac{t}{2} \quad (4.6)$$

siendo c la velocidad de sonido en el medio que se está trabajando y t el tiempo que tarda la señal de ultrasonido en llegar al receptor.

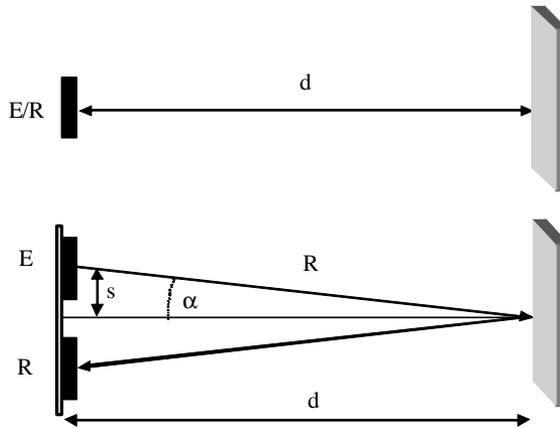


Figura 4.6. Principio de la medición de distancias por el concepto de tiempo de tránsito. a- emisor-receptor en el mismo encapsulado. b- emisor-receptor separados

Debido a que la señal de ultrasonido debe recorrer dos veces el mismo camino (ida y vuelta), se debe dividir por 2 su valor. En el caso de transductores separados (parte inferior de la Fig. 4.6), existe un error de paralaje dado por el ángulo α , por ello hay

que afectar el resultado de la Ecu. (4.6) por el seno del mismo. Cuanto menor sea la distancia a medir o mayor la separación de los transductores, mayor será la influencia del error de paralaje. De todas formas, para un montaje dado es posible compensarlo automáticamente por el sistema de cómputo de distancia, como veremos más adelante. Los sistemas de pulso-eco que presentan sólo la información que tarda el impulso acústico en recorrer una distancia o espesor dado, están compuestos por un emisor de ultrasonidos, un receptor y un contador de tiempo. La Fig. 4.7 muestra el esquema elemental de este método.

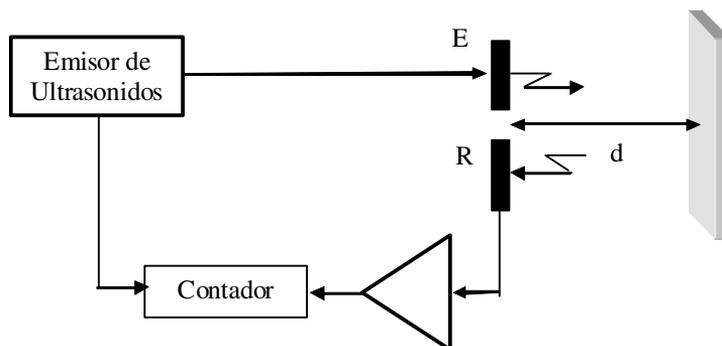


Figura 4.7. Esquema elemental para la medición de distancia mediante Pulso-Eco

El principio de funcionamiento es el siguiente: simultáneamente excitado el transductor emisor, se pone en funcionamiento un contador y el sistema queda esperando la señal de eco. Cuando ésta es recibida por el transductor receptor (luego de ser acondicionada analógicamente), el contador es detenido. El valor del contador dividido por 2 representa la distancia al objeto o blanco.

4.3. Medición de tiempo de transito.

4.3.1. Introducción

En la Fig. 4.8 se muestra la forma ideal de la medición de tiempo de transito (t_t).

a- Representa el pulso de excitación del transductor emisor provisto por el generador de pulsos. Además, este pulso activa un contador de tiempo (start).

b- La respuesta del transductor emisor ante su excitación. Representa la información eléctrica que éste transforma en energía acústica y la envía al medio.

c- Es la energía acústica que el medio retorna al transductor receptor y que éste lo convierte en energía eléctrica. Es decir, es la señal que está presente en los terminales de salida del transductor y que es amplificada para su tratamiento posterior. Se la puede denominar como primera etapa de procesamiento analógico.

d- Representa la segunda etapa de procesamiento analógico y la primera de detección de envolvente. La señal previamente amplificada se extrae su valor medio y se la rectifica (onda completa).

e- La señal rectificada ingresa a un filtro pasa bajos para eliminarle las componentes de alta frecuencia (portadora). Es por consiguiente, la tercera y última etapa de procesamiento analógico y la segunda del proceso de extracción de envolvente.

f- Finalmente, la señal demodulada se ingresa a la entrada de un circuito detector de cruce por cero. Cuando la salida de éste cambia de estado (flanco positivo o negativo), el pulso que genera detiene el contador de tiempo. El valor del contador, dividido por dos representa el tiempo de transito tt (también llamado *tiempo de vuelo o flight time*) por medio del cual se puede determinar la distancia al objeto (Ecu. (4.7)).

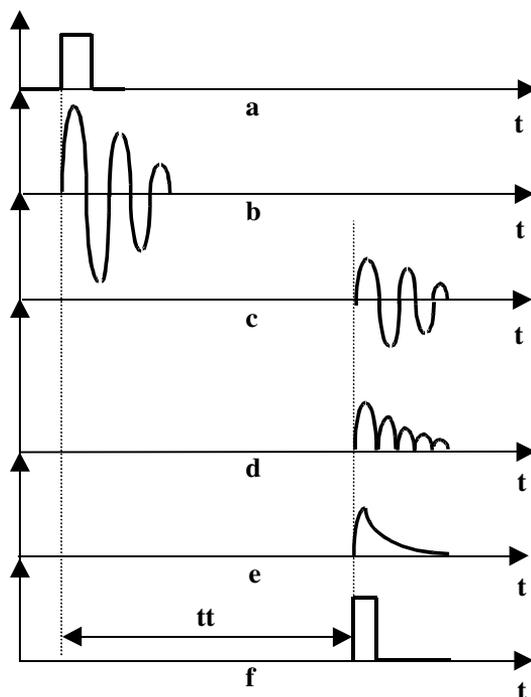


Figura. 4.8. Pulso-eco. Formas de ondas para el caso ideal de medición de distancias.

El proceso anterior se repite de nuevo en forma automática a través de una unidad de control. Sin embargo como se dijo anteriormente, se trata sólo de un proceso ideal, ya que existen una serie de problemas reales que no permiten la determinación práctica del tt , y que se detallan a continuación.

4.3.2. Existencia de la Zona Ciega o Zona Muerta del Transductor Receptor.

La naturaleza de la zona ciega (z_c , z_m , dz) en transductores emisor-receptor en un mismo encapsulado resulta del hecho de poseer una única cerámica que emite y recibe, por ello, una vez excitada continúa vibrando durante un tiempo determinado por su propia constante de amortiguamiento. En el caso de emisor-receptor separados, por acoplamiento mecánico a través del montaje y acústico como consecuencia de los lóbulos laterales de ambos, se transmite la excitación del emisor al receptor [8,9]. En cualquiera de los dos casos, una fracción de la oscilación del emisor es absorbida por el receptor y amplificada por el pre-amplificador de entrada al receptor de ultrasonidos (Fig. 4.9). Si bien en caso de transductores emisor-receptor separados puede, con el empleo de transformadores acústicos (ver apartado 3.8.3.1) reducirse el acoplamiento

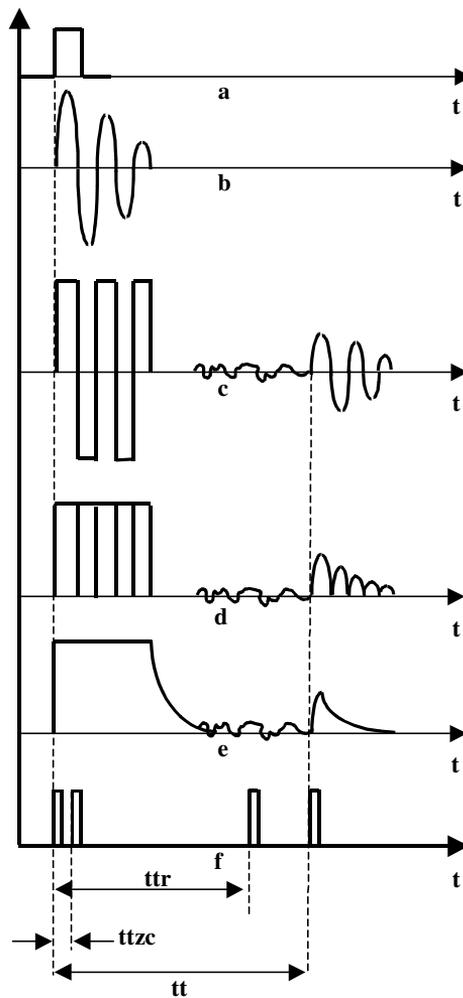


Figura. 4.9. Pulso-eco. Formas de ondas para el caso real de medición de distancias.

acústico, el mecánico sigue existiendo. De todas formas, sea cual fuere el caso, debido a la alta ganancia del pre-amplificador de entrada (como mínimo 50 dB), el sistema de medición se satura. En la Fig. 4.9c. se observa este efecto. Esta saturación se propaga a través de todas las etapas del procesamiento analógico (Fig. 4.9d y 4.9e). Por consiguiente, el detector de cruce por cero detecta el comienzo de la zc y para al contador, dando este un valor de tt prácticamente nulo, tal como se observa en la Fig. 4.9f. En la Fig. 4.10 se muestra el proceso de formación de la zc de un transductor para aire oscilando en 40 kHz, usando como elemento de registro un osciloscopio digital muestreando a 100 MHz [8,9,10,11]. En la parte superior izquierda (a) se observa el amortiguamiento del transductor como resultado de la excitación, y el eco producido por un reflector cercano al transductor. El registro a la derecha (b) muestra el inicio de la zc como consecuencia de la interferencia causada entre el final del amortiguamiento y el comienzo del eco. Para poder observar con detalle la velocidad de la base de tiempo del osciloscopio, se incrementó por un factor de 10 (de 500us a 50us). Continuando con la disminución de la distancia al reflector, no puede distinguirse el comienzo del eco (c). Si se sigue acercando el reflector al transductor, el eco que devuelve crece en amplitud como se ve en (d).

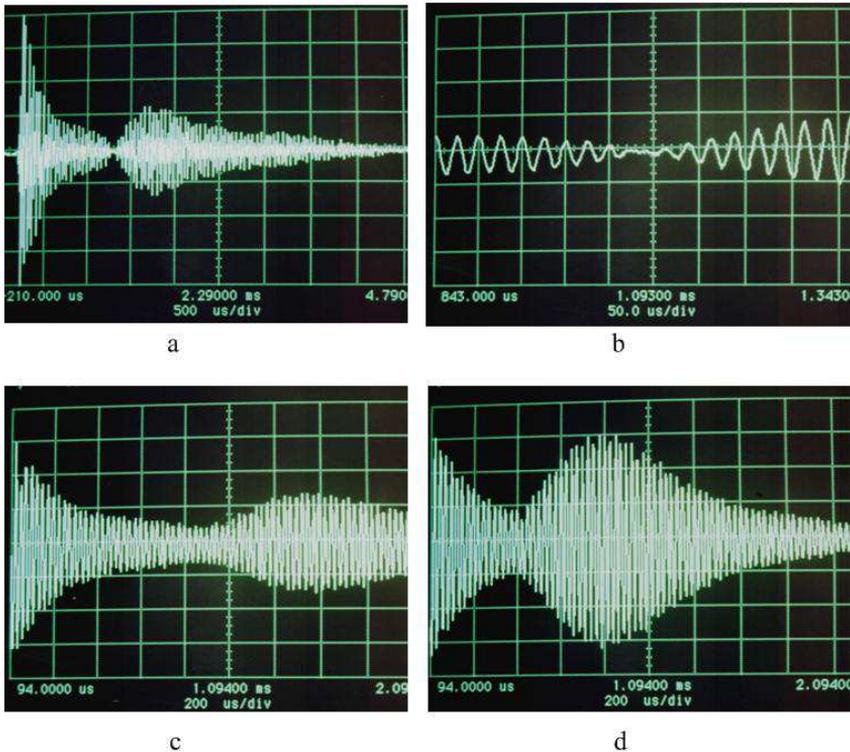


Figura 4.10 Secuencia del proceso de formación y evolución de la zc (INAUT-94)

Este es el caso más simple de generación de *zc* ya que se trata de un experimento de laboratorio controlado donde por la baja ganancia del amplificador de entrada al sistema de registro no se satura. En la práctica cotidiana, además del proceso de interferencia se tiene saturación, haciendo aún más imposible determinar el inicio del eco. La Fig. 4.11 muestra un ejemplo de *zc* en el área de los END. Se trata de un registro digitalizado de ecos producidos por un envase cerrado de conservas alimenticias conteniendo en su interior arvejas en agua [12,13,14]. En este caso se trata de *zc* como consecuencia de interferencia y saturación.

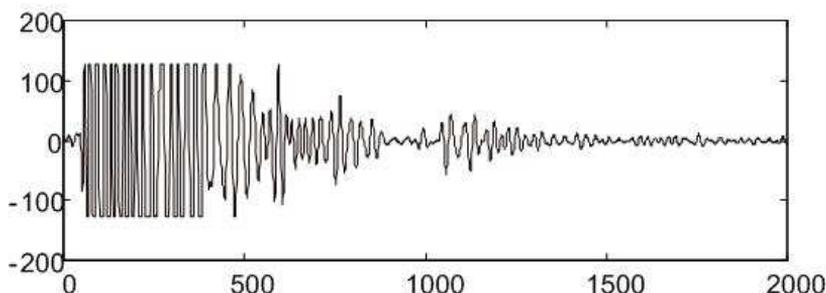


Figura 4.11. Ejemplo de *zc* en el área de los END
(INAUT-IAI-97)

4.3.3. Existencia de Ruido.

El medio por el que se transmite la señal de ultrasonido (canal) es por lo general ruidoso debido a: gradientes dinámicos de temperatura, corrientes variables de aire y perturbaciones de naturaleza mecánica de frecuencias similares a la transmitida por el sistema y que no pueden ser filtradas por el filtro pasa banda incluido en la primera etapa amplificadora. Por otro lado, también hay que tener en cuenta el ruido propio del pre-amplificador de entrada. Estas dos fuentes de ruido hacen que el detector de cruce por cero cambie de estado cuando en realidad no hay señal de eco, originando que el contador detenga la cuenta antes de lo previsto. En la Fig. 4.9f se pone de manifiesto este problema. Con *ttr* se designa al valor del *tt* erróneo causado por las fuentes de ruido. Para soslayar estos inconvenientes, existen una serie de soluciones que permiten detectar el instante real de arribo del eco. Se las puede dividir según se trate de la utilización de métodos analógicos o de procesamiento digital de la señal de eco. Por ser imposible comentarlas a todas[†], sólo se hará mención a las más empleadas en la práctica:

[†] El lector que esté interesado en este tema, puede consultar las citas bibliográficas al final del capítulo.

4.4. Métodos para la determinación del tiempo de tránsito

La forma de determinar el tt se puede dividir en dos grandes grupos de acuerdo a que se lleve a cabo por procedimientos analógicos o por procesamiento de señales. A continuación se citan para cada una de éstas, las más empleadas en la literatura:

Métodos Analógicos

- Determinación de tt por umbral
- Determinación de tt por decodificador de tono
- Determinación de tt por medio del concepto de receptor óptimo.

Métodos de Procesamiento de Señal

- Modelado de señal en el dominio del tiempo
- Correlación en el dominio del tiempo y frecuencia
- Deconvolución en el dominio de la frecuencia por filtro inverso
- Funciones estadísticas

En este capítulo se comentarán los dos primeros métodos analógicos.

4.4.1. Detección de tt por Umbral

La determinación de tt por umbral es el método que más se ha empleado para determinar distancias. Fundamentalmente todos los sistemas robóticos que emplean ultrasonido lo tienen incorporado. Está tan difundido, que fabricantes que comercializan sistemas y módulos de ultrasonido lo emplean [15]. El método consiste en realizar las siguientes modificaciones a la Fig. 4.9:

1. Incorporar una ventana temporal que inhibe al receptor durante el tiempo que dura la zc.
2. Reemplazar el detector de cruce por cero por un comparador de nivel.

Con el primero, se logra hacer transparente al sistema de medición, de la existencia de la zc, y con el segundo, se inmuniza al sistema del ruido (Ver Fig. 4.12d y 12e). El ancho de la ventana temporal se ajusta una vez instalado él o los transductores, para ello, se toman registros de la duración de la zc y el valor final de la ventana se fija por seguridad en un 10% a un 20% mayor de la zc registrada [16]. Esto se hace para enmascarar la variación de los procesos de degradación que sufren los elementos y componentes empleados.

4.4.2. Inconvenientes

Esta metodología presenta dos inconvenientes:

1. Error en la determinación del tt causada por el umbral.
2. Imposibilidad de determinar el instante de arribo del eco cuando éste se encuentra dentro de la zc.

La entrada de referencia del comparador no puede ser cero debido a problemas de ruido, esto significa que su nivel de tensión debe ser un poco superior al nivel de ruido previsto para cada aplicación en particular. En consecuencia, existe un error de método que trae como consecuencia, que el sistema de medición arrojará una cifra de t_t mayor que la real. Esto se puede observar en la Fig. 4.13.

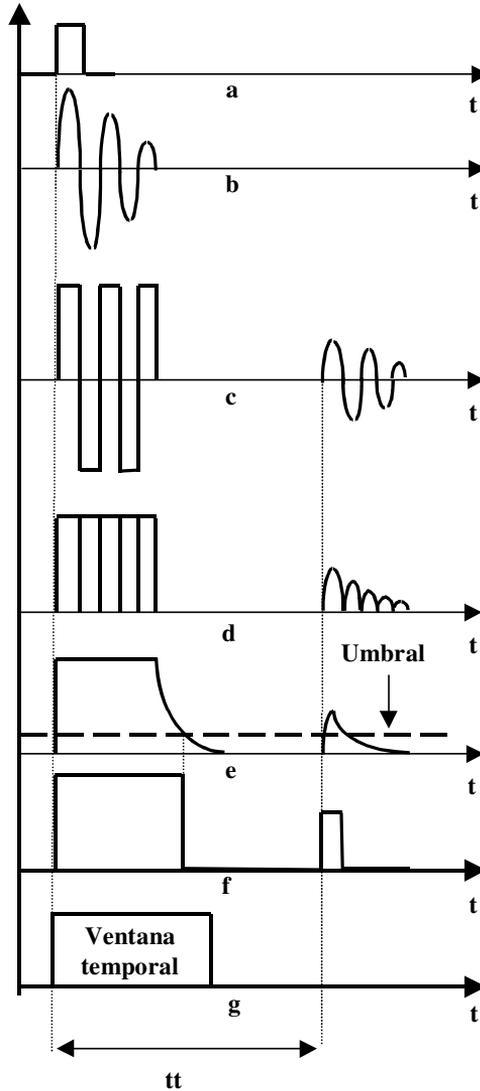


Figura 4.12. Pulso-eco. Medición de distancias por el método del umbral.

Definiendo:

$$f_1 = \frac{1}{ttm} \quad (4.7)$$

y

$$f1' = \frac{1}{ttr} = \frac{1}{ttr + \Delta t} \quad (4.8)$$

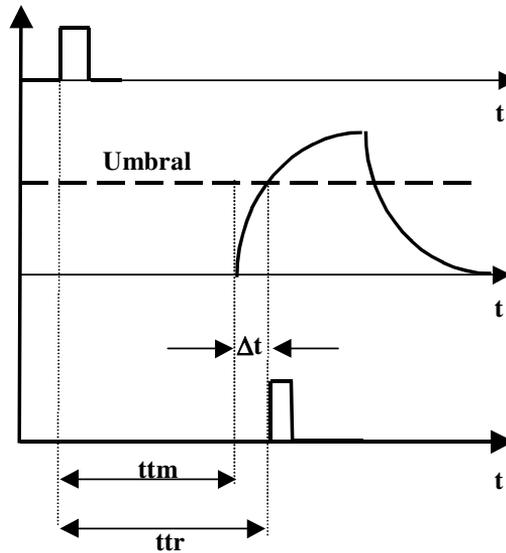


Figura. 4.13. Error cometido en la determinación del tt por el método del umbral.

el error relativo er , está dado por

$$er = \frac{f1 - f1'}{f1} \quad (4.9)$$

reemplazando las expresiones (4.7) y (4.8) en (4.9), se obtiene

$$er = \frac{\Delta t}{t_{tm} + \Delta t} \quad (4.10)$$

Concluyendo:

Para eliminar er , se debe disminuir Δt , pero al hacerlo, se reduce el umbral aumentando la probabilidad de disparos aleatorios causados por el ruido. Por lo tanto se trata de una solución de compromiso.

Ejemplo 4.2

Determinar el error cometido en la determinación del t_t por umbral de un sistema de ultrasonido que opera en el aire a 40 kHz a una distancia de 40cm de una superficie reflectora para una SNR de 20 dB y 10 dB, teniendo en cuenta que $c=340\text{m/s}$.

De acuerdo a la Ecu. (4.7), se obtiene que $t_t = 2.4 \text{ ms}$, tal como indica la Fig. 4.14. Como se trata de un caso ideal (SNR = 50 dB), el umbral quedará determinado por las características de los componentes electrónicos usados, respecto del nivel de ruido propio. Las Figs. 4.15 y 4.16 muestran los ecos para SNR de 20 dB y 10 dB, respectivamente. Para el primer caso, se adoptó un umbral de 0,1 Volt teniendo en

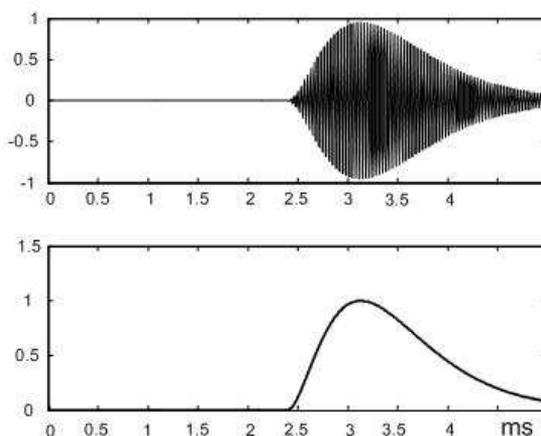


Figura 4.14. Eco y envolvente para una SNR de 50 dB

cuenta un 10% por encima del nivel máximo de la señal recibida. Para el segundo, siguiendo el mismo criterio, se adoptó un umbral de 0,3 Volt.

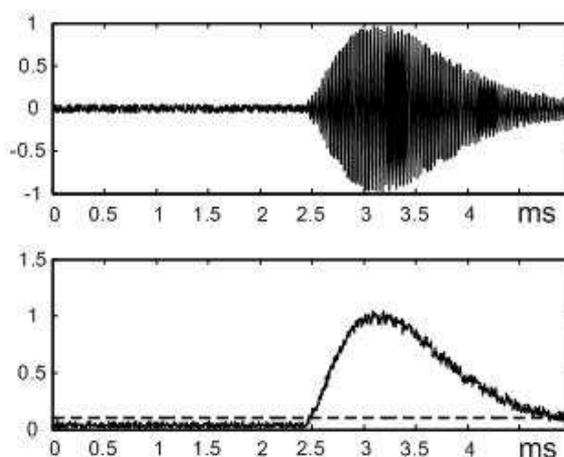


Figura 4.15. Eco, envolvente y umbral para una SNR de 20 dB

Para el caso de SNR = 20 dB, el t_t detectable es de 2.5ms y para SNR = 10 dB, se obtiene un t_t detectable de 2.56 ms. Introduciendo estos valores en la expresión (4.10) se obtiene:

$$er_{20dB} = \frac{0,1}{0,1 + 2.4} = 4\%$$

$$er_{10dB} = \frac{0,3}{0,3 + 2.4} = 5,88\%$$

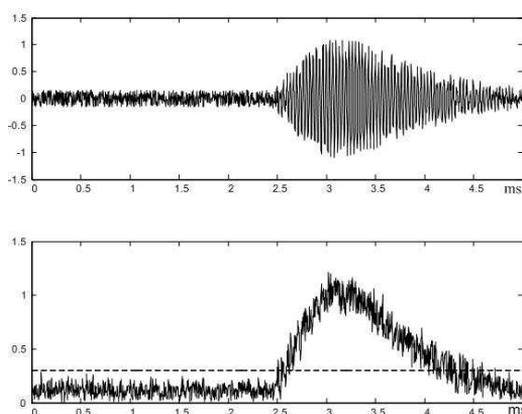


Figura 4.16. Eco (superior). Evolvente y umbral para una SNR de 10 dB (inferior)

Llevando este error a distancia, se tiene para SNR de 20 dB una diferencia de 1,6 cm y para SNR de 10 dB, la diferencia es de 2,36 cm. Si el error se relaciona con la longitud de onda de trabajo, teniendo en cuenta que para una frecuencia de 40 kHz y la velocidad del sonido que para este ejemplo se fijó en 340 m/s, aplicando la Ecu. (2.2), se obtiene $\lambda = 8,5$ mm. Entonces el error cometido es de $1,88\lambda$ y $2,77\lambda$ para SNR de 20 dB y 10 dB, respectivamente.

En la Fig. 4.17 se muestra el esquema básico de medición de t_t de acuerdo a la Fig. 4.12. La unidad de control está constituida por un sistema secuencial. Cuando su entrada S detecta el flanco ascendente (o descendente) del generador de pulsos, por un lado pone a cero (reset) al contador (R), por otro, habilita por medio de una compuerta, que los pulsos generados por el reloj ingresen a la entrada de conteo ($count$) del contador. En el instante en que la salida del comparador cambia de estado, la unidad de control inhibe la entrada de pulsos al contador. El contenido de éste se transfiere a un display para su presentación.

En algunos desarrollos [17,18] el umbral, la frecuencia de repetición de emisión y la ganancia del amplificador de entrada, son gobernados dinámicamente por un algoritmo adaptable, en función del t_t registrado y de la amplitud de la señal de eco.

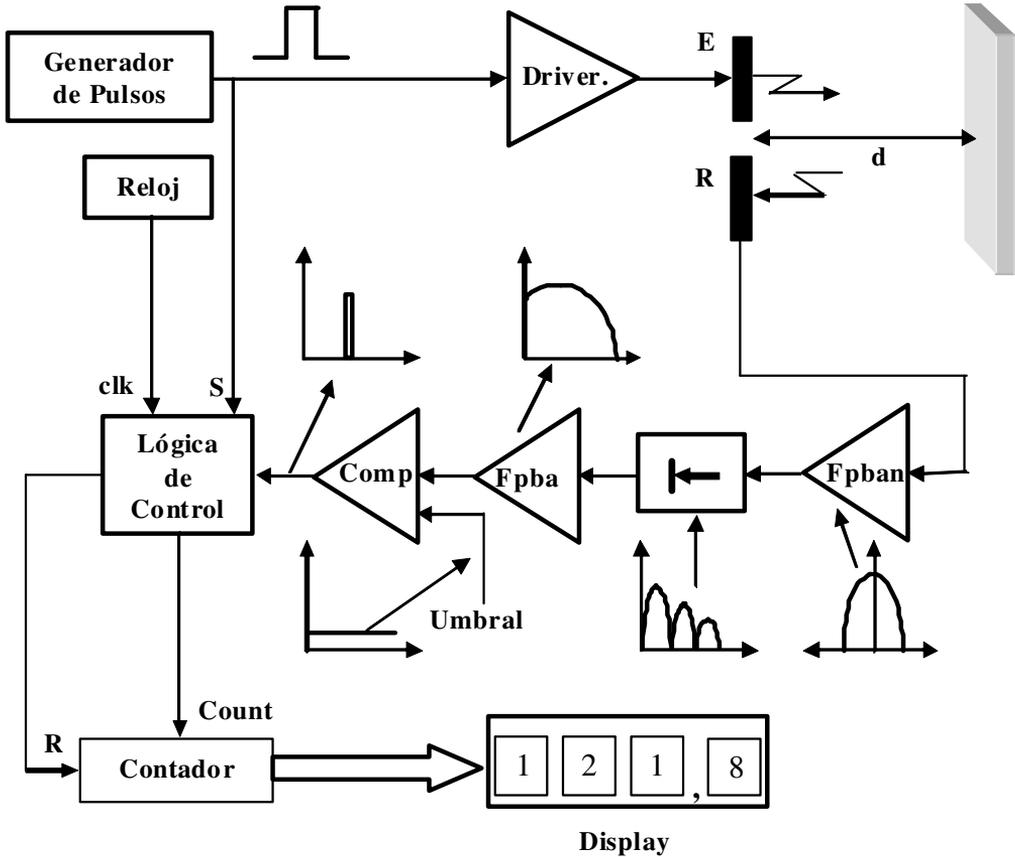


Figura 4.17. Arquitectura clásica del sistema para la medición de t_t por umbral

En el caso de medición de velocidades de líquidos por t_t , se han implementado sistemas analógicos que basados en la teoría de las probabilidades, eliminan la indeterminación del t_t causada por el error de medición en la determinación del umbral [19,20]. También se han desarrollado sistemas basados en el concepto de receptor óptimo por correlación [21]. Todos estos métodos se basan en el modelado y procesamiento de la señal de eco o de su modelo. A continuación, se muestran registros reales en referencia a la Fig. 4.18 por el método del umbral, teniendo en cuenta todo lo citado [16]. Se observan las señales de control usadas para la generación de la excitación del transductor (registro superior y medio) y la ventana para inhibir al receptor durante el tiempo que dura la z_c . La Fig. 4.19a muestra sólo el amortiguamiento del transductor y un eco causado por un reflector lejano (b).

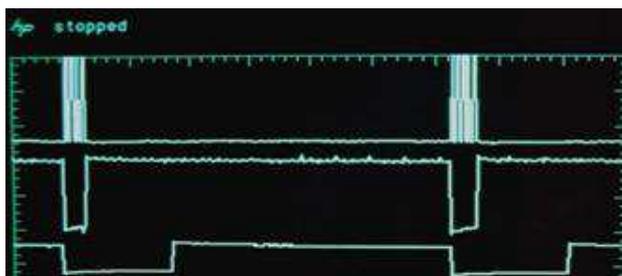


Figura 4.18. Registros de las señales de control (INAUT-94)

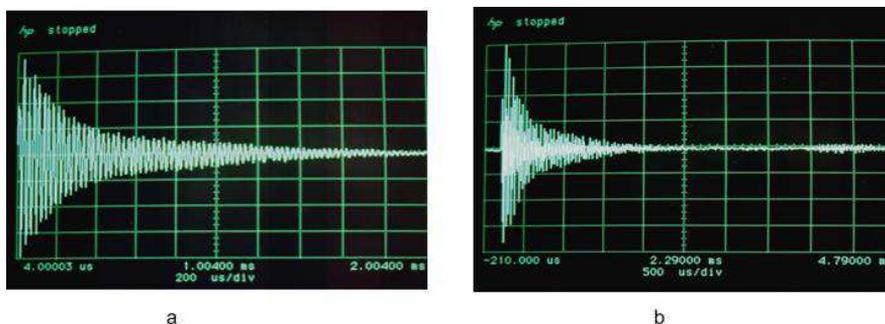


Figura 4.19. Amortiguamiento del transductor y eco (INAUT-94)

El proceso de demodulación del eco se observa en la Fig. 4.20. Se trata de dos ecos. En la parte superior (a) la señal de eco a la salida del filtro pasa banda de entrada (fpban) y en la parte inferior, la forma de la señal a la salida del demodulador. En el registro de la derecha (b), la forma de la señal a la salida del demodulador amplificada. La señal de eco a la salida del demodulador filtrada con el filtro pasa bajos (Fpba) a la entrada del comparador (Comp) se muestra en la Fig. 4.21.

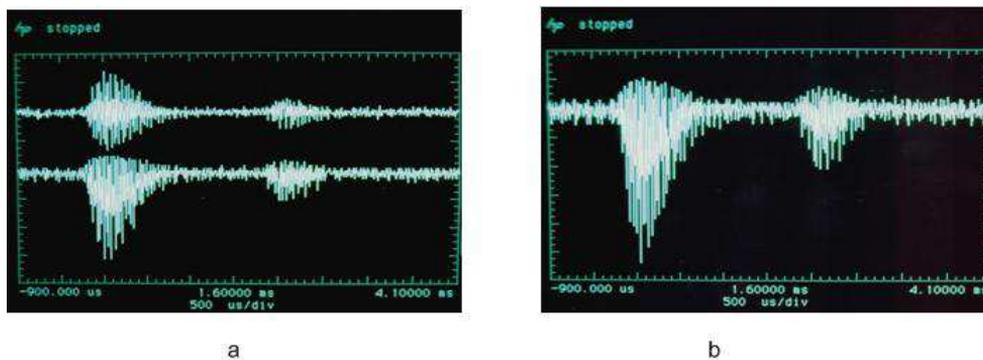


Figura 4.20. Demodulación (INAUT-94)

En el registro superior se ve el pulso de disparo del transductor que es usado como sincronismo.

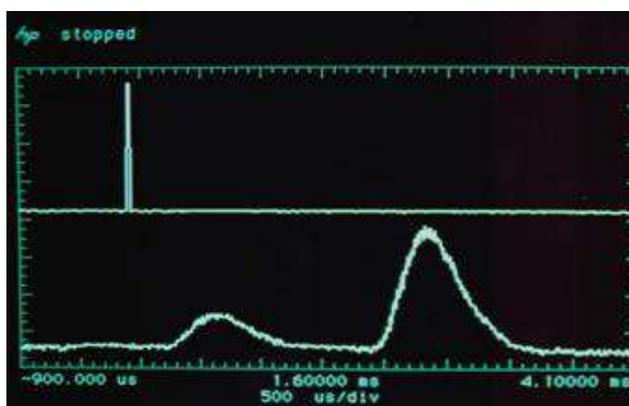


Figura 4.21. Pulso de emisión y ecos (INAUT-94)

Finalmente, la Fig. 4.22 muestra todo el proceso arriba descrito. En esta oportunidad para mayor claridad, la ganancia del sistema se fijó de forma tal que no existiera saturación.

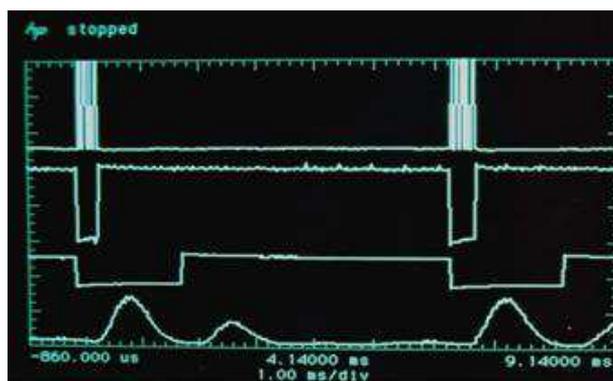


Figura 4.22. Registros de las señales de control y señal de eco (INAUT-94)

4.4.3. Medición de t_t con Decodificador de Tono

Este método se basa en las características de discriminación que poseen algunos circuitos integrados para la detección de frecuencias. Con su empleo se reduce el número de componentes necesarios respecto al método de umbral y los resultados obtenidos son, en general, comparables con el primero [22]. Básicamente, un decodificador de tono es un circuito formado por un filtro pasa banda de alto Q , un oscilador controlado por tensión (OFV) y un circuito lógico que conmuta su salida

cuando la señal de entrada está centrada dentro de un ancho de banda determinado. Estos parámetros se gobiernan por medio de un número reducido de componentes pasivos externos al circuito.

De las hojas de datos provistas por el fabricante [23] se tiene que la señal más pequeña detectable está en el orden de los 20 mVrms, ancho de banda en la detección bW, 14% de la frecuencia central y mínima relación señal ruido de la señal de entrada 6 dB. La frecuencia central del filtro f_0 y el BW se ajustan de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$f_0 = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (4.11)$$

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{v_i}{f_0 C_2}} \quad (4.12)$$

donde v_i es la tensión (Vrms) de la señal de entrada, R_1 , C_1 y C_2 resistencia y capacitancias necesarias para la configuración circuital elegida [21].

El bW y la mínima relación señal-ruido del decodificador de ,s comparable al que puede realizarse con el umbral. Sin embargo, la amplificación mínima necesaria para que la salida de éste cambie de estado, es de 20 mVrms, es decir, 33 dB contra 70 o 100 dB del primero. Como puede observarse, con el uso de este dispositivo se reemplaza parte del amplificador, el circuito detector de envolvente y el comparador. El mayor inconveniente que presenta es que, *necesita por lo menos un ciclo completo de la señal de eco para discriminar su presencia*, esto significa que la *indeterminación de distancia es del orden de una longitud de onda de la frecuencia del ultrasonido*. En la Fig. 4.23 se muestran (para comparar) los esquemas en bloques necesarios para implementar este método y el anterior [22]. Como se ve, la reducción de componentes es notable. En la Fig. 4.24 y 4.25 se presentan los resultados de una medición con esta metodología y se compara gráficamente las diferencias con el método del umbral [22]. La línea continua indica el cálculo del tiempo de tt real (teórico, ttr), las líneas con - . y - - , representan el tt obtenido con el método del umbral (ttu) y el decodificador de tono (ttt) respectivamente. Como se observa en las figuras citadas, el error de la medición para ambos métodos es proporcional a la distancia al blanco y de forma no lineal. Esto sucede porque al aumentar el camino acústico aumenta la atenuación por espacio libre (proporcional a la inversa de la distancia al blanco), disminuyendo además la relación señal a ruido. La fluctuación de los valores arrojados por ambos métodos se debe a diversos motivos: imprecisión del sistema de posicionamiento de los sensores, corrientes de aire y gradientes de temperatura.

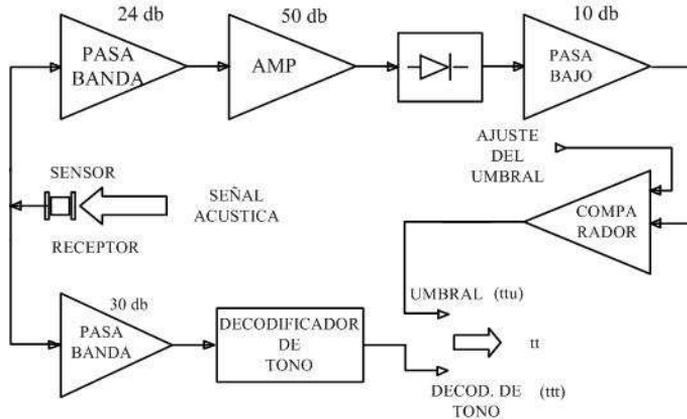


Figura 4.23. Comparación del sistema de medición de tt por umbral y por decodificación de tono (INAUT-DEA-97)

No obstante, las cifras arrojadas indican que para ambos métodos la determinación del tt está por debajo de la longitud de onda del ultrasonido empleado. El método del umbral presenta en todo el rango de medición, un error un poco inferior al método con decodificador de tono.

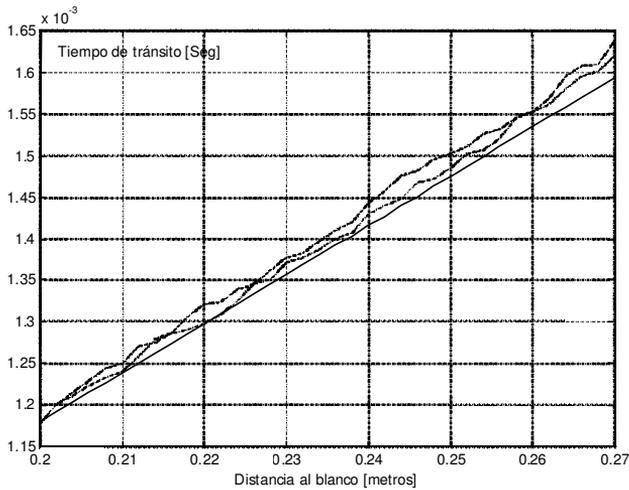


Figura. 4.24. Resultados de la medición con ambos métodos para distancias comprendidas entre 20 y 27 cm (INAUT-DEA-97)

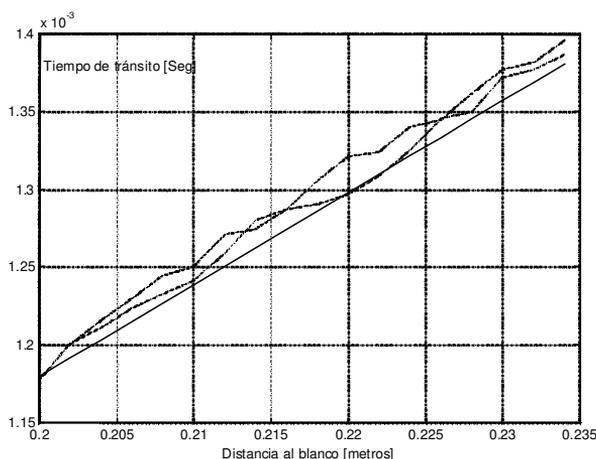


Figura 4.25. Resultados de la medición con ambos métodos para distancias comprendidas entre 20 y 23,5 cm. (INAUT-DEA-97)

Finalmente este método se puede utilizar hasta una frecuencia de 500 kHz, lo que impone una restricción de uso bastante grande, razón por la cual sólo se la emplea en sistemas de ultrasonido que trabajan en el aire hasta 320 kHz.

4.4.4. Otras Formas Analógicas de Medición de t_t

Desde la década del 80' y hasta principios del año 2000, varios fabricantes de circuitos integrados desarrollaron sistemas de reducido tamaño para la determinación de t_t en aplicaciones para el aire. Actualmente muchas de ellas han discontinuado su producción quedando sólo unos pocos que ofrecen con sus transductores, módulos compactos para aplicaciones industriales. Si bien este tema supera los alcances de esta obra, ya que se trata de sistemas netamente electrónicos, el lector interesado puede remitirse al apéndice C donde se hace una escueta referencia a los mismos.

4.5. Medición con el método de transparencia

Los sistemas actuales de inspección por ultrasonido para END, combinan en un solo sistema la posibilidad de operar en pulso-eco o pulso-transparencia por medio de una llave, que permite independizar el transductor emisor de otro usado como receptor. La Fig. 4.26 muestra la arquitectura de un equipo que sólo puede trabajar en el modo pulso-transparencia. Como se observa, se trata de una simplificación del esquema de la Fig. 4.17. Razón por la cual no tiene sentido desarrollar un sistema específico para esta metodología. A modo de ejemplo, en la Fig. 4.27 se muestra un registro de pulso-transparencia resultado de la inspección de un envase de mermelada de duraznos [25]. Las condiciones del ensayo fueron; por inmersión, frecuencia de los palpadores, 1 MHz, frecuencia de muestreo 20 MHz.

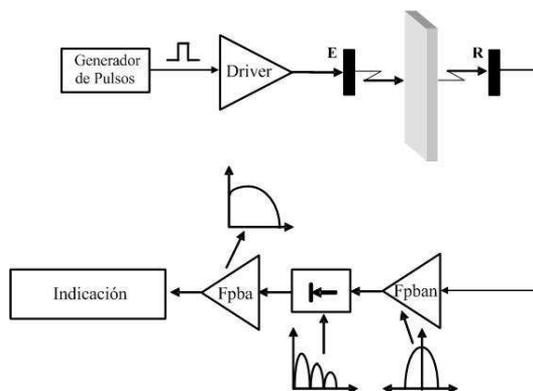


Figura 4.26. Arquitectura del sistema para inspección por pulso-transparencia

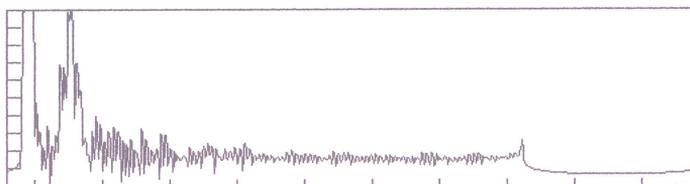


Figura 4.27. Registro de transparencia de un envase cerrado de mermelada libre de defectos (INAUT-CAC-98)

4.6. Resumen del capítulo

En este capítulo se abordaron las técnicas fundamentales para la emisión y recepción de señales ultrasónicas. Históricamente, la primera empleada para la medición de espesores fue la de resonancia, donde se determina el espesor de la muestra en función de las oscilaciones cuya semi-longitud de onda sea un múltiplo del espesor de la misma, dando lugar a un fenómeno de resonancia de ondas estacionarias. El método de transparencia (o de sombra) se basa en tomar un material patrón y medir la intensidad del ultrasonido entre dos caras opuestas del mismo. Luego se repite la medición en otro material similar al que se quiere determinar si en su interior existe una anomalía. La diferencia entre las dos indicaciones nos da una idea del interior del segundo material. Actualmente, esta técnica se emplea cuando por la naturaleza de la inspección, no puede realizarse con el método de pulso-eco, ya sea, por las características especiales del medio a inspeccionar, como sucede con piezas o estructuras construidas con materiales compuestos o, cuando la longitud del medio es muy grande que produciría elevada atenuación a la señal de ultrasonido.

El método pulso-eco, se basa en la emisión de un pulso de ultrasonido y esperar a recibir un eco, no es más que el principio del sonar. El tiempo que tarda este en llegar al transductor se denomina tiempo de tránsito, a partir del cual, se determina la

distancia al elemento o elementos reflectores. Este método es el más empleado en la mayoría de las aplicaciones como se mostrará a lo largo de esta obra. Para determinar el tiempo de tránsito existen varias alternativas cuya aplicación depende de la naturaleza y exactitud de la medición. El método del umbral ha sido y continúa siendo el más, empleado debido a la simplicidad de implementación. Se basa en esperar a que la amplitud de la señal de eco supera un cierto valor (umbral) predefinido en el sistema. Debido a la presencia de ruido tanto en el trayecto de ida y vuelta del ultrasonido, como del generado por los propios componentes electrónicos, el umbral debe tener un valor distinto de cero, cometándose un error en la medición. Conociéndose el mismo, puede ser afectada la medición por una constante, compensándolo. El segundo inconveniente de esta técnica es la mínima distancia a determinar cuándo se usa un solo transductor para emitir y recibir, debido al tiempo de amortiguamiento del mismo. Existen métodos de diferente grado de complejidad para reducir este inconveniente, algunos de ellos se mostrarán a lo largo de esta obra.

Cuando es necesario determinar t_t con mucha precisión y se dispone de un sistema de procesamiento de datos, se emplean modelos estadísticos. También como se verá en el próximo capítulo, se han usado con mucho éxito, técnicas de procesamiento de señales como son las funciones de correlación y deconvolución. Como alternativa del método del umbral se han empleado un sinnúmero de variantes, dependiendo de la naturaleza de la aplicación específica. En el caso de ultrasonido aplicado a robótica, un método que ha dado buenos resultados comparables con el método del umbral, es el basado en el uso de decodificadores de tono, empleando circuitos integrados comerciales. Este método presenta dos inconvenientes, el primero, no puede aplicarse a frecuencias superiores a 500 kHz y el segundo, necesita por lo menos de procesar un ciclo de la señal recibida para detectarla. A nivel comercial, existen alternativas analógicas y digitales para la determinación del tiempo de tránsito, fundamentalmente en aplicaciones a la robótica. Se trata de circuitos integrados y módulos a fin de simplificar y optimizar la electrónica. Si bien varios de ellos a la fecha se han dejado de comercializar, se los puede utilizar como punto de partida para un desarrollo específico. El lector interesado en este tema, puede remitirse al apéndice C.

4.7. Preguntas y problemas propuestos

4.7.1. ¿Es posible determinar distancias (o espesores) con el método de transmisión? Justifique la respuesta.

4.7.2. Si tuviera que determinar el espesor de una plancha de acero y dispondría del instrumental para aplicar el método de resonancia y pulso-eco, ¿Qué método usaría? Justifique la respuesta.

4.7.3. Para una barrera de ultrasonido de un metro de longitud. Si la velocidad del sonido en el aire es de 334 m/s, ¿cuál sería la máxima repetición del pulso de excitación del transductor, para que no se solapen los ecos de llegada al receptor?

4.7.4. Repita el problema anterior teniendo en cuenta que la longitud efectiva de la señal emitida es de 500 us.

4.7.5. ¿De qué parámetro depende la distancia mínima a medir, cuando se emplea la técnica pulso-eco?

4.7.6. Para un sistema de medición de distancias por ultrasonido para operar en el aire a una frecuencia de 220 kHz, ¿es posible determinar t_t con una precisión de 1mm? Suponer $c = 339\text{m/s}$.

4.7.7. ¿Cuál es el límite de precisión de un sistema de medición de distancias por ultrasonido para operar en el aire a una frecuencia de 320 kHz.

4.7.8. Para un ensayo no destructivo de una pieza formada por una placa de acero de 5 mm de espesor seguida de una de perspex (acrílico) de 10 mm y por otra de aluminio de 2 mm, determinar el t_t de cada interfaz, si el palpador usado trabaja a 2 MHz.

4.7.9. Repetir el problema anterior para verificar el espesor real de una prótesis de acero que se supone de 3 mm de espesor ubicada detrás de un tejido muscular de 5 mm de espesor. El palpador usado que trabaja a 1 MHz se supone que está ubicado delante del tejido muscular.

4.7.10. Para el problema 4.7.8, graficar sobre una línea recta los t_t calculados y obtener conclusiones.

4.7.11. Para un sistema de ultrasonido por pulso-eco, el tiempo de transito teórico es de 4 ms. Si el Δt establecido por el nivel del umbral es de 0,45. ¿Cuál será el error relativo de la medición?

4.7.12. Para un sistema de ultrasonido operando en el aire que trabaja a 320 kHz y presenta una zona ciega (z_c) de 2 ms, ¿cuál es la mínima distancia posible de medir? Suponer $c = 337\text{ m/s}$.

4.7.13. Para un sistema de ultrasonido orientado a la medición de espesores en medios biológicos del orden de 10 mm, determinar la máxima frecuencia de repetición del pulso para que no exista solapamiento entre el pulso de emisión y el eco.

4.7.14. Para un sistema de ultrasonido para END que trabaja a 5 MHz y presenta una zona ciega de 2 μ s, ¿cuál es la mínima distancia posible de medir? Suponer $c = 6200$ m/s.

4.7.15. Si se tuviera control de la excitación del transductor (por ejemplo, excitarlo con dos o más pulsos), ¿habría alguna forma de ejercer una acción tendiente a disminuir el ancho de la zona ciega?

4.8. Referencias

- [1]- Pakman, E. "Mediciones Eléctricas. H.A.S.A. 1990.
- [2]- Métodos de Ensayos No Destructivos, Tomo I y II. INTA, España, 2003.
- [3]- González Arias, A., González Arias, C. Laboratorio de Ensayos Industriales, Ultrasonido. Ediciones Litenia, Buenos Aires, 1987.
- [4]-Echevarria, R. Ultrasonido. Laboratorio de Ensayos No Destructivos, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional del Comahue, Neuquen, 2002.
- [5]-Krautkrämer. Analog Small Ultrasonic Flaw Detectors USK 7 S, 1996.
- [6]- Christensen, D. A. Ultrasonic Bioinstrumentation. Jhon Wiley & Sons, 1988.
- [7]- Kinsler, L. E. Fundamentals of Acoustics. Jhon Wiley & Sons, Inc, New York - London. 1962.
- [8]- Veca A. C. Medición de tiempo de transito en un entorno de interferencia. Informe Técnico INAUT/SE-04/94. Instituto de Automática. UNSJ, julio 1994.
- [9]- Veca, A., Reale, R., Martín, M. Determinación de tiempo de tránsito en la zona ciega del transductor receptor. VI Reunión de Procesamiento de la Información y Control. RRPIC'95. Vol. I, pp. Xx - xx, Bahía Blanca, 1995.
- [10]- Veca, A., Reale, R. Medición de Distancias en Sistemas de Ultrasonido sin el uso de Umbral. Informe Técnico INAUT/SE 02/94. INAUT, UNSJ. Junio 1994.
- [11]- Veca, A., Reale, R., Carelli, R. Determinación de Tiempo de Transito en Sistemas de Ultrasonido en un entorno de Interferencia. Informática y Automática, Vol. 29, Num. 2, pp. 22-33, junio de 1996.

- [12]- Veca, A., Fritshc, C., Sánchez, T., Anaya, J.J., Ullate, J. Estudio de Factibilidad de Detección de Cuerpos Extraños en Envases de Conserva. CORENDE, pp. 81-85, Mendoza, Argentina, 1997.
- [13]- Veca, A. Aplicación de Filtrado Inteligente para la Extracción de Interferencias en Ecos de Envases de Conservas Alimenticias”. I Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos. Cartagena de Indias, Colombia, 1998.
- [14]- Veca, A. Estudio de Técnicas para la Detección de Impurezas en Envases de Conservas Alimenticias con Ultrasonidos. Informe Técnico, Centro Atómico Constituyentes (CAC), CNEA, febrero de 1998.
- [15]- Massa Products Corporation. <http://www.massa.com>.
- [16]- Veca, A., Solimei, E. Arreglo Sensorial para Vehículo Autoguiado. Nueva Revista Telegráfica Electrónica. LXXXII Nro. 1, pp. 34-41. Diciembre de 1995.
- [17]- Rago, C. Realización del Estimador Optimo de Retardos. Informe Técnico ILC-5/87. Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ing. Univ. Nac. de La Plata. Octubre 1987.
- [18]- Rago, C. “Planteo y Estudio del Receptor Optimo para Estimación de Retardos”. Informe Técnico ILC-5/87. Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ing. Univ. Nac. de La Plata. Mayo 1987.
- [19]- Rago, C. Anemómetro Ultrasónico por Tiempo de Tránsito. Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, Univ. Nac. de La Plata. Setiembre 1986.
- [20]- Sabatini, A. Correlation Receivers Using Laguerre Filter Banks for Modelling Narrowband Ultrasonic Echoes and Estimating Their Time-of-Flights. IEEE Trans. On Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 44, N. 6, pp. 1252-1263. November 1997.
- [21]- Gueuning, F., Varlan, M., Eugene, C., and Dupuis, P. Accurate Distance Measurement by an Autonomous Ultrasonic System Combining Time-of-Flight and Phases Shift Methods. IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 46, N. 6, pp. 1236-1240. December 1997.
- [22]- Veca, A., Tramontín, J., Fullana, R. Determinación de Tiempo de transito con decodificador de tono. Nueva Telegráfica Electrónica, Nro. 28, pp. 107-110. Diciembre de 1995.
- [23]- LM567/LM567C Tone Decoder. Linear Databook. National Semiconductor. 1995.

Capítulo

V

La Señal de Eco

SUMARIO
5.1. Introducción
5.2. Modelos de la envolvente del eco
5.3. Alternativas para la medición de tiempo de transito
5.4. Operadores asociados a la reducción de datos
5.5. Resumen del capítulo
5.6. Problemas propuestos
5.7. Referencias

5.1. Introducción

Cuando se trabaja con técnicas pulsadas de emisión y suponiendo que existe un único elemento reflector de dimensiones mucho mayor que la del transductor que produjo la emisión, el eco recibido, salvo un factor de amplitud, tiene una forma muy parecida a la señal emitida por el transductor. La forma y características de esta señal emitida fueron estudiadas en el capítulo III. Si en el trayecto existen más elementos reflectores y además, cambios de medio, la señal recibida de eco puede llegar a ser tan compleja que sea imposible hacer alguna inferencia acerca del medio inspeccionado. Un ejemplo sencillo puede ser el caso de dos reflectores próximos que dan como resultado un eco formado por dos ecos (sub-ecos), donde no se puede determinar el tiempo de arribo del segundo eco. Otros casos más complejos puede ser, la inspección de un material muy dispersivo como es el caso de inspección de adoquines. En el área de la industria aeronáutica, la inspección de alas construidas con materiales compuestos (fibras de carbono, de vidrio ensamblados con resinas epoxi) o en el control de calidad en la industria alimenticia como lo es la inspección de diferentes tipos de quesos. Estos son algunos de los tantos ejemplos donde es importante disponer de herramientas que permitan modelar la señal de eco.

En este capítulo presentaremos los métodos básicos para modelar una señal de eco proveniente de un elemento reflector simple e ideal usando, técnicas de procesamiento de señales desarrolladas, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Se determinarán los parámetros básicos de la señal de eco que permitirán su caracterización. Mostraremos que, independientemente de la técnica de modelado usado, la señal de eco está formada por una señal de alta frecuencia (frecuencia a la que trabaja el transductor), modulada en amplitud por otra señal de frecuencia mucho más baja que la anterior

Al comienzo, definiremos y modelaremos las señales emisión y recepción de ultrasonido. Luego, presentaremos y discutiremos los métodos básicos de medición con ultrasonidos de baja, media y alta frecuencia, demostrando rápidamente que la técnica de pulso-eco es la que presenta mayores ventajas. También haremos hincapié en las diferentes alternativas para la medición de tiempo de transito y en la forma de implementarlo, debido a que es la variable más simple de determinar. A lo largo del capítulo se trabajará con ejemplos de modelado usando ambiente de simulación, que permitirá predecir la señal del eco resultante para múltiples aplicaciones.

5.2. Modelos de la envolvente del eco

5.2.1. Modelo Polinómico

La señal de eco $s(t)$ está compuesta por una señal de alta frecuencia y amplitud constante (portadora o R_f) y por una modulante $m(t)$ que depende de la respuesta del sensor usado y del objeto donde se reflejó. Entonces:

$$s(t) = Rf(t) m(t) \tag{5.1}$$

La portadora se modela como:

$$Rf(t) = \text{sen}[2\pi f_0(t-tt) + \theta] \tag{5.2}$$

donde: f_0 es la frecuencia de trabajo, θ la fase inicial y tt el tiempo a partir del cual se recibe la señal de eco, es decir, el instante a partir del cual la señal comienza a crecer. (Fig. 5.1). A partir de lo anterior, la Ecu. (5.1) queda:

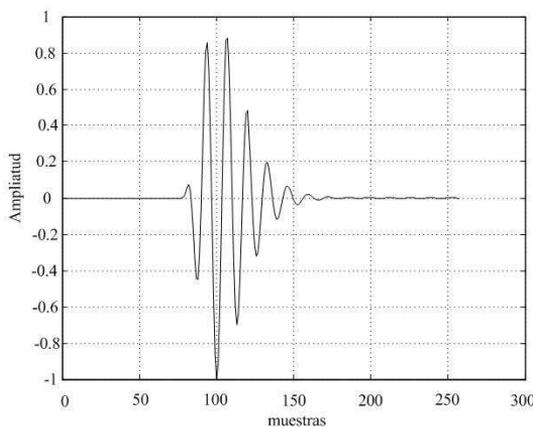


Figura 5.1. Señal de eco

$$x(t) = m(t) \text{sen}[2\pi f_0(t-tt)] u(t-tt) \tag{5.3}$$

donde $u(t-tt)$ está indicando que se trata de un proceso físicamente realizable. La expresión de la modulante es un poco más compleja de describir. Comenzamos en extraer la envolvente (por un proceso de detección) y nos quedamos con la parte positiva (tal como se muestra en la Fig. 5.2). La misma está formada por dos señales: una ascendente con gran pendiente y otra descendente, con pendiente menor.

La parte ascendente esta modelada por una función tipo potencial [1] y, la parte descendente, por una exponencial descendente [2]:

$$\begin{aligned} \text{Parte ascendente} &\rightarrow \text{Función Potencial} \approx t^n \rightarrow (t-tt)^n \\ \text{Parte descendente} &\rightarrow \text{Función Exponencial} \approx e^{-\alpha t} \rightarrow e^{-\alpha(t-tt)} \end{aligned} \tag{5.4}$$

Esto se debe a que $m(t)$ puede describirse por una función de tipo polinómica truncada [1]. A partir de estas consideraciones, la modulante se expresa como:

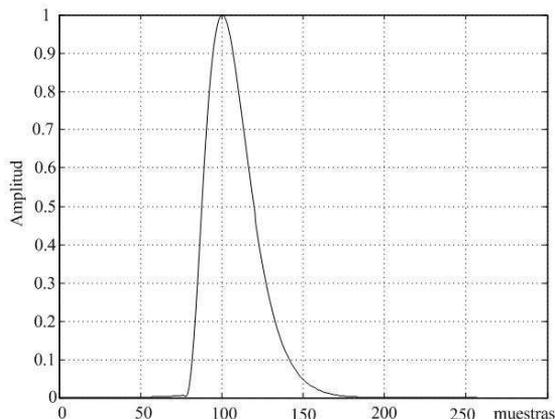


Figura 5.2. Envolvente de la señal de eco

$$m(t) = A_0 (t - tt)^n e^{-\alpha(t-tt)} \quad (5.5)$$

A esta expresión se la denomina modelo polinómico de la señal de eco [3]. A partir de este resultado la expresión (5.1) toma la forma:

$$s(t) = A_0 (t - tt)^n e^{-\alpha(t-tt)} \text{sen}[2\pi f_0(t - tt) + \theta] u(t - tt) + \eta(t) \quad (5.6)$$

donde: A_0 , n y α son constantes asociadas a la amplitud del eco, a la exponencial inicial, y al factor de amortiguamiento respectivamente. tt representa el tiempo de tránsito y $u(t)$ la función escalón unitario. La constante n depende de la frecuencia de trabajo, para frecuencias ≥ 220 kHz, $n = 3$, para frecuencias menores, $n = 2$ [2]. Esta función presenta un único máximo que se obtiene derivando respecto al tiempo e igualando a cero la Ecu. (5.5):

$$t_{\max} = tt + \left(\frac{n}{\alpha} \right) \quad (5.7)$$

Derivando por segunda vez respecto del tiempo la Ecu. (5.5) e igualando a cero, se obtienen los puntos de inflexión:

$$\begin{aligned} t_{ia} &= \frac{n - \sqrt{n}}{\alpha} \\ t_{id} &= \frac{n + \sqrt{n}}{\alpha} \end{aligned} \quad (5.8)$$

donde: los subíndices ia e id indican las posiciones de los puntos de inflexión ascendente y descendente, respectivamente. Claramente, las expresiones (5.7) y (5.8) dependen exclusivamente del parámetro n y de las características del sensor usado. En la Fig. 5.3 se muestran los parámetros de la envolvente descritos por la Ecu. (5.7) y (5.8).

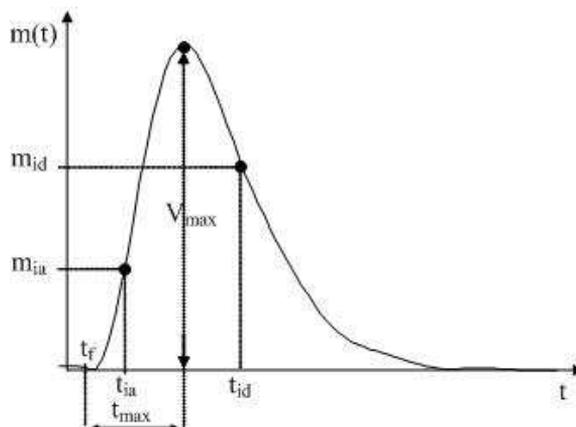


Figura 5.3. Envolvente de un eco y parámetros característicos obtenidos por el modelo polinómico

De la expresión (5.7), puede obtenerse el valor del tiempo de tránsito en función del tiempo al máximo de la envolvente y de los parámetros del transductor. Despejando tt , se tiene:

$$tt = t_{max} - \left(\frac{n}{\alpha} \right) \quad (5.9)$$

5.2.1.1. Simulación de una señal de eco descrita por el modelo polinómico

Una señal de eco simple modelado por las expresiones (5.6), (5.7) y (5.8) puede simularse sencillamente. En función de los datos de entrada, el código de simulación que se muestra en la Fig. 5.4 genera un eco y mediante la transformada de Hilbert [4] obtiene la envolvente. Los argumentos de entrada son los parámetros de la Ecu. (5.6), esto es, n , α , A_0 , f_0 , η , t_{max} y θ . Como se trata de una simulación en ambiente digital, es necesario *indicar la tasa de muestreo y el intervalo de simulación*. Para la primera, se trabaja con la frecuencia normalizada, es decir, la relación frecuencia de trabajo del transductor a frecuencia de muestreo. Esta última debe cumplir con el teorema del muestreo que debe ser al menos, el doble de frecuencia que la frecuencia más alta de la señal. En la práctica, una relación entre 5 a 10 es una buena elección. La segunda significa la cantidad de muestras necesarias para representar la señal de eco simulada. El tiempo al máximo (t_{max}) está relacionado a la Ecu. (5.9) que se expresa como número de muestras a partir de las cuales se desea obtener el máximo de la envolvente.

La relación señal ruido se expresa en dB y con respecto a la fase, puede ser de 0° o de -180°. En el siguiente ejemplo se aclara el accionar del programa.

```
%genera_poly15.m
%Genera un eco de acuerdo al modelo polinomico.
%Argumentos de entrada:
%f0_nor=frecuencia normalizada (fre. del transductor/fre.de muestreo)
%de muestreo, alfa =  $\alpha$ , snr= relación señal a ruido en dB, Ao = amplitud máxima, t =
vector de muestras, fhi = fase inicial, si fhi = 1, la fase es de 180°
%-----
function [eco,env]=genera_poly15(f0_nor,t,a,n,nm,Ao,snr,fhi)
%-----
w0_nor=2*pi*f0_nor;
tmax=round(n/a);
b=(a*exp(1)/n).^n;
%Generación del eco
t0=0;
tx=[zeros(1,(t0+nm)-tmax) 1:length(t)-((t0+nm)-tmax)];
e=b*tx.^n.*exp(-a*tx);
rf=sin(w0_nor*tx);
eco=Ao*e.*rf;
%Ruido aditivo
y=10^(snr/20);
rui=(rand(size(tx))-0.5)/y;
eco=eco+rui;
%Extracción de la envolvente
env=abs(hilbert(eco));
%-----
If fase ==1,
    eco = - eco;
end
%-----
```

Figura 5.4. Listado del código de generación de ecos mediante la envolvente polinómica

Ejemplo 5.1

Usando el programa anterior, generar un eco que cumpla con los siguientes requisitos: frecuencia de trabajo 5 MHz, amplitud unitaria, fase cero, número de muestras 256, número de muestras al valor máximo 100, relación señal ruido 50 dB, constante de amortiguamiento del transductor 0.13, constante $n = 3$. Se adopta una frecuencia de muestro de 50 MHz. Verificar la Ecu. (5.9). Reemplazando estos valores en la función, se tiene:

```
[eco, env]=genera_poly15(5/50,[0:255],0.13,3,100,1,50,0);
```

El resultado obtenido se observa en la Fig. 5.5. El registro inferior que amplía la gráfica en la cercanía del t_t teórico, se aprecia que es de 78 muestras. Reemplazando n , α , n_m en la Ecu. (5.9),

$$t_t = 100 - (3/0.13) = 77 \text{ muestras}$$

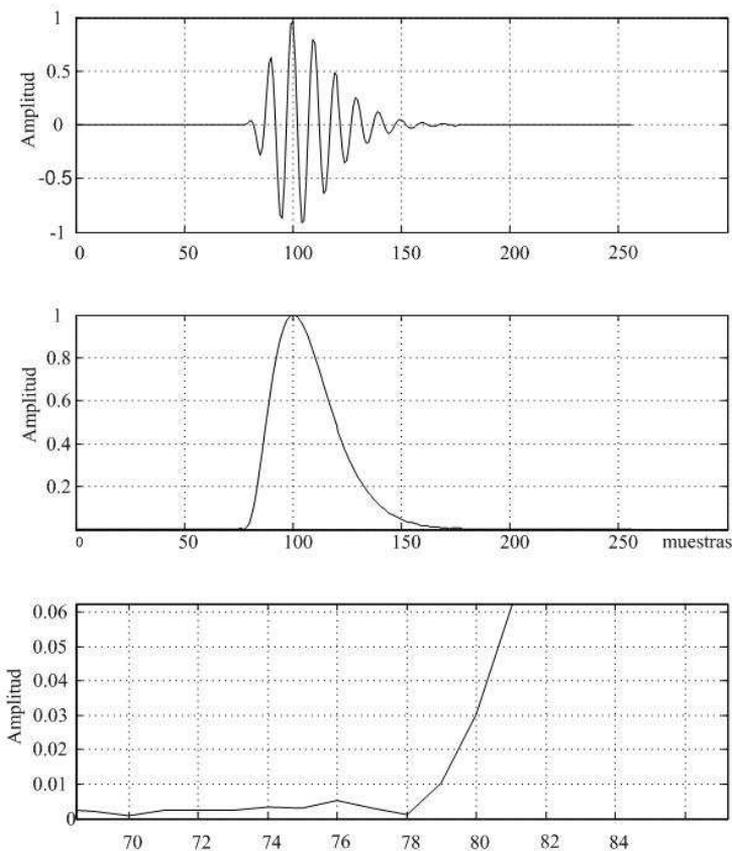


Figura 5.5. Resultado de la simulación

El error en la determinación del t_t es de 1,38%.

Ejemplo 5.2

Para el ejemplo anterior, generar una función para calcular el tiempo de transito y los puntos de inflexión. La función puntos_env.m escrita a continuación obtiene los puntos solicitados.

```

%puntos_env
function [tt,ti,td,mi,md]= puntos_env(f0_nor,t,a,n,nm,snr,Ao)
grafico=0;
[eco,env]=genera_poly15(f0_nor,t,a,n,nm,Ao,snr,grafico);
cte=round(n/a);
ti=round((n-sqrt(n))/a); %Ecu. (4.21a)
td=round((n+sqrt(n))/a); Ecu. (4.21b)
[a,tmax]=max(env);
tt=tmax-cte; %Ecu. (4.22)
modu=env((tmax-cte+1):max(size(env)));
mi=modu(ti); %Punto de inflexión ascendente
md=modu(td); %Punto de inflexión descendente
[tt,ti,td,mi,md]
    
```

Figura 5.6. Parámetros de la envolvente

A continuación se ingresan los argumentos de entrada:

```
[tt,ti,td,mi,md]= puntos_env(5/50,[0:512],0.13,3,100,50,1);
```

obteniendo: 77.0000 10.0000 36.0000 0.4468 0.7062

La Fig 5.7 muestra el resultado en forma gráfica, de la extracción de los parámetros de la envolvente.

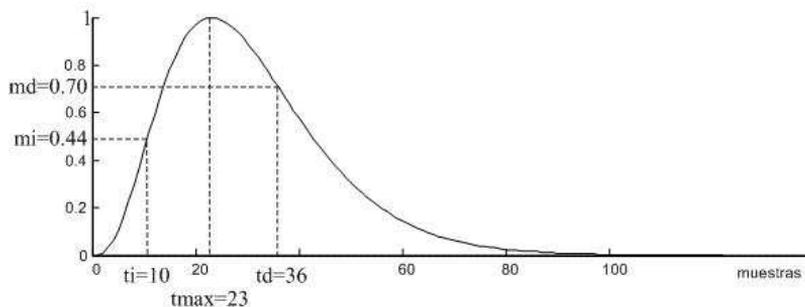


Figura 5.7. Resultado de la extracción de parámetros de la envolvente

Ejemplo 5.3

Con f_0 , f_m , n y α del ejemplo anterior, generar tres ecos a partir de los siguientes datos:

Eco 1, $nm_1 = 100$, $Ao_1 = 1$, $SNR_1 = 50$ dB

Eco 2, $nm_2 = 150$, $Ao_2 = 0.7$, $SNR_2 = 30$ dB

Eco 3, $nm_3 = 200$, $Ao_3 = 0.4$, $SNR_3 = 20$ dB

Adoptar el número de muestras convenientes para este caso y obtener conclusiones.

```
[eco1,env1]=genera_poly15(5/50,[0:255],0.13,3,100,1,50,0,0);
[eco2,env2]=genera_poly15(5/50,[0:255],0.13,3,150,1,30,0,0);
[eco3,env3]=genera_poly15(5/50,[0:255],0.13,3,200,1,10,0,0);
```

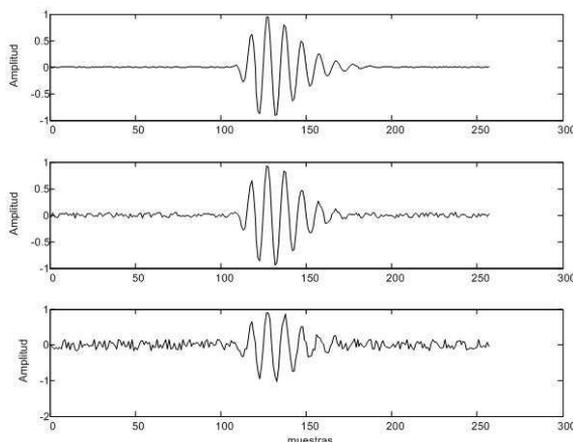


Figura 5.8. Resultado de la simulación. Ecos para una SNR de 50 dB, 30 dB y 10 dB

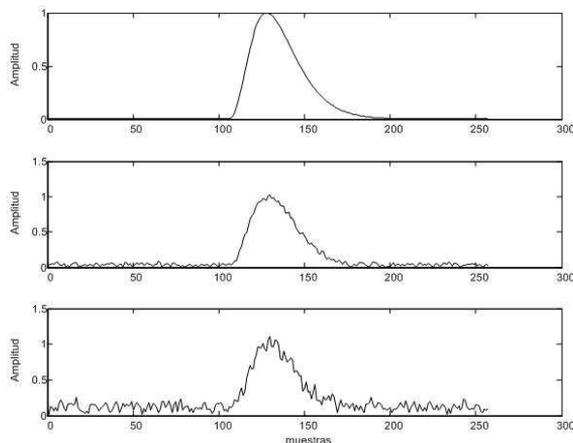


Figura 5.9. Resultado de la simulación. Envolturas para una SNR de 50 dB, 30 dB y 10 dB

Claramente se nota que a medida que la SNR disminuye, la forma del eco se degrada. En la práctica, es común trabajar con SNR del orden de los 30 dB o menor.

Hasta el momento, para la simulación se ha trabajado con muestras por tratarse de simulaciones en ambiente digital. Ahora bien, ¿cómo se relaciona el número de muestras con el tiempo?, la respuesta es simple. El número de muestras es la relación entre la variable tiempo y el intervalo de muestreo, es decir:

$$nm = \frac{\text{tiempo}}{\text{Periodo de muestro}}$$

El periodo de muestreo (T_m) es la inversa de la frecuencia de muestreo (f_m),

$$T_m(s) = \frac{1}{\text{Frecuencia de muestro}} = \frac{1}{f_m}$$

Por lo tanto, estimando la distancia a recorrer por el ultrasonido, las características del medio y la frecuencia de muestreo, puede determinarse el número de muestras al máximo de la envolvente y el número de muestras totales de la simulación. El siguiente ejemplo aclara lo citado.

Ejemplo 5.4

Se dispone de una pieza de aluminio ($c = 6000$ m/s) de 2 cm de espesor para ser inspeccionada usando un palpador de 5 MHz, con constante de amortiguamiento de 0.13 y se muestrea a una frecuencia de 66 MHz. Calcular el t_t teórico, determinar el nm al máximo de la envolvente y la longitud máxima del registro para el modelo polinómico.

Calculo del t_t teórico

$$t_t = 2 * \text{espesor} / C = 2 * 0.02 / 6000 = 6.66 \mu s$$

El periodo de muestreo es $T_m = 1 / f_m = 1 / 66 \cdot 10^6 = 15.1 ns$. El nm al valor del t_t es:

$$nm_{t_t} = t_t / T_m = 6.66 \mu s / 15.8 ns = 440 \text{ muestras}$$

El número de muestras al máximo de la envolvente se obtiene a partir de la Ecu. (5.20), reemplazando los valores,

$$t_{\max} = 6.66 \cdot 10^{-6} + 3.49 \cdot 10^{-7} = 7 \mu s$$

$$nm_{t_{\max}} = t_{\max} / T_m = 7 \mu s / 15.8 ns = 463 \text{ muestras}$$

Para visualizar la señal de eco completa se puede adoptar un tiempo de 4 veces la diferencia de tiempo $t_{\max} - t_t$, debido a que se trata de una función exponencial negativa, con valor próximo a cero a partir de 4 constantes de tiempo, por lo tanto,

$$nm_{t_{0-t}} = 4(t_{\max} - t_t) / T_m = 4(7 \mu s - 6.66 \mu s) / 15.8 ns = 90 \text{ muestras}$$

Finalmente el número total de muestras del registro es de 553, quedando en la función genera_poly15, el vector de muestra en [0:552].

5.2.1.2. Constante de amortiguamiento y ancho de banda del transductor

La constante de amortiguamiento puede obtenerse por dos caminos diferentes: en el dominio del tiempo a partir de la Ecu. (5.7), o en el dominio de la frecuencia, a partir de la transformada de Fourier de la Ecu. (5.6). Esta última proporciona una mayor precisión, puesto que este parámetro determina el ancho de banda de la señal. Para tal fin se procede de la siguiente manera:

Sea $f(x) = u(x)n^{n-1}e^{-\alpha x}$ una función expresada en forma polinómica [1] donde $u(x)$ es la función escalón unitario. De las tablas de transformadas de Fourier [5], la transformada en seno de $f(x)$ es:

$$F_s(w) = \int_0^{\infty} f(x)\text{sen}(wx)dx = \frac{\Gamma(n)\text{sen}\left[ntg^{-1}\left(\frac{w}{\alpha}\right)\right]}{\left(w^2 + a^2\right)^{\frac{n}{2}}} \quad (5.10)$$

donde $\Gamma(n)$ es la función gamma definida como:

$$t^{n-1}e^{-\alpha x}u(x) \rightarrow \frac{(n-1)!}{(jw+1)^{n+1}} \quad (5.11)$$

$$\Gamma(n) = \int_0^{\infty} x^{n-1}e^{-x}dx = (n-1)! \quad (5.12)$$

y la transformada del coseno es:

$$F_c(w) = \int_0^{\infty} f(x)\text{cos}(wx)dx = \frac{\Gamma(n)\text{cos}\left[ntg^{-1}\left(\frac{w}{\alpha}\right)\right]}{\left(w^2 + a^2\right)^{\frac{n}{2}}} \quad (5.13)$$

por lo que la transformada de Fourier $F(w)$ de $f(x)$ es,

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-jwx}dx = \int_0^{\infty} f(x)e^{-jwx}dx = F_c(w) - jF_s(w) \quad (5.14)$$

El espectro de potencia de $F(w)$ es,

$$|F(w)|^2 = |F_c(w)|^2 + |F_s(w)|^2 \quad (5.15)$$

reemplazando se obtiene:

$$|F(w)|^2 = \frac{[\Gamma(n)]^2}{(w^2 + \alpha^2)^n} \left[\text{sen}^2 \left(n \text{tg}^{-1} \left(\frac{w}{\alpha} \right) \right) + \text{cos}^2 \left(n \text{tg}^{-1} \left(\frac{w}{\alpha} \right) \right) \right] \quad (5.16)$$

por la identidad $\text{sen}^2 x + \text{cos}^2 x = 1$, queda como:

$$|F(w)|^2 = \frac{[\Gamma(n)]^2}{(w^2 + \alpha^2)^n} \quad (5.17)$$

El máximo $\max(|F(w)|^2)$ se obtiene para una frecuencia $w = w_0$. Por simple inspección de la expresión (5.17), el máximo se obtiene para $w_0 = 0$ (señal pasa bajos), y es igual a:

$$\max(|F(w)|^2) = \frac{[\Gamma(n)]^2}{\alpha^{2n}} \quad (5.18)$$

la frecuencia de corte para el punto de -6dB se da para una frecuencia:

$$w = w_c \quad \text{tal que} \quad |F(w_c)|^2 = \frac{\max(|F(w)|^2)}{2}.$$

De la Ecu. (5.17) y Ecu. (5.18) se obtiene:

$$\frac{[\Gamma(n)]^2}{(w_c^2 + \alpha^2)^n} = \frac{[\Gamma(n)]^2}{2\alpha^{2n}} \quad (5.19)$$

Esto es,

$$w_c^2 + \alpha^2 = \sqrt[n]{2}\alpha^2 \quad (5.20)$$

de donde se obtiene el parámetro α para un ancho de banda $bw = 2w_c$:

$$\alpha = \frac{w_c}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \quad (5.21)$$

A partir de w_c obtenida del espectro de densidad de potencia, se determina el parámetro α . Inversamente puede determinarse un modelo de señal ultrasónica de tipo polinómico con un ancho de banda determinado $2w_c$. Aplicando la Ecu. (5.19) para el parámetro α , y la Ecu. (5.6) para la señal $s(t)$ con frecuencia angular central w_0 . Este método ha sido seguido en los procesos de simulación utilizados en esta obra. El ancho de banda (bW) y la constante de atenuación del palpador (α) se obtienen a partir del espectro de densidad de potencia de un eco patrón (libre de defectos). El bW se determina para el punto de -6 dB, tal como se muestra en la Fig. 5.10, donde se ha usado un palpador de 5 MHz de banda angosta. Los círculos de izquierda a derecha, indican las frecuencias de corte inferior, de trabajo y de corte superior, respectivamente. El bW obtenido fue del 36.6%, cifra que corrobora que el palpador es de banda angosta. A partir de lo anterior y empleando la Ecu. (5.21) se obtuvo para este palpador un $\alpha = 0.1326$ [6].

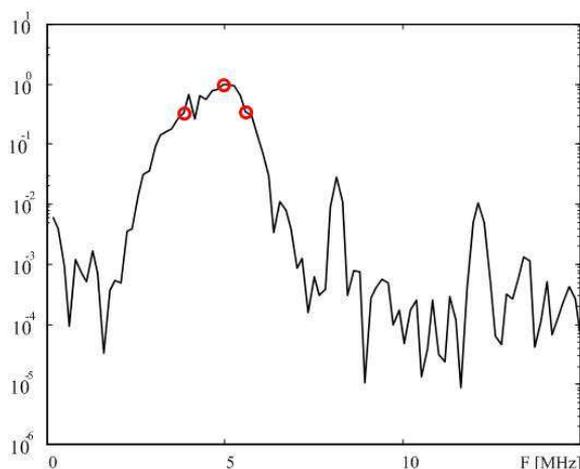


Figura 5.10. Espectro de densidad de potencia de un eco de referencia

5.2.2. Modelo de la envolvente con funciones exponenciales

Existen situaciones donde se necesita disponer de la forma de la envolvente para emplearla como modelo y realizar alguna operación en tiempo real con ella [7,8,9]. En estos casos se excita simultáneamente al transductor y al modelo. Debido a que el modelo es implementado con un circuito electrónico analógico, es relativamente sencillo generar la envolvente con funciones exponenciales decrecientes [38,39], por medio de las propiedades de la carga y descarga de un capacitor. Para ello se parte de una señal $s(t)$, como sigue:

$$s(t) = A e^{-\alpha t} - B e^{-\beta t} \quad (5.22)$$

donde A, B son constantes asociadas a la amplitud de cada exponencial y α y β constantes que determinan la amortiguación de cada exponencial.

Si se hace $A = B = C$, se tiene:

$$s(t) = C(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (5.23)$$

El tiempo al valor máximo se obtiene encontrando el valor máximo derivando respecto al tiempo la expresión anterior, esto es:

$$\frac{d s(t)}{dt} = t_{\max} = \frac{1}{\alpha - \beta} \log_2 \left(\frac{\beta}{\alpha} \right) \quad (5.24)$$

Pasando la Ecu. (5.22) al dominio transformado de Laplace:

$$S(s) = \frac{C}{\beta - \alpha} \frac{1}{(s + \alpha)(s + \beta)} \quad (5.25)$$

Por lo que la función de transferencia H(s) toma la forma:

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\alpha}\right) \left(1 + \frac{s}{\beta}\right)} \quad (5.26)$$

Pasando al dominio del tiempo:

$$s(t) = -\frac{C}{\beta - \alpha} (e^{-t\alpha} - e^{-t\beta}) \quad (5.27)$$

Esta expresión se usa para implementar el modelo de envolvente, denominado conformador de ondas [9].

Ejemplo 5.5

Generar una envolvente a partir de la Ecu. (5.27) que cumpla con $C = 1$, $\alpha = 2000$ y $\beta = 5000$. Determinar el tiempo al valor máximo. La envolvente se genera a partir de la siguiente función:

```

%conformador.m
function conformador(A,alfa,beta,tfinal)
t=0:tfinal/1000:tfinal; %vector de tiempo
si=A*exp(-t*alfa); %Primera exponencial
sd=A*exp(-t*beta); %Segunda exponencial
fac=1/(beta-alfa);%Factor Ecu.(4.28)
cte=9e3; % cte de amplitud (compensa atenuación causada por fac)
s=-A*fac*cte*(exp(-t*alfa)-exp(-t*beta)); % Ecu. (4.28)
figure(1);plot(t,sc,'k',t,sd,'k',t,s,'k');
    
```

Figura 5.11. Generación del conformador

Entonces, escribiendo conformador(1,0.002,.005,.035); se obtiene el siguiente gráfico de la Fig. 5.12. El tiempo al máximo se determina con la Ecu. (4.25), entonces:

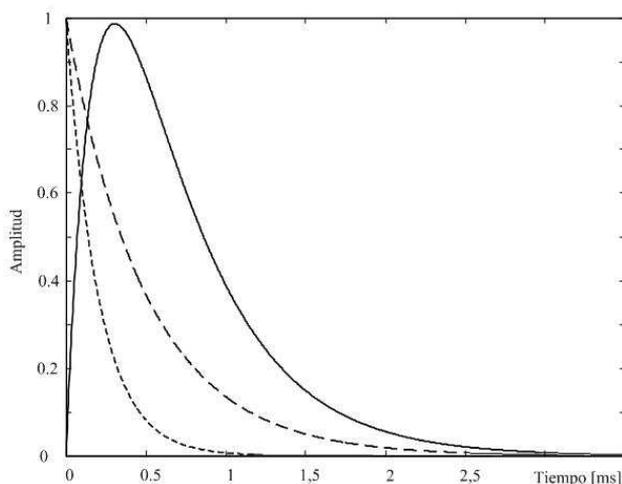


Figura 5.12. Envolvente a partir de exponenciales decrecientes.
 e^{-at} (---), $e^{-\beta t}$ (...)

$$t_{\max} = -\frac{1}{2000 - 5000} \log_2(5000/2000) = 0.44 \text{ ms}$$

Cifra que se corrobora en la Fig. 5.12.

5.2.3. Modelo de envolvente con funciones estadísticas

5.2.3.1. Modelo de la envolvente Gaussiana

El modelo de envolvente gaussiana que está basado en la forma de la ley de distribución normal de la teoría de las probabilidades [10], se expresa como:

$$f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-0.5\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (5.28)$$

donde μ es la media y σ la desviación estándar. Si $\mu = 0$, se tiene

$$f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-0.5\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} \quad (5.29)$$

En la Fig. 5.13 se muestra el resultado de la expresión anterior para $\mu = 0$, $\sigma = 2$ (línea continua) y $\sigma = 4$ (línea a trazos).

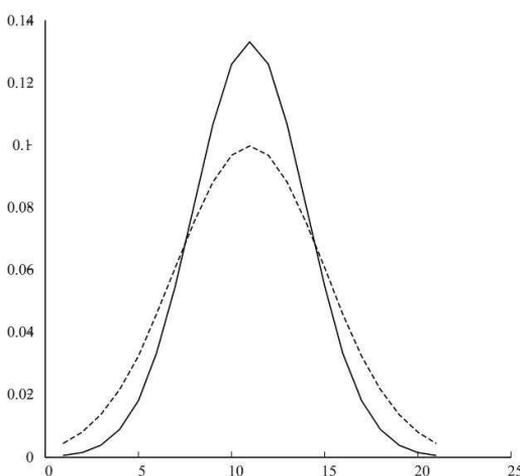


Figura 5.13 Función densidad normal para $\mu = 0$ y $\sigma = 2$ y $\sigma = 4$ (---)

En el área de las comunicaciones se la suele expresar en el dominio del tiempo y en forma simplificada como [11]:

$$s(t) = A e^{-\frac{t^2}{2a^2}}, \quad -\infty < t < \infty \quad (5.30)$$

donde: A es una constante asociada a la amplitud y a , otra constante que representa la mitad de la duración de la campana de Gauss, tal como se observa en la Fig. 5.14.

Como:

$$e^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{e^{1/2}} = 0.606$$

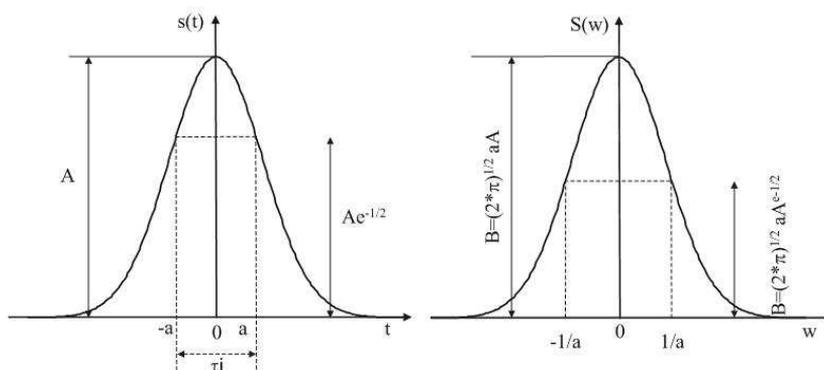


Figura 5.14. Respuesta gaussiana. Relación entre el dominio temporal y el frecuencial

Por lo tanto, la duración total del impulso τ_i es igual a $2a$. Aplicando la transformada de Fourier a la Ecu. (5.30) y operando [11], se llega a:

$$b = \frac{1}{a}, \quad B = \sqrt{2\pi a} A$$

Entonces, la expresión en el dominio de la frecuencia, se expresa como:

$$S(w) = B e^{-\frac{w^2}{2b^2}} \quad (5.31)$$

Pasando al dominio del tiempo, se tiene:

$$s(t) = A e^{-\frac{t^2}{2(1/b^2)}} = \frac{Bb}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b^2 t^2}{2}} \quad (5.32)$$

es decir:

$$\text{duración} = 2/b \text{ y amplitud } A = \frac{Bb}{\sqrt{2\pi}} \quad (5.33)$$

La expresión anterior está corroborando la teoría. A mayor duración en el dominio del tiempo (τ_i), le corresponde menor ancho en el dominio de la frecuencia y viceversa. Dado el ancho de banda, se determina el parámetro σ y a la inversa. La señal de eco final con modulante modelada por envolvente gaussiana, puede expresarse de las siguientes formas:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-0.5\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} \text{sen}[2\pi\omega_0(t-T_0)+\varphi] u(t) \quad (5.34)$$

$$s(t) = \frac{Bb}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b^2}{2}} \text{sen}[2\pi w_0(t-T_0)+\varphi] u(t) \quad (5.35)$$

Ejemplo 5.6

Simular una envolvente de un eco de acuerdo a la expresión (5.34) teniendo en cuenta la frecuencia del ejemplo 5.4. A partir de Matlab es muy sencillo generar la envolvente usando la función de densidad de probabilidad “normpdf”, de la siguiente manera:

```
function [envgau] = env_gau(nm,f0_nor,mu,sigma)
%nm es el número de muestras, f0_nor la frecuencia de trabajo
% respecto a la de muestreo, mu es el valor medio y sigma
% la desviación estándar.
w0_nor=2*pi*f0_nor;
%Generación de la envolvente
envg=normpdf(x,mu,sigma);
%Generación de la frecuencia de trabajo
rf=sin(w0_nor*x);
%Generación de la señal
señal = envg.*rf;
```

Figura 5.15. Generación de envolvente gaussiana en ambiente de simulación

Adoptando 200, se tiene env_gau(200,5/66,0,9). La Fig. 5.16 muestra el resultado de la simulación.

En trabajos de simulación numérica de señales de ultrasonido la modulante Gaussiana suele tomar la forma de [12,13,14]:

$$m(t) = A_0 e^{-\frac{\pi^2 bW^2(t-T_0)^2 f_0^2}{\alpha}} \quad (5.36)$$

donde: bW y f_0 representan al ancho de banda (desviación estándar) y la frecuencia de trabajo del palpador, respectivamente. A_0 es la amplitud máxima, α la constante de amortiguamiento del transductor y T_0 el tiempo de tránsito.

La señal de $s(t)$ representativa del eco para este modelo, queda determinada:

$$s(t) = A_0 e^{\frac{-\pi^2 b W^2 (t-T_0)^2 f_0^2}{\alpha}} \text{sen}[2\pi\omega_0(t-T_0)+\varphi] u(t) \quad (5.37)$$

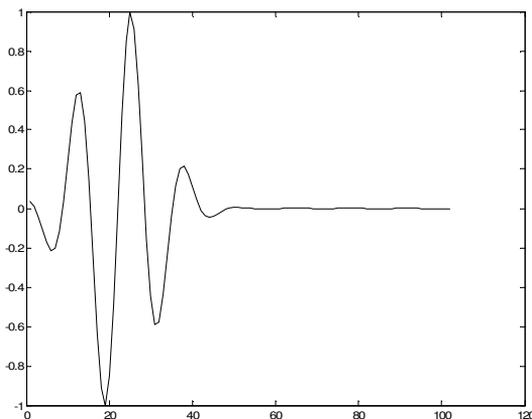


Figura 5.16. Generación de señal de eco con envolvente Gaussiana

5.2.3.2. Modelo de la envolvente con distribución Gamma

Se dice que la variable aleatoria X tiene una distribución gama si su función de densidad de probabilidad está dada por:

$$f(x; \alpha, \theta) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(\alpha)\theta^\alpha} x^{\alpha-1} \exp(-x/\theta), & x > 0, \quad \alpha, \theta > 0 \\ 0 & , \text{ para cualquier otro valor} \end{cases} \quad (5.38)$$

donde: $\Gamma(\alpha)$ es la función gama. Se trata de una función de densidad de distribución del tipo asimétrica positivamente. Esta distribución exhibe perfiles que dependen del valor del parámetro α . En la Fig. 5.17 se muestran gráficas de la función de densidad gama para diferentes valores de α y θ . Para $\alpha > 1$, presenta un pico en $x = \theta(\alpha - 1)$. Para un valor fijo de θ , el perfil básico de la distribución no se altera si α cambia. Esta propiedad da como resultado que α y θ son factores de forma y de escala, respectivamente.

Ejemplo 5.7

Simular una envolvente de un eco de acuerdo a la expresión (5.38) teniendo en cuenta los datos del ejemplo 5.6.

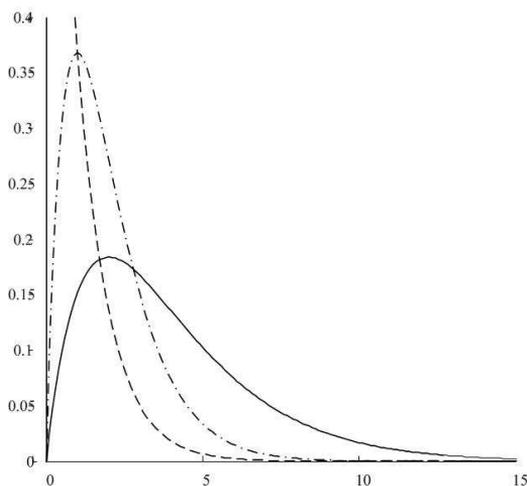


Figura 5.17. Distribución gamma en función de α y θ

Se reemplaza la función `normpdf` por `"gampdf"` (disponible en la biblioteca de funciones estadísticas de Matlab):

```
function [envgam] = env_gam(nm,f0_nor,alfa,tita)
% alfa es el parámetro de forma y tita el parámetro de escala
w0_nor=2*pi*f0_nor;
%Generación de la envolvente
envg=gampdf(nm,alfa,tita);
%Generación de la frecuencia de trabajo
rf=sin(w0_nor*x);
%Generación de la señal
señal = envg.*rf;
```

Figura 5.18. Generación de envolvente gamma en ambiente de simulación

De acuerdo a la relación de los parámetros μ y σ de la distribución normal y la gamma se tiene: $\mu \cong \alpha, \sigma \cong \theta \sqrt{\alpha}$. Adoptando $\mu = 0$, se obtiene que si $\alpha = 1, \theta =$ para los mismos parámetros de la normal, para la gamma se tiene, `env_gam(200,5/66,8,3)`, ver Fig. 5.19.

5.2.3.3. Modelo de la envolvente con distribución de Weibull

Se dice que la variable aleatoria X tiene una distribución gamma si su función de densidad de probabilidad está dada por:

$$f(x; \alpha, \theta) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\theta^\alpha} x^{\alpha-1} \exp\left[-(x/\theta)^\alpha\right] & x > 0, \quad \alpha, \theta > 0 \\ 0 & , \text{ para cualquier otro valor} \end{cases} \quad (5.39)$$

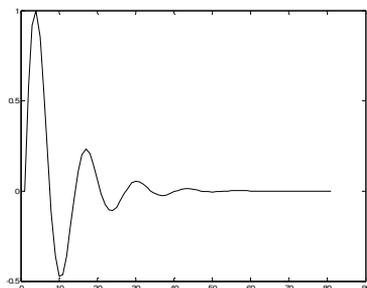


Figura 5.19. Generación de señal de eco con envolvente gamma

Al igual que la función gamma, la función de Weibull es una familia de distribuciones que dependen del factor de forma α y el de escala θ . En la Fig. 5.20 se observa la función de distribución para diferentes valores de sus parámetros.

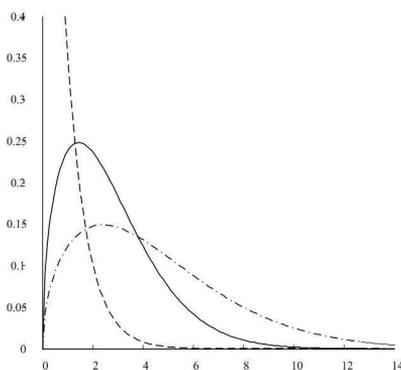


Figura 5.20. Distribución Weibull en función de α y θ

Ejemplo 5.8

Simular una envolvente de un eco de acuerdo a la expresión (5.39), con los mismos parámetros del ejemplo 5.6. En este caso, se reemplaza la función `gampdf` por “`wblpdf`”, que tiene los mismos parámetros que la distribución gamma, entonces:

```
function [envw] = env_weibull(nm,f0_nor,alfa,tita)
w0_nor=2*pi*f0_nor;
%Generación de la envolvente
envw=wblpdf(nm,alfa,tita);
%Generación de la frecuencia de trabajo
rf=sin(w0_nor*x);
%Generación de la señal
señal = envw.*rf;
```

Figura 5.21. Generación de envolvente Weibull en ambiente de simulación

env_weibull(2005/66,8,3);

Debido a que en la mayoría de los casos, la respuesta de los palpadores usados en END en medicina y los transductores empleados en robótica, siguen al modelo polinómico, de aquí en adelante en esta obra se trabajará sólo con él.

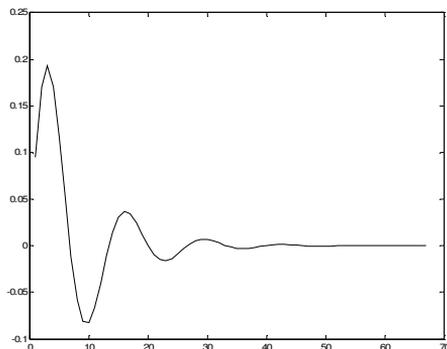


Figura 5.22. Generación de señal de eco con envolvente Weibull

5.3. Alternativas para la determinación del tiempo de transito

5.3.1. Introducción

En general, cuando se trata de un solo eco, aún en los casos donde el medio es muy ruidoso (baja relación señal-ruido) es posible la detección del instante de arribo. Sin embargo, en muchos casos, la señal recibida está compuesta de varios ecos, presenta un nivel de ruido importante y además, como se trata de reflectores muy próximos, puede haber solapamiento, es decir, la superposición de la cola de uno con el inicio del otro. Para tratar de resolver este inconveniente, se han desarrollado técnicas de procesamiento de señales tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, algunas de las cuales pueden operar en tiempo real. Si bien existe un abanico de posibilidades, a continuación se mostrarán cuatro formas clásicas, de resolver el problema de la determinación del tiempo de transito con ecos solapados:

- Funciones de correlación
- Deconvolución por filtrado inverso
- Procesamiento adaptivo
- Cepstrum

5.3.2. Funciones de Correlación

La correlación entre señales es una medida de la similitud entre las mismas. La correlación de una señal consigo misma se denomina auto correlación, definida en el dominio temporal como:

$$\phi_{xx} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t - \tau) d\tau \quad (5.40a)$$

y para secuencias:

$$\phi_{xx}(k) = \sum_0^{N-1} x(n) \cdot x(n - k), \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.40b)$$

La correlación de dos señales diferentes se denomina correlación cruzada (cross-correlation), expresándose:

$$\phi_{yx} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t - \tau) d\tau \quad (5.41a)$$

y

$$\phi_{yx}(k) = \sum_0^{N-1} y(n) \cdot x(n - k), \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.41b)$$

En ambas expresiones, el parámetro τ (ó k) constituye un desplazamiento en el tiempo (ó de la secuencia). Es un parámetro de búsqueda o exploración que, mediante un ajuste apropiado, permite revelar en la máxima extensión posible, la falta de relación o, por lo contrario, la correlación existente entre ambas señales funciones del tiempo. Del comportamiento de ϕ_{xx} no pueden obtenerse conclusiones sobre la evolución temporal de la señal, ni de la información de fase. Por sus propiedades, las funciones de correlación han sido ampliamente usadas para la medición de retardos (demoras) entre señales (Fig. 5.23) [15].

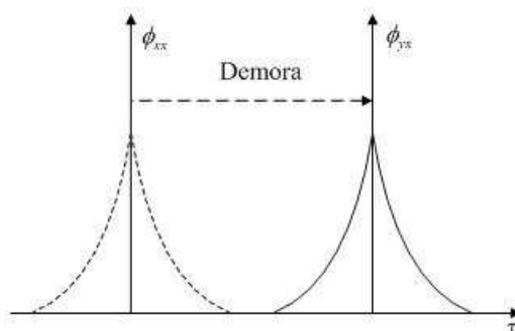


Figura 5.23. Concepto de medición de retardos con las funciones de correlación

Sea $x(t) = s(t)+r(t)$ donde $s(t)$ representa la señal y $r(t)$ al ruido presente en la primera, la expresión de la función de correlación cruzada se puede expresar como :

$$\phi_{yx}(\tau) = \phi_{ss}(\tau) + \phi_{rr}(\tau) + \phi_{sr}(\tau) + \phi_{rs}(\tau) \quad (5.42)$$

Si $s(t)$ no está correlacionada con $r(t)$,

$$\phi_{yx}(\tau) = \phi_{ss}(\tau) \quad (5.43)$$

Significa que presenta alta inmunidad al ruido.

Las funciones de correlación han sido ampliamente usadas en el campo del ultrasonido en diferentes aplicaciones: mediciones de distancia, de velocidad, atenuación, etc., aún cuando se tengan bajas SNR. En este último caso, se han desarrollado técnicas que permiten emitir pulsos de ultrasonido codificados y, mediante el uso de algoritmos adecuados, permiten la detección de señales en casos donde, debido al ruido estructural, la SNR dificulta o imposibilita la detección de señales. A continuación, se citarán algunos ejemplos de la aplicación de las funciones de correlación en los campos del ultrasonido en el aire y en END. Las funciones de correlación para determinar el instante de arribo de los ecos, tanto con transductores emisor-receptor separados, como compartiendo la misma cerámica, se implementan con el mismo algoritmo. En la Fig. 5.24 se muestra el esquema de uno de los métodos en que se usaron las funciones de correlación. S_{zc} , $M\phi_{xx}$ y $M\phi_{yx}$ representan la respuesta del sistema como resultado de la excitación (zc), los valores máximos de ϕ_{xx} de la excitación y del cómputo de la correlación cruzada entre la excitación y la traza (ϕ_{yx}) respectivamente. En todos los casos, se digitalizaba la envolvente de las señales [16,17].

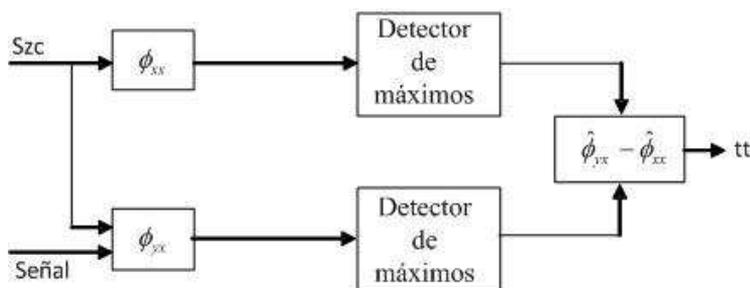


Figura 5.24. Diagrama del método (INAUT-96)

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5.25. La línea recta indica el cómputo real de la distancia que separa al conjunto transductor del blanco. Con líneas

punteadas, la medición, del cómputo de la distancia con la metodología usada. La flecha indica a partir de qué distancia se ingresa a la z_c .

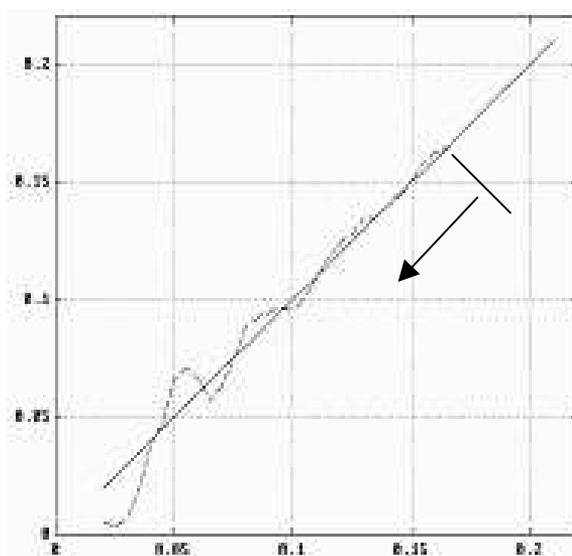


Figura 5.25. Resultados del método de correlación. Línea recta: t_t teórico (INAUT - 96)

El error máximo cometido por esta metodología fue de 0.5λ ($f_0 = 40\text{kHz}$) hasta una penetración del 50% de la z_c y con una indeterminación de 1.4λ hasta el 80% de la misma [18,19]. La bondad del método fue debido a que el rango dinámico de las señales se encontraba dentro de los 30 dB o mayor.

Existen un sin número de estudios basados en el concepto de receptor óptimo por correlación que tratan de optimizar esta técnica, algunos de ellos mediante el uso de polinomios ortogonales. El lector interesado en profundizar este tema puede consultar como punto de partida las referencias [20, 21, 22].

5.3.3. Deconvolución

La salida de un sistema de emisión-recepción de ultrasonido se puede analizar en régimen transitorio de acuerdo a la respuesta impulsiva (RI) [23]:

$$s(t) = e(t) * h(t) \quad (5.44)$$

donde $h(t)$ es la respuesta espacial al impulso que contiene toda la información geométrica de la escena sometida a la observación y $e(t)$, la señal de entrada donde se engloban las características electromecánicas del sistema emisión-recepción. Por ello, cabe esperar que la obtención de la RI a partir de los ecos recibidos, proporcione una medida directa de distancias y que posea capacidad de discriminación de objetos

próximos entre sí. Es decir, dos o más objetos próximos producen ecos que se interfieren, haciéndolos inseparables con las técnica del umbral o con procesamiento digital directo de los ecos. La resolución proporcionada por la RI permite la discriminación de los ecos, aunque está limitada por el ancho de banda en el que se puede realizar la deconvolución. El método más adecuado para realizar la ésta en aplicaciones de tiempo real es el denominado filtrado inverso [23, 24]. La respuesta impulsional de un sistema mediante esta técnica se basa en la relación entre la convolución y la transformada de Fourier:

$$s(t) = e(t) * h(t) \Leftrightarrow S(f) = H(f) \cdot E(f) \quad (5.45)$$

Existen dos formas para obtener la RI basándose en esta relación. Por un lado, se puede obtener $H(f)$ a partir de una simple división en el dominio frecuencial y $h(t)$ con su transformada inversa de Fourier:

$$h(t) = F^{-1} \left(\frac{S(f)}{E(f)} \right) \quad (5.46)$$

o bien, se puede obtener una función, que se suele denominar filtro inverso $fi(t)$, mediante la transformada de Fourier de la inversa de la señal de entrada:

$$fi(t) = F^{-1} \left(\frac{1}{E(f)} \right) \quad (5.47)$$

obteniéndose la RI mediante la convolución con la señal de salida:

$$h(t) = fi(t) * s(t) \quad (5.48)$$

El filtro inverso amplifica las componentes de menor peso en el espectro de frecuencia de la señal de salida respecto a las componentes de mayor peso dentro de la banda del sistema. Sin embargo, las frecuencias amplificadas tienen a menudo una mala relación señal-ruido, por lo que la simple deconvolución en todo el espectro de frecuencias resulta en la práctica, inaceptable. Tanto la señal de entrada como de salida, se obtienen con un nivel de ruido no despreciable, por lo que la expresión anterior del filtrado inverso se debe sustituir por:

$$H(f) = \frac{S(f) + R_s(f)}{E(f) + R_e(f)} \quad (5.49)$$

donde: $R_e(f)$ y $R_s(f)$ representan los espectros del ruido de entrada y salida, respectivamente. Lo anterior significa que en todas aquellas frecuencias f_r incluidas en el ancho de banda se efectúa la deconvolución. Para las que se verifica:

$$S(f_r) \ll R_s(f_r) \quad \text{y} \quad E(f) \ll R_e(f_r) \quad (5.50)$$

la función de transferencia a dichas frecuencias toma el valor:

$$H(f_r) = \frac{R_s(f_r)}{R_e(f_r)} \quad (5.51)$$

Por lo tanto $H(f_r)$ tiene un valor no determinado, que en el peor de los casos puede ser tan grande que enmascare completamente el verdadero valor de $h(t)$. Por esta razón siempre es necesario eliminar las componentes frecuenciales que corresponden a bajas relaciones señal-ruido. De lo visto, se deduce que para realizar la deconvolución mediante filtrado inverso, es necesario resolver la disyuntiva entre resolución y amplificación de ruido, por lo tanto: *Toda reducción del ancho de banda donde se realiza la deconvolución reducirá el efecto del ruido en la respuesta obtenida.* Las distintas formas de resolver estos dos problemas han dado lugar a numerosas técnicas de deconvolución que permiten realizar una estimación $\tilde{h}(t)$ de la respuesta impulsional real $h(t)$. A continuación, se describirán algunas de las más empleadas.

5.3.3.1. Filtro de Wiener

Si se modela el ruido $N(w)$ por un ruido blanco gaussiano de potencia Q y aplicando la clásica expresión del filtro (Ecu. (5.37)), se llega a que la solución al problema del filtro inverso es:

$$C(w) = \frac{X^*(w)}{X(w) \cdot X^*(w) + Q} \quad (5.52)$$

Que da un valor cercano a $X^{-1}(w)$ en la banda del transductor y valores muy bajos $X^*(w)/Q$ fuera de la banda. La realización del filtro de Wiener [25] se muestra en la Fig. 5.26. A partir de $x(k)$ y un valor estimado del ruido Q (constante) se calculan los coeficientes del filtro $C(w)$ (CAL) y/o $c(k)$ si es que se va a operar en el dominio del tiempo. El filtrado se realiza en otra fase, en la que a partir de $c(k)$ e $y(k)$ se obtiene $h(k)$. Esta operación se puede realizar de forma muy rápida para aplicaciones de tiempo real por medio de DSP o filtros FIR implantados en hardware.

Otra forma de limitar el ruido de la deconvolución consiste en limitar la banda del filtro inverso a la banda del transductor:

$$C(w) = \frac{A(w)}{X(w)} \tag{5.53}$$

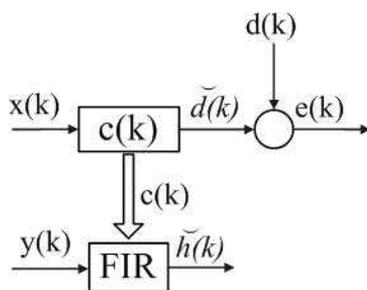


Figura. 5.26. Esquema del Filtro de Wiener

donde $A(w)$ limita el ancho de banda de aplicación del filtro. $A(w)$ puede ser cualquier función que se ajuste al ancho de banda del transductor ($X(w)$), y se pueden tener buenos resultados, tanto si se aplica una ventana rectangular ajustada pej al corte de -6dB en el espectro, o bien una ventana gaussiana. Aunque existen otros algoritmos que intentan ajustar los límites del filtro de una forma más precisa a la banda del transductor, por ejemplo, la deconvolución por *expansión espectral* del filtro inverso, es una aproximación deducida a partir del algoritmo de Van Citter [26,27], el cual resuelve la deconvolución por aproximaciones sucesivas. La implementación de este filtro es semejante a la del filtro de Wiener vista anteriormente, en la que, únicamente cambia el algoritmo de cálculo de $C(w)$ (Fig. 5.27) [28,29,30].

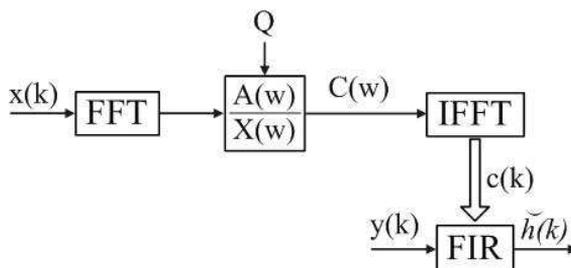


Figura 5.27. Esquema de filtrado con Limitación del espectro.

Esta última se ha empleado con éxito tanto para aplicaciones de robótica, como en END, pues puede ser implementada fácilmente en aplicaciones de tiempo real con el uso de convolucionadores digitales (filtros FIR). La Fig. 5.28 muestra cómo mejora la resolución axial mediante la técnica citada, permitiendo distinguir entre dos defectos muy próximos entre sí ($h_c(k)$), cuando no eran distinguibles en el eco directo $y(k)$.

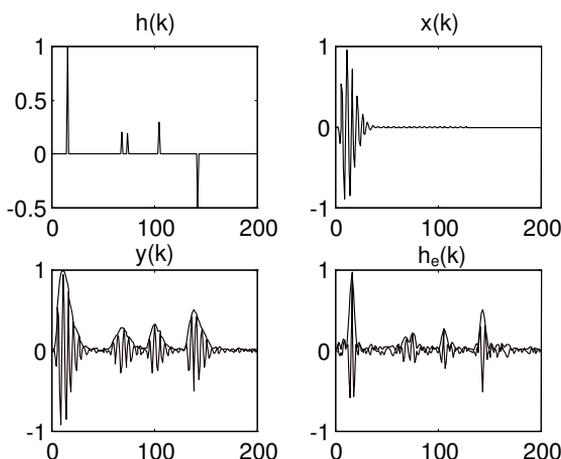


Figura 5.28. Mejora de la resolución axial mediante deconvolución por expansión espectral del filtro inverso

5.3.3.2. Filtro de conformación

Este es un método que, a partir de $x(t)$, intenta adaptar los coeficientes del filtro $c(k)$ para obtener una salida $\tilde{d}(k)$ lo más cercana posible a una respuesta impulsiva muy estrecha $d(k)$ (Fig.5.28). Por tanto, el problema consiste en calcular el filtro $c(k)$ dada la señal de referencia $x(k)$ y el pulso deseado $d(k)$, de forma que se minimice el error $e(k)$. Una vez calculados los coeficientes del filtro se opera como en los casos anteriores. El tema más delicado de este método es cómo elegir el pulso $d(k)$. Si $d(k)$ es un pulso de Dirac $\delta(t-T_0)$, el resultado de la deconvolución es excesivamente ruidoso. Por eso, conviene utilizar otras formas de pulso distintas a una delta de Dirac, peej un pulso *gaussiano* adaptado a la frecuencia de vibración del transductor:

$$d(k) = e^{-\left[\left(\frac{k-T_0}{\sigma}\right)^2\right]} \tag{5.54}$$

Otras alternativas para $d(k)$ podría ser la doble gaussiana, función seno, función sinc(\cdot), etc.

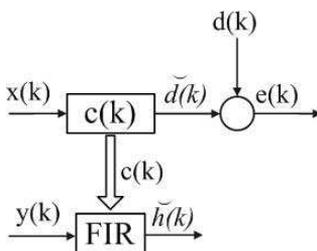


Figura 5.29. Esquema de filtrado con Filtro de Conformación.

5.3.3.3. Deconvolución homomórfica

Este es un algoritmo específico para cuando no se conoce el patrón $x(t)$. Se basa en el siguiente principio: La señal $x(t)$ y la respuesta impulsiva $h(t)$ están relacionadas mediante convolución, no siguiendo por tanto el principio de superposición de los sistemas lineales, sin embargo, son sistemas homomórficos al cumplir el principio generalizado para algunas transformaciones [25]. Así, según se muestra en la Fig. 5.30, mediante el logaritmo complejo de la transformada de Fourier, se consigue pasar de un sistema relacionado mediante convolución a otro, con sumas y multiplicación por un escalar.

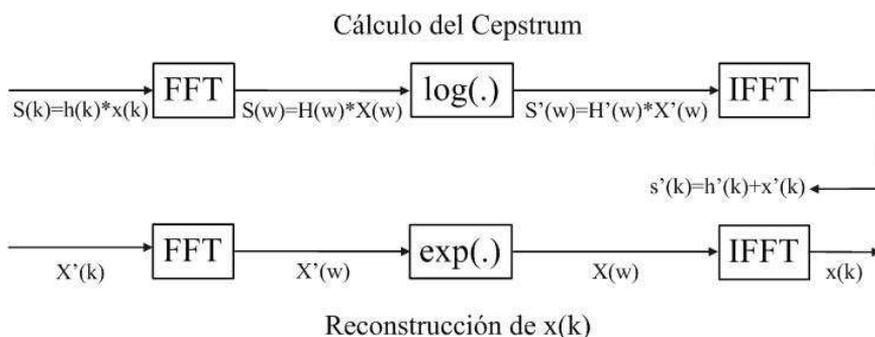


Figura. 5.30 Esquema de la deconvolución homomórfica

Una vez obtenida la señal $s'(k)$ se le denomina *cepstrum complejo* de $s(k)$ y se pueden separar sus componentes $x'(k)$ y/o $h'(k)$ mediante ventanas en el dominio temporal, siempre que ocupen espacios diferentes. Para calcular la señal de referencia $x(t)$ y/o la respuesta impulsiva $h(t)$, sólo falta realizar las transformaciones inversas a partir del cepstrum $x'(k)$ y/o $h'(k)$. Para ello se aplica en el mismo orden las transformadas inversas a las anteriores: $\text{FFT} \rightarrow \text{EXP} \rightarrow \text{IFFT}$ sobre las señales que componen $s'(k)$. El principal inconveniente de este tipo de deconvolución es que los sistemas deben ser de fase mínima, para que los cepstrum $x'(k)$ y $h'(k)$ estén temporalmente separados. En el caso de señales de ultrasonido, esta condición no siempre se cumple.

5.3.4. Procesamiento Adaptivo

El procesamiento adaptable de señales es una técnica que se desprende de la teoría del filtro de Wiener [25], por la cual no es necesario conocer a priori las características estocásticas de la señal a procesar ni del ruido que la corrompe. La única restricción es la disponibilidad de una señal de referencia, correlada de alguna forma con el ruido que ha corrompido la señal base. Se trata de técnicas que, basadas en el concepto de correlación, buscan la estimación del gradiente del error cuadrático medio ajustando interactivamente los coeficientes del filtro. Un sistema Adaptivo para cancelar ruido está formado por un filtro adaptivo, un detector de error y dos entradas, una "primaria" (d) donde está presente la información base contaminada con ruido y otra de

“referencia” (x) que contiene una muestra del ruido, de igual naturaleza del que está presente en la entrada primaria (Fig. 5.31).

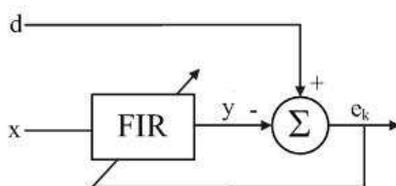


Fig. 5.31. Esquema de un Procesador Adaptivo.

En general, la estructura algorítmica más difundida es la de Widrow [31], en la cual el ajuste de los coeficientes del filtro se basa en el método de la pendiente descendente:

$$\nabla_k = X_k \epsilon_k \quad (a)$$

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu \epsilon_k X_k \quad (b) \quad (5.56)$$

$$e_k = d_k - W^T X_k \quad (c)$$

Donde ∇ es la estimación del gradiente; W representa los coeficientes o pesos del filtro adaptivo; μ es el factor que controla la estabilidad y la velocidad de la convergencia del algoritmo en la búsqueda del error mínimo, X el vector de la secuencia de entrada; ϵ el error y d la respuesta deseada. Estas expresiones representan el ajuste de los pesos del filtro hacia el mínimo de la superficie de error (filtro óptimo). Con señales de entrada estacionarias y W_k independiente de X_k , el error deberá converger a la solución óptima del filtro de Wiener, esto es, $W^* = R^{-1}P$. Donde W^* representa el valor óptimo de los pesos, R la matriz de correlación de X y P el vector de correlación cruzada entre la entrada de señal y la de referencia. Se puede demostrar que la solución óptima $W = W^*$, se encuentra en función del coeficiente de ganancia adaptiva μ :

$$\frac{1}{\lambda_{\max}} > \mu > 0 \quad (5.57)$$

donde λ_{\max} es el máximo autovalor de R . Expresando la Ecu. (5.46) en función de la traza de R , se tiene para el filtro transversal:

$$\frac{1}{(l+1) \cdot E[x_0^2]} > \mu > 0 \quad (5.58)$$

donde: l representa el número de etapas del filtro (taps) y $E[x_0^2]$ el valor cuadrático medio (signal power) de la entrada de referencia del filtro ($\phi_{xx}(o)$). Como se puede observar, esta es una ecuación de diseño del filtro. Cuando el vector de pesos converge a la solución de Wiener, el error cuadrático medio disminuye al valor mínimo como suma de exponenciales. La constante de tiempo de esas exponenciales se expresa como el número de iteraciones en unidades de tiempo. La expresión general de la constante de tiempo es:

$$\tau_{MSE} = \frac{L + 1}{4\mu tr[R]} \quad (5.59)$$

La longitud mínima del filtro se define como el cociente entre el ancho de banda necesario y la frecuencia de resolución del filtro:

$$L_{mín} = \frac{2bW}{f_{rf}} \quad (5.60)$$

Las ecuaciones (5.48) a (5.50), son usadas para el diseño del filtro. En la Fig. 5.32 se muestra una aplicación de esta técnica a un registro de la inspección de un envase de conserva alimenticia [32]. La señal patrón (registro de un envase sin objetos en su interior [33]), se conectó a la entrada de referencia (x) y la del eco con los dos objetos, a la entrada de señal (d). En la parte superior, se observa la posición del eco del objeto y en la parte inferior, el resultado del filtrado.



Figura 5.32. Resultado del filtrado adaptable del eco de un envase de conserva alimenticia con defectos en su interior.
(INAUT-98)

Es evidente que el eco del objeto situado en el sector de saturación, no es reconocido por el sistema, mientras que el que se encuentra fuera de dicha zona, es magnificado.

5.3.4.1. Variantes del Algoritmo LMS

El mayor inconveniente de la Ecu. (5.47) es el tiempo que emplea el algoritmo para arribar al mínimo de la superficie de error (hiper superficie), esto es, $W = W^*$ que se incrementa exponencialmente al incrementarse el número de los pesos (etapas) del filtro. Por otra parte, esta expresión no considera que el punto de partida sea un $W = W_0$, tal que, permita al algoritmo encontrar fácilmente la ruta hacia el mínimo. Para paliar este inconveniente existen varias alternativas que, en general, tratan de estimar la matriz R y su inversión. Sin embargo, presentan el inconveniente de que, por sus requerimientos, son sólo de aplicación teórica (método de Newton) o demandan un alto volumen de cálculo (algoritmo de regresión secuencial [27]).

Como se ha visto en el algoritmo LMS, la corrección $\mu e_k X_k$ aplicada al vector de pesos w_k en la iteración k+1 es directamente proporcional al vector de entrada X_k . Cuando X_k es muy variable por acción del ruido, el algoritmo LMS experimenta un problema que se denomina *amplificación del gradiente de ruido* y debido a que, μ es constante, no hay forma de contrarrestarlo. Para reducir este inconveniente, el ajuste de w_{k+1} se normaliza respecto del cuadrado de la norma Euclidiana del vector de entrada X_k [29], con lo que la ecuación (5.72b) toma la forma:

$$W_{k+1} = W_k + \frac{\hat{\mu}}{a + \|X_k\|^2} \mu \epsilon_k \quad (5.61)$$

El valor de μ es variable en cada iteración de acuerdo a:

$$\mu_k = \frac{\hat{\mu}}{\|X_k\|^2} \quad (5.62)$$

donde:

$$0 < \hat{\mu} < 2 \quad (5.63)$$

El factor a en el denominador de la Ecu. (5.61) es una constante positiva de pequeño valor, necesaria para que el cociente no sea muy grande en el caso que la norma tienda a cero, poniendo en peligro la estabilidad del algoritmo. Una de las ventajas de esta versión del LMS es que, al ajustarse en cada iteración, el algoritmo arriba con más rapidez al valor óptimo $w = w^*$. La Fig. 5.33 muestra el resultado de aplicar el LMS normalizado al registro de la Fig. 5.32. [33]. Los parámetros del filtro fueron: $\mu = 1.25 \cdot 10^{-5}$, $\mu_{\max} = 0.68$ y $L_{\min} = 3$. Donde μ_{\max} es un factor que, al inicio del algoritmo acelera la evolución de la convergencia al valor del error mínimo. Una vez superado el

arranque, el valor de ganancia del filtro es μ . Como se observa, el eco del objeto fuera de la zona de saturación se recupera magnificado, sin embargo, el eco del objeto ubicado en su interior, no puede ser identificado.



Figura 5.33. Aplicación del algoritmo LMS normalizado al registro de la Fig.5.23 (INAUT-98)

Las estructuras algorítmicas citadas han sido empleadas en variadas aplicaciones en el campo de los END, en especial en la industria aeroespacial. Un caso típico es el control de calidad de motores cohetes de combustible sólido. En esta aplicación, la señal de ultrasonido debe penetrar una estructura multicapa compuesta de agua, acero, goma laminada (dos capas). Debido a la gran diferencia de impedancias acústicas en la interfaz acero/goma, se genera un gran eco de interfaz, y no es posible obtener el eco del defecto. El empleo del algoritmo LMS ha permitido caracterizar el estado de las interfaces [6, 34].

5.3.5. Cepstrum

El cepstrum de una señal se define como la transformada inversa de Fourier del logaritmo del espectro de la señal [25]. Es una consecuencia de los sistemas que obedecen al principio generalizado de superposición denominados homomórficos. Estos sistemas, son representados por transformaciones algebraicas lineales, entre el espacio de estado de los vectores de entrada-salida. Aquí se aplicó este concepto para estimar la posición de un defecto. Si se representa la señal recibida por el sistema de ultrasonido como $s(t)$, suponiendo que se recibe un solo eco, ésta puede expresarse como:

$$s(t) = x(t) + Ax(t - t_d) \quad (5.64)$$

Pasando al dominio discreto, se tiene:

$$s_L(nT) = x(nT) + Ax[(n - n_d)T] \quad (5.65)$$

donde: T es el periodo de muestreo. El logaritmo del espectro de potencia de la expresión anterior [34] es:

$$\log |S_{Lk}|^2 = \log |S_{Lk}|^2 \log (1 + A^2) + \log \left[1 + b \cos \left(2\pi n_d \frac{k}{M} \right) \right] \quad (5.66)$$

donde MT es el periodo de muestreo, $k = 1, 2, 3, \dots, M$ y $b = \frac{2A}{1 + A^2}$. La secuencia del cepstrum $\tilde{s}(nT)$, no es más que la transformada inversa de Fourier de la expresión anterior, esto es:

$$\tilde{s}_L(nT) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \log |S_k|^2 e^{j2\pi n_d \frac{k}{M}} \quad (5.67)$$

Resolviendo, se obtiene:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_L(nT) = F^{-1} \left[\log |X_k|^2 \right] + \log (1 + A^2) \delta(nT) + b \delta(nT - n_d T) + b \delta(nT + n_d T) \\ - \frac{b^2}{2} \delta(nT - 2n_d T) - \frac{b^2}{2} \delta(nT + 2n_d T) + \dots \end{aligned} \quad (5.68)$$

Esta secuencia está caracterizada por picos correspondientes a la llegada del eco en el instante de tiempo $n_d T$ y sus múltiplos enteros, que aparecerán en el registro enmascarando y dificultando la correcta determinación de la demora. Además, debido a la naturaleza no lineal del logaritmo complejo, por un lado estarán presentes a la salida de la secuencia combinaciones algebraicas (sumas y diferencias) de los instantes de tiempo $n_d T$. Por otro lado, por la generación de armónicas en la Ecu. (5.68), puede producirse solapamiento, esto es, aliasing, generando ambigüedad en la determinación del arribo del eco. Sin embargo, de los términos suma y diferencia sólo es representativo el primer par, dado que en los siguientes la amplitud (b) se encuentra dividida por números crecientes; como b es en general un número pequeño, cada término creciente de la secuencia irá teniendo menor peso. Por otra parte, si la extracción del tiempo de arribo se acota en el interior de una ventana temporal, facilita la ubicación del pico más representativo de la medición. Con respecto al posible solapamiento, agregando ceros al inicio de las secuencias se resuelve la ambigüedad. En la Fig. 5.34 se muestran los resultados en simulación de la aplicación del cepstrum, para determinar los tiempos de arribo de los ecos producidos por tres taladros de fondo plano, en una probeta de aluminio. Los picos negativos están indicando por un lado, la posición del instante de arribo del eco y por el otro, que el coeficiente de reflexión sobre el taladro es negativo [34], tal como se determinó para la probeta en el trabajo original [6].

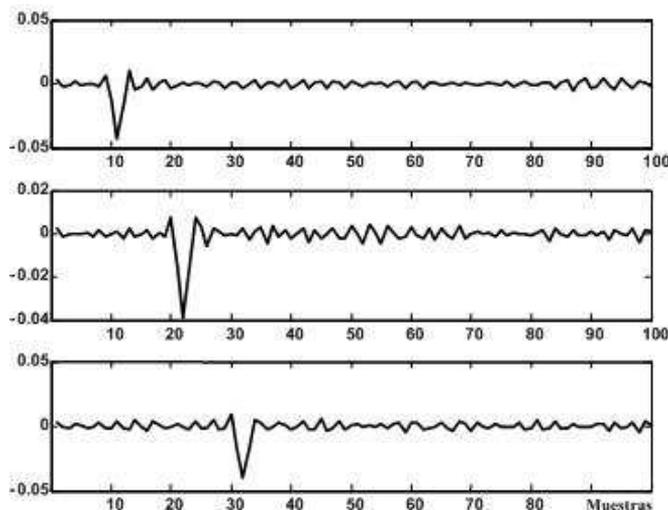


Figura 5.34. Resultados de aplicación del cepstrum a una probeta con taladros de fondo plano. (INAUT-IAI-2003)

5.4. Operadores asociados a la reducción de datos

5.4.1 Introducción

Uno de los principales inconvenientes de las inspecciones por pulso-eco radica en que se incrementa considerablemente el volumen de los datos. Por ejemplo, un ala de un avión de 20m de largo por 3m de ancho, inspeccionada con una resolución de un punto/mm, requiere adquirir 60 Mega valores de trazas. El volumen de datos se multiplica por la longitud de la pieza (por ejemplo, 1k muestras/adquisición), resultando inspecciones del orden de 60 Gbytes que se hacen inmanejables, por lo que en caso de generación de imágenes 3D por pulso-eco, resulta imprescindible realizar una reducción drástica de datos por ejemplo almacenando los principales picos y su posición. Se ha comprobado que el número medio de picos detectados en END industriales no suele ser superior a 3, siendo generalmente el número máximo inferior a 6, con lo que se reduce considerablemente el volumen de los datos. La evaluación a partir de imágenes 3D basadas en adquisiciones con datos reducidos es un problema que hoy en día está en estudio.

A continuación se presentarán algunos operadores muy usados en la reducción de datos y que algunos sistemas actuales de ultrasonido los implementan, como veremos en el capítulo VI.

5.4.2. Detector de máximos

Los detectores de máximos o detectores de pico (también denominados monopico), determinan el valor máximo absoluto de una señal. En este caso particular, se busca la detección en el interior de una ventana de muestras de la señal que no necesariamente

se encuentra ubicada donde está el valor del máximo absoluto. En la siguiente figura se muestra el código de un detector de máximos locales. La función extrae el valor máximo de una traza limitada por m1 y m2, entregando al final, la posición y el valor del máximo.

```
function [Z, X] = monopico(y,m)
% Detecta un pico máximo en la señal y dentro del intervalo
%de análisis determinado por los límites [nm1 nm2]
% Z = valor del pico máximo, X = posición del pico
y=y';
[a b] = size(y-1);
b=b-1;
Z = zeros(b,1);
X = zeros(b,1);
for i=1:b
    [Z(i) X(i)] = max(y(m(1):m(2),i));
end
X = X + m - 1;
X=X(1);
%Graficación
figure(1);plot(y); hold on
plot(X,Z,'or'); hold off
```

Figura 5.35. Código para la detección de máximos

Ejemplo 5.9

Encontrar el máximo de la traza generada por la función genera_poly15 entre las muestras 150 y 200, a partir de los siguientes datos:

fo = 5MHz, fm = 66MHz, alfa = 0.13, n = 3, t = [0:350], snr = 40 dB, nm1 = 50, nm2 = 180, nm3 = 260, A1 = 1, A2 = 0.4, A3 = 0.8.

1- Generación de los tres ecos:

```
[eco1,env1]=genera_poly15(5/66,[0:350],0.13,3,50,1,40,0);
[eco2,env2]=genera_poly15(5/66,[0:350],0.13,3,150,0.4,40,0);
[eco3,env3]=genera_poly15(5/66,[0:350],0.13,3,200,1,0.8,40,0);
```

2- Generación de la traza: traza=eco1+eco2+eco3;

3- Cálculo del valor máximo y graficación: [Z,X]=monopico(y,[150 200]);

El resultado se observa en la Fig. 5.36. La líneas verticales indican los límites del intervalo de la traza donde se buscó el máximo

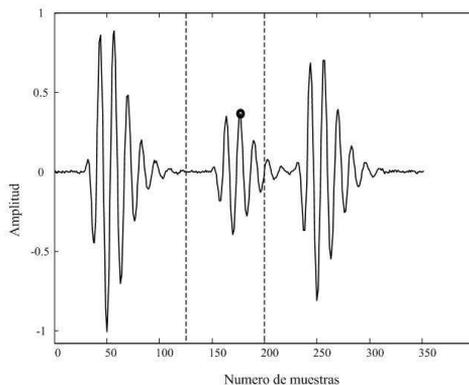


Figura 5.36. Ejemplo del detector de máximo

5.4.3. Detector de múltiples picos

Existen inspecciones donde es necesario encontrar más de un máximo local. En estos casos además de especificar los límites de la extracción, se especifica la separación entre los máximos. El siguiente listado muestra el código de simulación de un detector de múltiples picos.

```
function [B] = mult(y,i,M)
% Detector de múltiples picos de la señal de eco y, i es un vector con los márgenes
del algoritmo y M, es el intervalo del máximo
a = i(1); j = 1;
while (a < i(2))
    if y(a) > max([y(a-M:a-1) y(a+1:a+M)])
        B(j,2) = y(a);
        B(j,1) = a;
        a = a + M;
        j = j+1;
    else
        [b1 b2] = max(y(a+1:a+M));
        a = a+b2;
    end;
end;
%Graficación
figure(1); plot(A,'k'); hold on
plot(B(:,1),B(:,2),'ok');hold off
```

Figura 5.37. Código de simulación para la detección de multipicos

Ejemplo 5.10

Con los mismos datos del ejemplo anterior, encontrar los máximos de la traza para un intervalo entre máximos de 10 muestras.

$[B]=\text{mult}(\text{traza},[130\ 200],10)$. En la siguiente figura se muestra el resultado de la simulación.

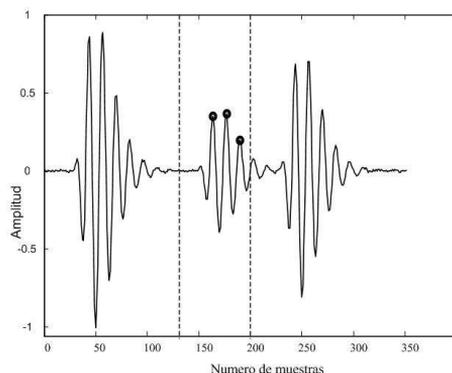


Figura 5.38. Ejemplo de detección de multipicos

Existen inspecciones donde es necesaria la extracción de multipicos a partir de un umbral de nivel de amplitud de la traza. La Fig. 5.39 muestra el resultado de la aplicación del algoritmo a partir de una amplitud de 0,25 para la traza de los ejemplos anteriores.

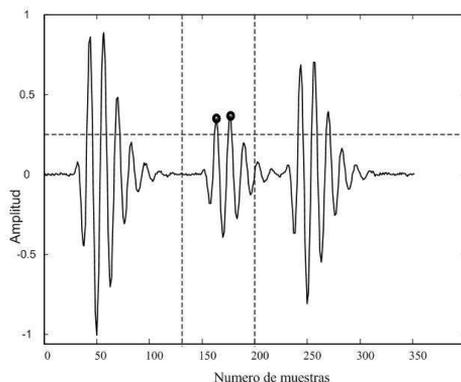


Figura 5.39. Ejemplo de detección de multipicos a partir de un umbral de 0,25

5.4.4. Diezmado, interpolación y compresión

Existen ocasiones donde, por el gran volumen de muestras durante la inspección, es necesario disminuir el número de muestras manteniendo la forma de la traza. En estos casos, los sistemas actuales de inspección por ultrasonido resuelven este problema mediante el diezmado y/o la compresión de datos. En este apartado y a título de introducción, mostraremos cómo opera el diezmado. La compresión de datos es un tema que excede los alcances de esta obra pero el lector interesado puede consultar en las referencias al final del capítulo.

Una señal analógica que se ha convertido al dominio discreto se representa como:

$$x[n] = x[nT] \tag{5.59}$$

El diezmo es la operación inversa a la interpolación en el sentido de la frecuencia de muestreo. No se desea tener las muestras en todos los instantes de tiempo múltiplos de de un periodo de muestreo, si no:

$$x[n] = x[nT'], \text{ siendo } T' = KT \tag{5.60}$$

De acuerdo al valor que toma K, mayor o menor que la unidad, nos encontramos con dos situaciones diferentes, diezmo (sub-muestreo) o interpolación (sobre-muestreo). En el primer caso $K=M>1$ y en el segundo, $K=1/L<1$. En el primer caso, si de cada M muestras tan sólo nos quedamos con una, es como si pasáramos de un periodo de muestreo T a uno M veces mayor ($T'=MT$), lo que equivale a una disminución (o compresión) de la Frecuencia de muestreo,

$$f'_s = f_s/M \tag{5.61}$$

(f_s es la frecuencia de muestreo). Obviamente, la operación de interpolación es la inversa. En la Fig. 5.40 se observan las diferencias. A la izquierda se tiene la secuencia $x[n]$ original y a la derecha, la operación de diezmo (parte inferior) e interpolación (parte superior).

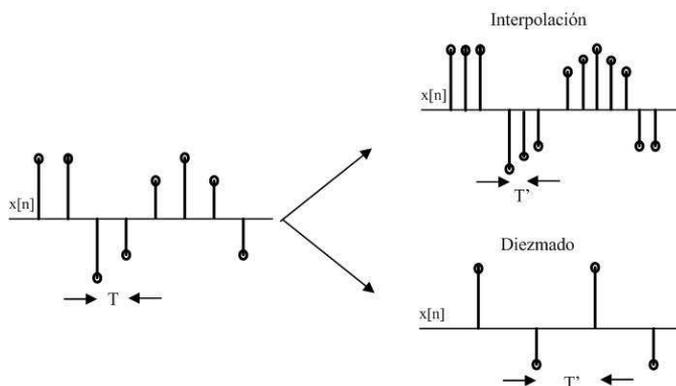


Figura 5.40. Concepto de diezmo e interpolación

El diezmo (como la interpolación) puede realizarse en tiempo real por software o por hardware. Matlab dispone de dos funciones; `downsample` para diezmo y `upsample` para interpolación.

Estas funciones necesitan de dos argumentos de entrada, la señal y el factor de diezmado o interpolación. En la Fig. 5.41 se muestra el resultado de diezmado (M) igual a 4 aplicado a una señal tipo senoidal.

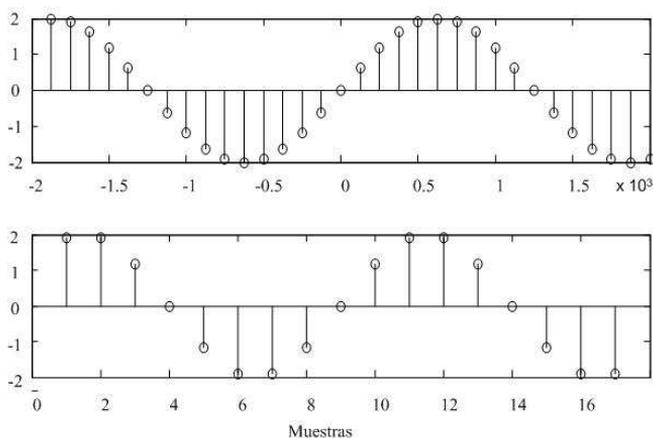


Figura 5.41. Ejemplo de diezmado de una señal

Ejemplo 5.11

Generar una traza compuesta de tres ecos según los siguientes parámetros y reducir el número de muestras a la mitad.

$f_o = 5\text{MHz}$, $f_m = 66\text{MHz}$, $\text{alfa} = 0.13$, $n = 3$, $t = [0:350]$, $\text{snr} = 40\text{ dB}$.
 eco1 , $\text{nm1} = 50$, $A_1 = 1$, eco2 , $\text{nm2} = 180$, $A_2 = 0.4$, eco3 , $\text{nm3} = 260$, $A_3 = 0.8$

1- Generación de los tres ecos:

```
[eco1,env1]=genera_poly15(5/99,[0:250],0.13,3,50,1,40,0);
[eco2,env2]=genera_poly15(5/99,[0:250],0.13,3,120,0.6,40,0);
[eco3,env3]=genera_poly15(5/99,[0:250],0.13,3,180,0.4,40,0);
```

2- Generación de la traza

```
traza=eco1+eco2+eco3;
```

3- Diezmado de la traza

```
downsample(traza,2);
```

El resultado del diezmado se muestra en la Fig. 5.42, corroborando la Ecu. (5.61). Como se ve, la forma de la señal no ha variado.

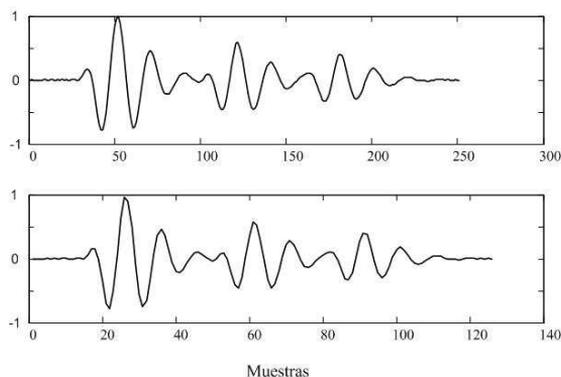


Figura 5.42. Ejemplo de diezmo de una señal de eco

5.5. Resumen del capítulo

En este capítulo se abordó el modelado de la señal de eco con dos finalidades, la primera, para obtener los parámetros más importantes a la hora de determinar el tiempo de tránsito y la segunda como herramienta para simular registros y o condiciones particulares, que permitan predecir que sucederá en la práctica.

Existen varias alternativas tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. En el dominio del tiempo, el modelo de la señal de eco que más aceptación ha tenido hasta ahora, es el denominado modelo polinómico. Este modelo es función de la constante de amortiguamiento del transductor, de la frecuencia de operación del mismo y de una constante que puede tomar sólo dos valores enteros, de acuerdo se trate de ultrasonido de alta o baja frecuencia. Básicamente la modulante obtenida está compuesta de dos términos, uno de crecimiento muy rápido (función potencial) y otro con forma de exponencial negativo que se impone al primero. A partir de ello, realizando un simple análisis de funciones pueden obtenerse los valores de abscisa y ordenada de los puntos de inflexión, del valor máximo y del tiempo de tránsito, siendo este último el parámetro más importante. Como alternativa, se citó un modelo que parte de la teoría del control basado en la elección de valores de dos polos, para modelar dos funciones exponenciales que finalmente conforman la envolvente deseada. Se trata de un método muy simple para modelar envolventes. Se la emplea en sistemas analógicos para generar una envolvente de eco patrón usadas en operaciones de comparación, fundamentalmente en el área de instrumentación. En la segunda parte del capítulo X se mostrará su empleo en una aplicación específica.

También se ha trabajado con modelos de envolvente basados en modelos estadísticos a partir de diferentes funciones de densidad de probabilidad, entre ellas, las distribuciones de Gauss, gamma y de Weibull. La más empleada es la distribución de Gauss ya que existe entre otras, una simple correspondencia entre el dominio del tiempo y de la frecuencia.

Para los casos donde existe incertidumbre de dónde comienza el eco ya sea por baja relación señal-ruido, por condiciones de solapamiento de ecos o por ambas, el inicio de cada eco puede estimarse empleando funciones de correlación, usando deconvolución por filtrado inverso, por filtrado adaptivo o mediante el uso del cepstrum. Cualquiera de estas técnicas pueden usarse solas o combinadas, dependiendo de la complejidad del registro. Si bien necesitan de una alta carga computacional, actualmente se usan dispositivos de procesamiento digital como FPGA, DSP Pic o procesadores específicos [35,36,37], como así también combinación de FPGA con procesadores analógicos [38,39,40]. La reducción de datos puede encararse para obtener los puntos más representativos de una traza (o conjunto de trazas) por medio de las operaciones de extracción de pico o multipicos, quedando reducido el volumen de datos a los valores máximos y posición. Como veremos en el próximo capítulo, el concepto de valor máximo de la traza y su posición, es la base del denominado B-scan. Por otro lado, el diezmado se emplea cuando la reducción de datos debe ser tal, que no se modifique la forma de la traza (en el dominio de la frecuencia se altera la forma).

5.6. Problemas propuestos

5.6.1. Determinar para un eco producido por un reflector infinito en el aire a una distancia del emisor de 0,1 metros y con frecuencia de 220 kHz, los parámetros de la envolvente mediante el modelo polinómico. Considerar $c = 340$ m/s, amplitud máxima de la envolvente de 1 y SNR de 30 dB, $(\alpha) = 0,0075$. Expresar los resultados en función del número de muestras.

5.6.2. Determinar para un eco generado por el extremo de una interfaz aluminio-aire a una distancia del emisor de 0,008 metros, los parámetros de la envolvente mediante el modelo polinómico. Considerar $c = 6200$ m/s, amplitud máxima de la envolvente de 1 y relación señal-ruido de 30 dB y $\alpha = 0,14$. Expresar los resultados en función del número de muestras

5.6.3. Verificar con simulación los resultados teóricos del problema 5.1. Adoptar la frecuencia de muestreo necesaria.

5.6.4. Verificar con simulación los resultados teóricos del problema 5.2. Adoptar la frecuencia de muestreo necesaria.

5.6.5. ¿Es posible representar en el mismo gráfico los ecos del problema 5.1 y del 5.2? Justifique la respuesta.

5.6.6. Usando la función `genera_poly15`, simular en el mismo registro dos ecos a partir de los siguientes datos: $n = 3$, $f_0 = 5$ MHz, $f_m = 50$ MHz, $\alpha = 0,13$, $nm_1 = 100$, $nm_2 = 180$, $t = 240$ muestras, E_x del primer eco, 0,9, del segundo, 0,6 y SNR de 25 dB.

5.6.7. Repetir el problema anterior para SNR = 50 dB y obtener conclusiones.

5.6.8. Si $c = 2700$ m/s, determinar para el problema anterior el t_t de ambos ecos y los respectivos tiempos al valor máximo de la envolvente.

5.6.9. Generar una envolvente con funciones exponenciales que cumpla con la condición de que $t_{\max} = 1$ ms y amplitud máxima unitaria.

5.6.10. Desarrollar un programa simple para determinar tiempo de tránsito entre dos ecos a partir del concepto de correlación (Fig. 5.23). En primer lugar, generar las envolventes (modelo polinómico) de dos ecos, la primera con $nm1 = 100$ y la segunda con $nm2 = 160$, $EX1 = 1$ y $EX2 = 0.4$, SNR = 50 dB, $f_0 = 320$ kHz. Repetir para SNR de 40 dB, 30 dB y 20 dB. Obtener conclusiones.

5.6.11. Generar una señal de eco usando el modelo polinómico a partir de los siguientes datos: $n = 3$, $f_0 = 2$ MHz, $f_m = 66$ MHz, $\alpha = 0,13$, $nm1 = 100$, $nm2 = 180$, $t = 240$ muestras, $EX1 = 0,9$, $EX2 = 0,6$ y SNR = 25 dB. a- Determinar el bW de la señal. b- En función de todos los datos generar un eco con envolvente gaussiana usando la expresión (5.35).

5.6.12. Repetir el problema anterior para obtener con las mismas condiciones, envolvente gamma y Weibull.

5.6.13. Para las mismas condiciones del problema 5.10, recuperar el segundo eco mediante filtrado inverso (usando cualquiera de los métodos citados). Obtener conclusiones.

5.7. Referencias

- [1]- Angot, A. Moderna Matemática para Ingenieros. Editorial Nigor, Buenos Aires, 1967.
- [2]- Abreu, J. M., Análisis de señales Ultrasónicas para la Definición de Entornos en el Campo de la Robótica. Memoria de tesis doctoral, Facultad de Ciencias Físicas, Universidad Complutense de Madrid. España, 1990.
- [3]- Kuc, R. Application of kalman filtering techniques to diagnostic ultrasound. Ultrasonic Imagin, 1, 1979, pp. 105 – 120.
- [4]- Audoin, B. Roux, J. An innovative Application of the Hilbert Transform to time delay estimation of overlapped ultrasonic echoes. Ultrasonics 34 (1996) 23-33.
- [5]- Spiegel, Murray. Teoría y problemas de Análisis de Fourier. McGraw Hill, 1980.

- [6]- Veca, A. Análisis, Modelación y Caracterización de la Zona Ciega del Transductor Receptor, para Optimizar Sistemas de Ultrasonido en Régimen Impulsivo. Editorial Universidad Nacional de San Juan, mayo 2005.
- [7]- Rago, C. Anemómetro Ultrasónico por Tiempo de Tránsito. Proyecto Final de Graduación. Depto. de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería, Univ. Nac. de La Plata. Setiembre 1986.
- [8]- Rago, C. Planteo y Estudio del Receptor Optimo para Estimación de Retardos. Informe Técnico ILC-5/87. Laboratorio de Comunicaciones. Departamento de Electrotecnia , Fac. de Ing. Univ. Nac. de La Plata. Mayo 1987.
- [9]- Rago, C. Realización del Estimador Optimo de Retardos. Informe Técnico ILC-5/87. Laboratorio de Comunicaciones. Departamento de Electrotecnia, Fac. de Ing. Univ. Nac. de La Plata. Octubre 1987.
- [10]- Canavos, G. C. Probabilidad y Estadística. Aplicaciones y Métodos. McGrawHill, 1988.
- [11]- Gonorovski, I. S. Señales y Circuitos Radiotécnicos. Editorial Mir, 1972.
- [12]- Cincotii, G., Cardomo, G., Gori, P., Pappalardo, M. Efficient Transmit Beamforming in Pulse-Echo Ultrasonic Imaging. IEEE Trans. On Ultrasonics, Ferroelectric and Frecuency Control. Vol. 46, no. 6, pp.1450-1458, 1999.
- [13]- Bucci, G., Landi, C. Numerical Method for Transit Time Measurement in Ultrasonic Sensor Applications. IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 46, N . 6, pp. 1241-1246. December 1997.
- [14]- Gueuning, F., Varlan, M., Eugene, C., and Dupuis, P. Accurate Distance Measurement by an Autonomous Ultrasonic System Combining Time-of-Flight and Phases Shift Methods. IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 46, N . 6, pp. 1236-1240. December 1997.
- [15]- Jordan, J. .Correlation Algorithms, Circuits and Measurement Aplication. IEE Proc, vol.133, Pt.G, No.1, February 1986.
- [16]- Veca A. C., Reale, R. Medición de Distancias en Sistemas de Ultrasonido sin el uso de Umbral. Informe Técnico INAUT/SE 02/94. INAYT, UNSJ 1994.
- [17]- Veca A. C. Medición de tiempo de transito en un entorno de interferencia. Informe Técnico INAUT/SE 04/94. INAUT. UNSJ, julio 1994.

- [18]- Veca, A. C., Reale, R., Martín, M. Determinación de tiempo de tránsito en la zona ciega del transductor receptor. VI RRPIC'95. Vol. I, pp. 190 - 195, Bahía Blanca.
- [19]- Veca, A. C., Reale, R., Carelli, R. Determinación de tiempo de tránsito en sistemas de ultrasonido en un entorno de interferencia. *Informática y Automática*. Vol. 29, Num. 2. Junio 1996. Madrid, España.
- [20]- Sabatini, A. Correlation Receivers Using Laguerre Filter Banks for Modelling Narrowband Ultrasonic Echoes and Estimating Their Time-of-Flights. *IEEE Trans. On Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 44, N. 6, pp. 1252-1263. November 1997.
- [21]- den Brinker, A. C. Calculation of the Local Cross-Correlation Function on the Basis of the Laguerre Transform. *IEEE Transc. on Signal Processing*, Vol. 41, No. 5, pp. 1980-1982, May 1993.
- [22]- Castagnede, B., Roux, J., Hosten, B. Correlation method for normal mode traching in anisotropic media using an Ultrasonic immersion system. *Ultrasonics* 1989, Vol. 27 (280-287), september 1989.
- [23]- Oppenheim, A. V., Willisky, A. S., Young, I. T. *Señales y Sistemas*. Prentice Hall, 1994.
- [24]- Ambardar, A. *Analog and Digital Signal Processing*. PWS Publishing Company, 1995.
- [25]- Proakis, G., Manolakis, D. *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, 1998.
- [26]- Jansson, P. A. *Deconvolution with Applications in Spectroscopy*. New York: Academic Press, 1984.
- [27]- Crilly, P. B. A Quantitative Evaluation of Various Iterative Deconvolution Algorithms. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*. Vol. 40, N0. 3, pp. 558-56. June 1991.
- [28]- Anaya, J. J., Ullate, L., Fritsch, C. Aumento de la resolución de sistemas de ultrasonidos para robótica mediante el uso de técnicas de deconvolución. IV Congreso Latinoamericano de Control Automático. pp. 466-471. Puebla, México, noviembre de 1990.
- [29]- Fritsch, C., Anaya, J. J., Villanueva, E. Un método para la visión en 2D por ultrasonidos de aplicación en robótica. IV Congreso Latinoamericano de Control Automático. pp. 466-471. Puebla, México, noviembre de 1990.

- [30]- Anaya, J. J., Ullate, L., Fritsch, C. A Method for Real Time Deconvolution. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. Vol. 41, Nro. 3, pp. 413- 419, june 1992.
- [31]- Widrow, B., Stearn, S. Adaptive Signal Processing. Prentice Hall, 1985.
- [32]- Veca, A. C. Detección de cuerpos extraños en envases cerrados de guisantes mediante filtrado adaptable. Primeras Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos, pp. 223-231. Cartagena de Indias, Colombia, 1998.
- [33]- Veca, A. C., Solimei, E., Peña, M: Detección de Ecos en un ambiente Altamente Reflexivo. VIII RPIC, Vol. 2, pp. 69-6, 77-6. Mar del Plata, setiembre de 1999.
- [34]- Veca, A. C., Fritsch, C. Detección de Ecos próximos a la Interfaz. 10° Congreso Nacional de Ensayos no Destructivos, pp. 217-226, Cartagena, España, junio 2003.
- [35]- Fritsch, C., Sánchez, T., Anaya, J. J., Ibáñez, A., Ullate, L.G., Parrilla, M., G. Izquierdo, M.A. A pipelined Architecture for high speed automated NDE, IEEE Ultrasonic Symposium, Seattle (WA), EE. UU, Nov. 1995, pp. 833-836.
- [36]- Fritsch, C., Parrilla, M., G. Izquierdo, M.A., Martinez Graullera, O. Nuevas Tecnologías para la Evaluación no Destructiva Automatizada por Ultrasonidos”. CORENDE. pp. 87-93, Mendoza, Argentina. 1997.
- [37]- Veca, A., Imhof. A. Sensores Programables para Tomografía Sísmica de Suelos Basados en FPAA. Pp. 1/5-5/5. Ibersensor 2006, Montevideo, Uruguay, 25-29 de septiembre de 2006.
- [38]- Veca, A. Arreglos Analógicos Configurables por Campo (FPAA). Curso de Posgrado. 9^a Escuela Argentina de Micro-Nanoelectrónica, Tecnología y Aplicaciones (EAMTA 2014). Facultad Regional Mendoza, UTN, 19 al 24 de julio de 2014.
- [39]- Veca, A., Lage, A., Ruíz, M. Filtros Analógicos: clásicos, Basados en Capacitor Conmutado y con FPAA. <http://dea.unsj.edu.ar/sredes>. Primera edición, 2014.

Capítulo VI

Métodos de Registro y Técnicas Operatorias I

SUMARIO
6.1. Introducción
6.2. Génesis de la señal ultrasónica con la técnica emisión pulsada
6.3. Sistemas de Representación
6.4. Base de Tiempo y Sincronismo
6.5. Interpretación de Registros Típicos
6.6. Lupa de Profundidad
6.7. Sincronización por Eco de Interfaz
6.8. Errores de Registros por mala elección de la frecuencia de barrido
6.9. Representación de la Amplitud
6.10 Control Atenuación Distancia CAD
6.11. Esquemas de Sistemas para Registros tipo A-scan
6.12. Resumen del capítulo
6.13. Problemas propuestos
6.14. Referencias

6.1. Introducción

En el capítulo IV estudiamos cuáles eran las formas de emisión y recepción de ultrasonido y nos dedicamos a profundizar las metodologías para determinar el tt para sistemas que operan en el aire. A continuación, ampliaremos esos conceptos al área de los medios materiales y utilizaremos los conceptos vertidos en el capítulo II, en especial, lo que concierne a la propagación del ultrasonido a través de diferentes medios (fue lo que denominamos: cambios de medio).

Al principio de este capítulo discutiremos los conceptos básicos de los métodos de registro, para visualizar el resultado de insonificar con ultrasonido un material biológico, una pieza, parte de una estructura de hormigón armado, la estructura de un componente aeronáutico fabricado con materiales compuestos, una caldera industrial, una tubería en una planta de procesados químicos, etc. Trabajaremos fundamentalmente mediante la técnica pulso-eco pero, en los casos que fueran necesarios, también emplearemos la técnica de transmisión. Los conceptos vertidos, constituirán la base para emprender posteriormente, la formación y presentación de imágenes industriales y ecográficas.

Comenzaremos definiendo los tres tipos básicos de registros: A-scan, B-scan y C-scan. Trabajaremos sólo con el primer tipo de registro y estudiaremos la forma de visualizar sólo un eco y cómo poder realizar sobre la pantalla del instrumento, mediciones de tiempos de transito, distancia y atenuación. Aprenderemos los conceptos básicos de funcionamiento de un sistema de emisión y recepción de ultrasonido y lo emplearemos como herramienta de análisis. En este contexto, analizaremos dos sistemas de probada eficacia en la industria que servirán de base para futuros análisis. A lo largo de éste capítulo (y del próximo) aprenderemos a ver “sin usar la vista (o la visión artificial), el interior del medio por donde se propaga la energía ultrasónica”. Finalmente haremos especial hincapié en el análisis de casos típicos que se presentan en la práctica y cómo interpretarlos a partir de ejemplos sencillos.

6.2. Génesis de la señal ultrasónica con la técnica emisión pulsada

Supongamos que disponemos de una pieza de geometría simple y queremos determinar si en el interior existe un defecto (anomalía, fisura, etc.), enviando un pulso de ultrasonido. De acuerdo a lo visto en el capítulo anterior, tenemos dos formas de trabajar:

1. Enviando el pulso ultrasónico con un palpador dispuesto en una de las caras de la pieza y otro, con la función de receptor, dispuesto en la cara opuesta (Fig. 6.1 izquierda).
2. Enviando el pulso ultrasónico con un palpador preparado para emitir y recibir las señales ultrasónicas, dispuesto en una cara cualquiera de la pieza (Fig. 6.1 derecha).

El primer caso, se denomina pulso-transparencia o simplemente, transparencia y al segundo, pulso-eco. En la figura, Δ representa al acoplante acústico. Se trata de un gel que uniformiza el contacto entre el palpador y la pieza e elimina el aire entre ambos.

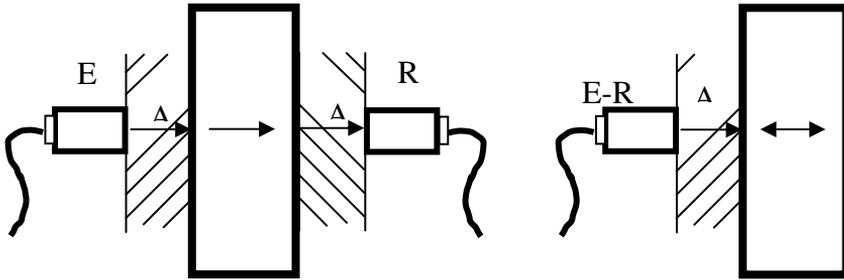


Figura 6.1. Concepto de Pulso transparencia (izquierda) y pulso-eco (derecha)

Transparencia

Si el material en su interior no tiene defectos, cuando se emplee la técnica de transparencia, el palpador usado como receptor, recibirá el pulso emitido con la misma amplitud (para simplificar el estudio, suponemos que el medio no presenta atenuación a la energía ultrasónica. Fig. 6.2 izquierda).

En cambio si el material tiene algún defecto (Fig. 6.2 derecha), éste no permitirá que la totalidad de la energía del pulso acústico llegue al palpador receptor (se dice que el defecto hace sombra al palpador receptor). Por lo tanto, la amplitud de la señal recibida será menor.

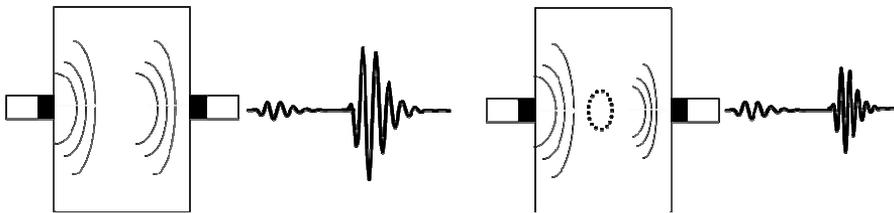


Figura 6.2. Transmisión. Medio sin defectos, izquierda.
Medio con defectos, derecha

Pulso-eco

Si repetimos la misma experiencia con la técnica pulso-eco, obtenemos lo indicado en la Fig. 6.3. Aquí debemos analizar con detalle las señales recibidas.

Señal de medio sin defecto

- La amplitud de la señal recibida será inferior al caso de transparencia debido a dos factores:
 1. El pulso ultrasónico deberá recorrer el doble de espacio (Ecu. (4.7), capítulo IV).
 2. Cuando el pulso ultrasónico llega al extremo opuesto del material, se encontrará con un cambio de la impedancia acústica (capítulo II) y, parte de la energía será transmitida al otro medio y parte reflejada. El valor de las mismas dependerá de las diferencias de las impedancias acústicas de ambos medios.

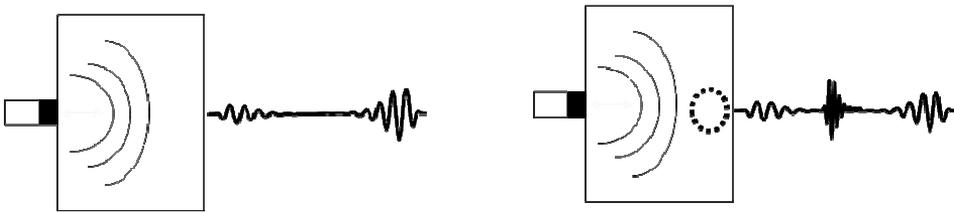


Figura 6.3. Pulso-eco. Medio sin defectos, izquierda.
Medio con defectos, derecha

- Por las razones arriba señaladas, aparecerá al final del registro, el denominado *eco de fondo* (EF). Conociendo la velocidad de propagación en el medio y el intervalo de tiempo entre la emisión del pulso y el instante que aparece el EF, podemos determinar el espesor (profundidad) de la pieza.
- En el instante en que el pulso generado en el palpador ingresa a la pieza, debido a la diferencia de impedancia acústica, se genera el *Eco de interfaz* (EI). Si bien el acoplante reduce en gran medida su amplitud, cuando se trabaja a altas ganancias (alto factor de amplificación), este eco se observa. Como veremos más adelante, este eco puede emplearse para generar el inicio del registro.

Señal de medio con defecto

Cuando el medio presenta algún defecto (Fig. 6.3 derecha), además de los EI y EF aparece en el registro el *eco del defecto* (ED). Del mismo modo que para el EF, conociendo la velocidad de propagación en el medio y el intervalo de tiempo entre la emisión del pulso y el instante que aparece el ED, podemos determinar a qué profundidad del palpador éste se encuentra.

Señal de un conjunto de medios

Hasta el momento hemos trabajado con un solo medio. Surge una pregunta: ¿Qué información aporta la técnica pulso-eco cuando queremos conocer el interior de una pieza, estructura, etc. que está compuesta de medios diferentes?, es decir, de medios con diferentes propiedades acústicas. Para responder, en primer lugar, veamos la Fig.

6.4, donde el pulso ultrasónico tiene que atravesar 5 medios con diferentes impedancias acústicas y regresar al palpador. Esto no es más que lo estudiado en el capítulo II en los apartados de incidencia normal para varias interfaces. Cada interfaz refleja un eco, por ello, la señal que llega al palpador, es la suma de cada una de las reflexiones (en amplitud y fase).

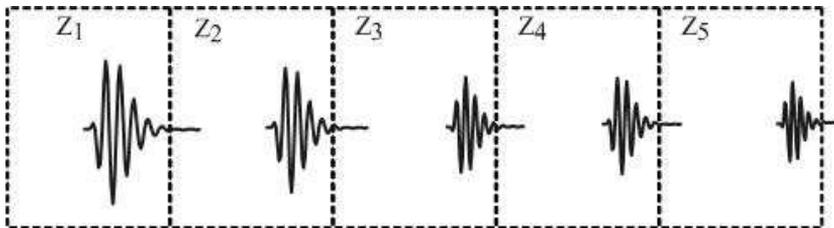


Figura 6.4. Ecos de un material compuesto de 5 interfaces

La Fig. 6.5 muestra la señal que llega al palpador. Por razones de simplicidad no se ha dibujado el EI. Es común en el ambiente de los END con ultrasonido, denominar a todo registro similar al de la Fig. 6.5 como: “la firma del medio” ya que es única para cada caso. Este concepto se entenderá mejor en el apartado 6.6 (interpretación de registros típicos).



Figura 6.5. Señal que llega al palpador

Resumiendo

Técnica de transparencia:

- Necesita de dos palpadores.
- La información que aporta es de amplitud relativa a un medio similar sin defectos (puede ser una parte de la pieza donde se tenga la seguridad de que está libre de defectos)

Técnica Pulso-eco:

- Se necesita sólo un palpador (debe estar preparado para operar como emisor y receptor).
- Da información precisa de distancia (referida al instante de emisión).
- El registro contiene al menos información acerca del EI y del EF.

- Los ED estarán ubicados entre el EI y el EF siempre que éste último pueda observarse.
- Da información precisa de cada una de las interfaces por donde se propaga el pulso ultrasónico y pueden estimarse los coeficientes de reflexión y transmisión. En el caso del coeficiente de reflexión, da información de la fase.

Finalmente, es común denominar a la señal que llega al palpador con el nombre de “*traza*”.

6.3. Sistemas de Representación

Existen tres formas fundamentales de representar una información de ultrasonido las que corrientemente se suelen denominar:

- Modo A o Pantalla tipo A o A-scan.
- Modo B o Pantalla tipo B o B-scan.
- Modo C o Pantalla tipo C o C-scan.

En este texto se las denominará como: A, B y C-scan. Relacionando los conceptos aprendidos en el capítulo anterior, se trata de representar en una, dos o tres dimensiones, el tiempo de tránsito y / o la amplitud de una sola o de múltiples señales de ecos.

6.3.1. Representación tipo A-scan.

Es la más simple y extendida de las tres representaciones. Es la que hemos utilizado hasta ahora. Históricamente fue la primera en emplearse. Para la visualización se empleaba un tubo de rayos catódicos o un osciloscopio, dado que se trata de la representación de amplitud simple (amplitud del eco recibido o traza). La denominación A viene de “amplitud”, esto es, se trata de un registro de amplitud en función de la distancia (o tiempo, a través de la correspondencia dada por la Ecu. (4.7)).

El esquema básico para implementar esta representación la observamos en la Fig. 6.6. El pulser, generador del pulso de excitación del palpador, es controlado por la base de tiempo del osciloscopio para tener sincronismo en la presentación. La señal de eco obtenida es amplificada, detectada y filtrada. Así, es posible mostrar la portadora modulada (PM) o sólo la modulante (M) de la señal de eco. La selección se realiza por medio de una llave ubicada en el frente del equipo. Cuando se presenta la primera, el registro queda centrado en el medio de la pantalla (la señal tiene valores positivos y negativos), cuando se presenta la segunda (como se trata sólo de valores positivos), el cero del eje vertical queda en el extremo inferior de la pantalla. Con esto se logra tener mayor definición en la amplitud de la señal registrada. En general, como se verá más adelante, normalmente se trabaja con esta modulante del eco. El eje vertical de la

pantalla está calibrado en % de amplitud (0 a100%) y el eje horizontal en distancia. (número de muestras, cm o mm.).

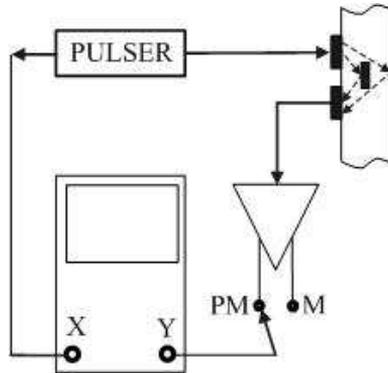


Figura. 6.6. Esquema para realizar representación tipo A-scan

6.4. Base de Tiempo y Sincronismo [†]

La base de tiempo o generador de barrido [1,2,3], genera la tensión de deflexión horizontal del tubo de rayos catódicos (TRC) y, simultáneamente, la señal de sincronismo para que el pulser excite al palpador. Constituye, por consiguiente, la base del sistema de sincronismo. El ritmo o cadencia de generación de estas señales es lo que se denomina *frecuencia de repetición de impulsos*, que varía por lo general entre 50 Hz y 3.5 kHz. Cuando el pulser recibe la señal de sincronización, produce un impulso eléctrico que se transmite al cristal emisor, el cual oscila a su frecuencia natural de resonancia, emitiendo el impulso acústico. Simultáneamente, el haz electrónico del TRC inicia el barrido de la pantalla de izquierda a derecha, dibujando la señal de eco. El barrido del haz electrónico es lineal, esto es, la base de tiempo genera una tensión linealmente creciente en el tiempo (rampa), con velocidad de crecimiento dependiendo de cuál es la frecuencia de repetición. La amplitud máxima de esta señal es siempre la misma independientemente de la frecuencia de repetición. Esto es así, dado que, la tensión necesaria para llegar con el haz al extremo derecho de la pantalla es una constante que depende de las características del tubo (es un problema del fabricante del equipo). Cuando el haz electrónico llegó al extremo derecho de la pantalla, debe retornar al lado izquierdo para comenzar otro ciclo. En ese momento, un circuito especial que detecta que ello ha sucedido, bloquea al haz electrónico para que no se vea en la pantalla ese efecto. Esta operación se denomina bloqueo del retorno. La Fig. 6.7 muestra cómo es la forma de la señal de barrido para inspeccionar dos materiales con espesores de 100mm y 10mm respectivamente.

[†] El lector que conozca el principio de funcionamiento de un osciloscopio puede omitir esta sección sin pérdida de continuidad.

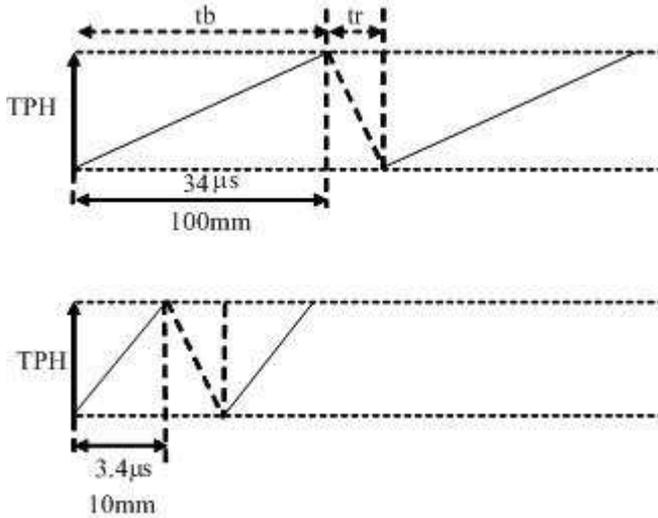


Figura. 6.7. Variación de la frecuencia de barrido para diferentes espesores

Donde: TPH es la tensión máxima necesaria para barrer toda la pantalla; t_b ; representa el tiempo de barrido y t_r , el tiempo de retorno del haz. A diferencia del osciloscopio, en estos equipos, la base de tiempo está calibrada en *distancia*. Esto no debe confundir al lector. Evidentemente la base de tiempo genera una señal de barrido temporal, pero en este caso como interesa conocer el espesor de un material o a qué distancia se encuentra un defecto, el fabricante del instrumento presenta la información temporal en una medida de longitud. Esto no es más que aplicar la Ecu. (4.6).

6.5. Interpretación de Registros Típicos

A continuación, se muestran algunos registros típicos de A-scan. Para todos los casos se empleará el esquema de la Fig. 6.6 y con fines de simplificar el estudio, el palpador (de ahora en más, reemplazará a transductor) es de tipo emisor-receptor en el mismo encapsulado.

Caso I: Medio sin impurezas ni defectos

Este es el caso más simple que se puede presentar. En la parte superior de la Fig. 6.8 se tiene el material a inspeccionar, el palpador se encuentra en el lado izquierdo, está en perfecto contacto con la pieza. En la parte inferior, se observa la traza del eco resultante.

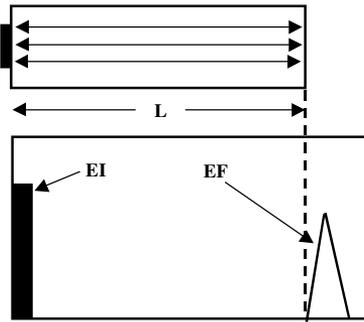


Figura. 6.8. A-scan de un medio sin defectos

El registro contiene sólo dos elementos:

- El eco de interfaz palpador - material (EI).
- El eco de fondo del material (EF)

El primero es el resultado del cambio de impedancia acústica que presenta la cara del material. Como un porcentaje muy grande de la energía acústica se refleja (en el orden del 90%), ésta regresa al palpador y como la ganancia del amplificador de entrada al receptor, se fija de manera tal de poder llevar el eco a un nivel adecuado para su visualización, el registro se satura. El segundo, representa el eco de la energía acústica que ha atravesado todo el material y se refleja en la cara opuesta. La longitud entre el comienzo del EI y la del EF representa el *espesor del material* (L). La amplitud del EF para una ganancia dependerá de la distancia L

Caso II: Medio conteniendo una impureza

En el registro izquierdo de la Fig. 6.9, la traza resultante está compuesta de tres ecos: el EI, el eco del objeto (EO) y el EF. La amplitud del EO dependerá de cuán cerca se encuentre la impureza del palpador (comparar las amplitudes en los dos registros). La amplitud del EF también dependerá de la posición de la impureza, debido que ésta le hace de sombra. Cuanto más cerca del fondo de la pieza se encuentre, menor amplitud tendrá el EF. La Fig. 6.10 muestra un ejemplo real de este caso.

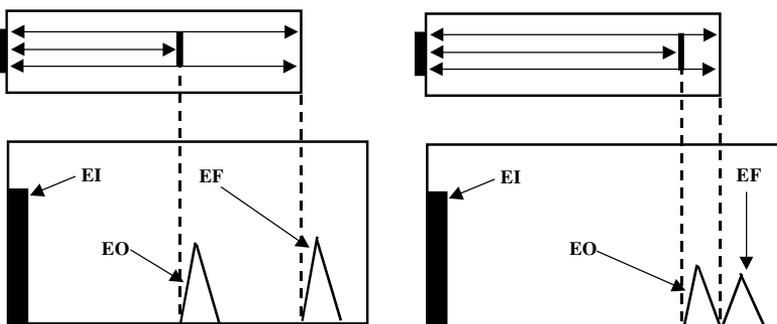


Figura. 6.9. A-scan de un medio con una impureza en su interior

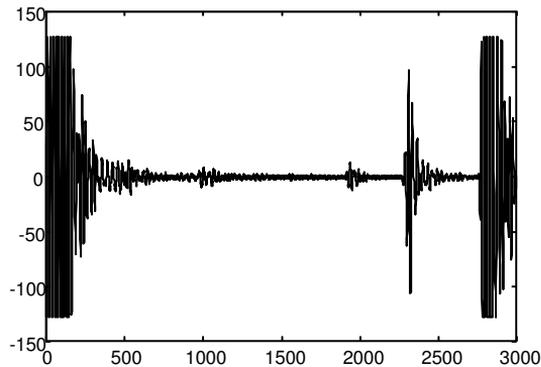


Figura6.10. Ejemplo de un registro con ED de gran amplitud y profundidad.
(INAUT-IAI-CAC, 97)¹

Los registros de la Fig. 6.11 muestran un caso real de lo arriba señalado. Se trata de trazas resultantes de insonificar con ultrasonido de 1 MHz, un envase cerrado de puré de tomate [1] con un tornillo en su interior. La posición relativa del tornillo fue de 3 cm y 1.5 cm respecto del fondo del envase respectivamente, para una ganancia de 17.5 dB. Claramente, se observa que él permanece inalterable en los tres registros. Esto se debe a que, por un lado, no se varió ningún parámetro experimental y por otro, la ganancia permaneció constante.

La amplitud del EO va disminuyendo de acuerdo a lo previsto y se observa claramente la disminución del EF a medida que el tornillo se acerca al fondo del envase.

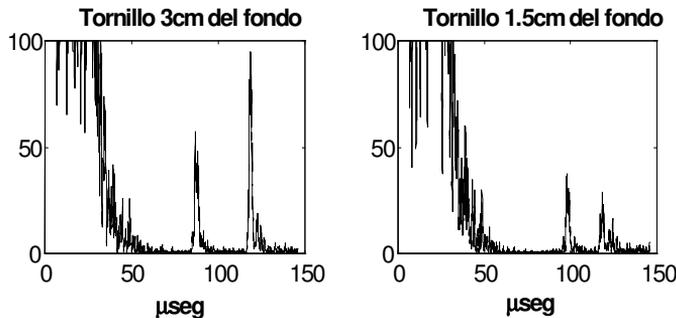


Figura.6.11. Ejemplo real de A-scan
(INAUT-IAI-CAC, 97).

¹Estudio de colaboración entre Instituto de Automática (INAUT), Instituto de Automática Industrial de Madrid (IAI) y el Centro Atómico Constituyentes CNEA, (CAC).

Caso III: Medio conteniendo una impureza y una fisura

Este es otro caso típico que se presenta en la práctica. La Fig. 6.12 presenta el material y el registro. La fisura, normalmente aire, refleja toda la energía acústica, por ello, el EO y el EF no aparecen en el registro.

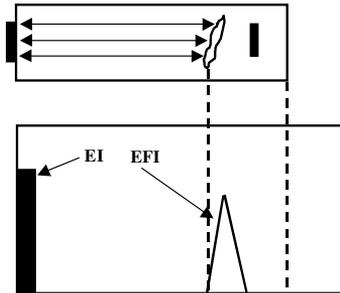


Figura. 6.12. A-scan de un medio con una fisura delante del objeto

Caso IV: Medio conteniendo una impureza o una fisura inclinada respecto al haz

Es una variante de los casos anteriores, el haz ultrasónico que se refleja en el objeto retorna con un ángulo tal que, el palpador no recibe el eco. Ver Fig. 6.13, donde el EO y el EF no aparecen en el registro.

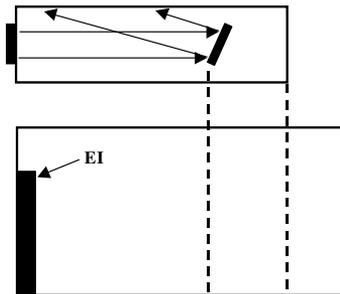


Figura. 6.13. A-scan de un medio con una fisura inclinada

Caso V: Medio con falta de paralelismo de las caras

Algunas veces puede suceder que una de las caras del material bajo estudio tenga una de las mismas no paralelas, tal como lo muestra la Fig. 6.14.

En estos casos, si el eco reflejado por el objeto está fuera del campo de reflexión de la cara no paralela del material, se lo puede observar con claridad. Evidentemente, el EF no se observa nunca.

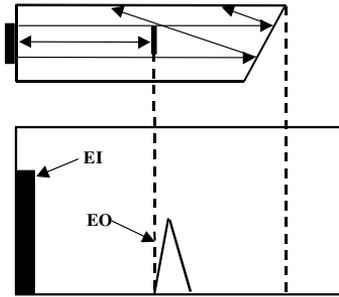


Figura. 6.14. A-scan de un medio con falta de paralelismo en sus caras

Caso VI: Medio que contiene microporosidades

Se trata de materiales o medios que presentan en su interior emulsiones o pequeñas porosidades, cuyo diámetro es un poco superior a la longitud de onda del ultrasonido en ese medio (Fig. 6.15). Éstas se comportan como elementos dispersores de la energía acústica, por ello, en el registro no aparece el EO ni el EF. Si se incrementa la ganancia del equipo, sólo se logra aumentar la banda de ruido.

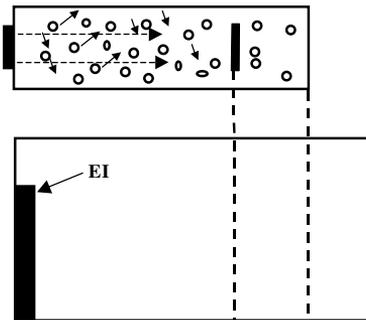


Figura. 6.15. A-scan de un medio con microporosidades

La Fig. 6.16 muestra una variante de este caso. Es el resultado de insonificar con ultrasonido de 1Mhz un envase cerrado de arvejas [3,4], empleando una ganancia de 50dB. Debido a que el diámetro de éstas es un poco mayor que la longitud de onda empleada, se comportan como cuerpos esféricos, esto es, como múltiples reflectores, dando como efecto una traza muy ruidosa.

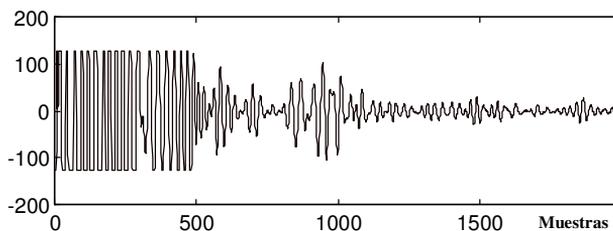


Figura 6.16. Ejemplo de un registro en un medio altamente dispersivo. A-scan de un envase cerrado de arvejas. (INAUT-CAC-IAI, 98)

Caso VII: Medio con superficies paralelas de reducido espesor

Se trata de un caso típico de END. El espesor de la pieza bajo estudio es de sólo un número de veces de la longitud de onda empleada. Por ello el haz ultrasónico va reflexionando entre las caras del material y la energía acústica inicial decrecerá en forma exponencial de acuerdo a la atenuación que presente el material. Ver Fig. 6.17.

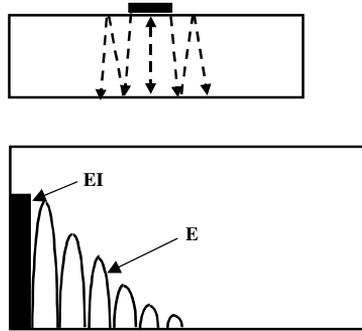


Figura 6.17. A-scan de un medio con superficies paralelas de reducido espesor

6.6. Lupa de Profundidad

Los equipos modernos disponen, en general, de la denominada “*lupa de profundidad*”, que es un dispositivo de centrado horizontal de gran recorrido que actúa para una velocidad máxima de barrido. Es equivalente al magnificador de los osciloscopios[‡]. Se trata de un control de amplificación del eje horizontal de la pantalla. Este comando actúa sobre la base de tiempo y hace que el haz, barra la pantalla con una velocidad n veces mayor que la normal. El factor n puede ser de 2, 4, 5, dependiendo de cada equipo en particular. El efecto que se logra es de aumentar con gran precisión, pequeñas variaciones de espesor en productos gruesos. Por ello, se hacen claramente distinguibles dos indicaciones de ecos procedentes de espesores muy próximos. En la Fig. 6.18 se muestra el efecto de este comando. En la parte superior de la figura se observa una traza normal, es decir, aparece el EI y el EO. En la parte inferior se muestra el efecto de la lupa de profundidad para un n ideal igual a 6. Como se ha expandido el eje horizontal no aparece el EI. Algunos equipos permiten, mediante un vernier calibrado, ir desplazando la traza para observar detalles.

6.7. Sincronización por Eco de Interfaz

Existen muchos casos donde no es posible la unión directa del palpador (usando un adaptador de impedancia acústica), con el material a inspeccionar. Para soslayar este inconveniente se debe realizar el ensayo por inmersión y para no trabajar dentro del campo cercano del palpador, éste se dispone a una determinada distancia de la pieza.

[‡]

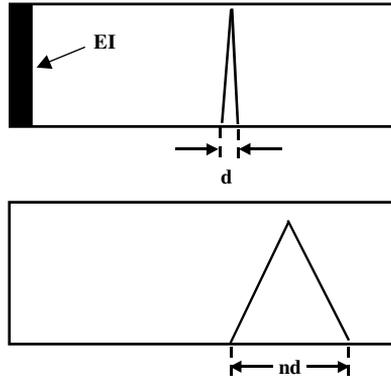


Figura 6.18. A-scan con lupa de profundidad

La Fig. 6.19 muestra estas condiciones de trabajo donde el eco resultante estará compuesto de:

- El eco de la z_c del receptor.
- El y EI.
- El eco propio del material y o el ED
- El y EF.

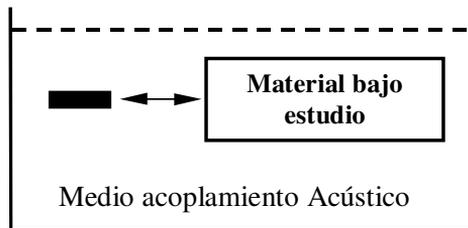


Figura 6.19. Ensayo por Inmersión

A los fines de la inspección, no interesa graficar la distancia palpador-objeto, esto es, ZM-EI porque no ofrece información alguna. Por otra parte, la representación de esa distancia ocupa una longitud de pantalla que reduce el campo útil de presentación. Para resolver este problema los fabricantes disponen de un modo adicional de disparo de la base de tiempo, denominada *disparo por eco de interfaz (eco start)*[†]. Este disparo se emplea exclusivamente para ensayos por inmersión y permite mantener, constante en el cero de la escala horizontal, la indicación del eco de la interfaz EI. Este sistema se basa en que la base de tiempo, en lugar de ser disparada por la señal de sincronización, lo haga cuando llega al amplificador el primer EI. Es como si el EI actuara como señal de emisión, por lo tanto, como origen del tiempo cero. En el

[†] Es similar al disparo externo de los osciloscopios

registro superior de la Fig. 6.20 se muestra una traza ideal formada por los ecos anteriores. En la inferior se observa el efecto de sincronizar el barrido con el EI. Se nota claramente, que el registro se ha desplazado hacia la izquierda de la pantalla, pudiéndose observar sobre el extremo derecho otros ecos.

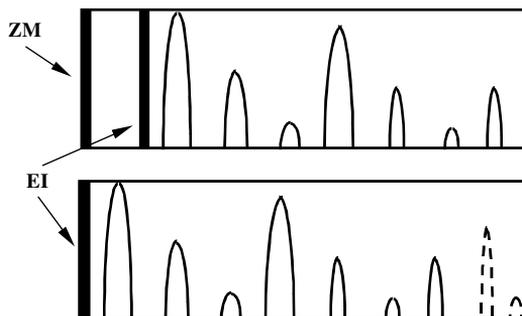


Figura 6.20. A-scan. Sincronización del barrido con el EI

6.8. Errores de Registros por mala elección de la frecuencia de barrido

Como se ha visto la frecuencia de barrido es una variable de suma importancia, pues determina lo que se verá en la pantalla. Una frecuencia de barrido muy baja tendrá la ventaja de poder graficar el resultado completo de una insonificación, pero seguramente no dará detalles. Aparentemente, una frecuencia demasiado alta, permitirá observar un detalle en particular despreciando sus alrededores. Sin embargo, la realidad puede ser otra. El uso de una frecuencia de repetición alta puede dar lugar a la aparición de indicaciones de los llamados “*ecos fantasmas*”. Esto significa que antes de finalizar el eco actual se inicia un nuevo disparo, por ello la presentación será una composición de ambas, resultando una gráfica errónea de la realidad. Este efecto se muestra en la Fig. 6.21.

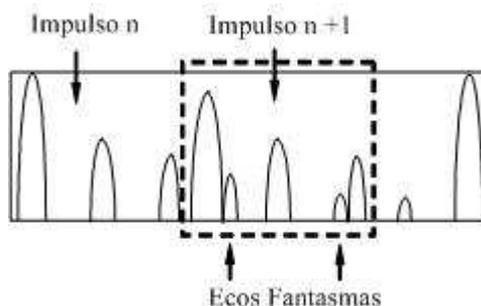


Figura 6.21. A-scan. Aparición de ecos fantasmas por una frecuencia de repetición excesiva

6.9. Representación de la Amplitud

Hasta el momento se estudió sólo el barrido horizontal, no realizando ningún comentario respecto a la representación de la amplitud. En líneas generales, el eje vertical del registro está calibrado en *% de amplitud*. Esto significa que la grilla vertical se divide en unidades de *0% a 100%*, lo que es una indicación relativa, respecto de la ganancia del amplificador del sistema receptor. En otras palabras: en el frente del equipo existe un control grueso y fino por pasos discretos y tarado en dB, para seleccionar en cada caso la ganancia con que se afectará la señal de eco a registrar. En los sistemas analógicos de inspección, el control grueso de ganancia tiene *9 posiciones* que van de *0dB a 80dB en pasos de 10dB* y el control fino tiene *9 posiciones*, de *0dB a 8dB en pasos de 2dB*. Los modernos sistemas digitales permiten seleccionar valores intermedios de los arriba citados. Entonces, el control de ganancia se realiza de la siguiente forma: se ajustan los controles grueso y fino de ganancia para llevar el eco al máximo de amplitud posible, 100%. No siempre se puede lograr debido a los pasos discretos de los controles, entonces, puede suceder que se exceda del 100% o quede por debajo. En estos casos, la indicación máxima lograda se toma como el 100%. En los equipos digitales siempre se logra llevar el eco al 100% de la pantalla.

6.10. Control Atenuación Distancia CAD

El control de ganancia visto, afecta a toda la traza, es decir, todo el eco es afectado por el valor de ganancia seleccionado. Existen algunas aplicaciones donde es necesario amplificar más un sector en particular de la traza y existen otras donde se necesita dar un perfil de ganancia diferente a distintos sectores de la traza. Para estos casos se han desarrollado equipos [6,7,8,9,10,11] que permiten al operador generar una curva de ganancia arbitraria, este control especial se lo denomina control atenuación distancia o CAD, que se genera con la asistencia de un mouse. En estos sistemas, la curva CAD generada es empleada para variar la ganancia del amplificador de entrada del receptor de ultrasonido. La Fig. 6.22 muestra el ejemplo que da el resultado de aplicarlo a una señal de tipo triangular.

La Fig. 6.23 muestra el efecto de emplear una señal CAD compuesta por una ganancia fija de 10 dB mas una trapezoidal.

6.11. Esquemas de Sistemas para Registros tipo A-scan

A continuación, en la Fig. 6.24 se esquematiza la arquitectura de un sistema analógico para la representación A-scan. Debido a que el palpador es de tipo emisor-receptor y que el pulso de excitación entregado por el pulser puede ser de varios cientos de voltios, se debe proteger al circuito amplificador de entrada.

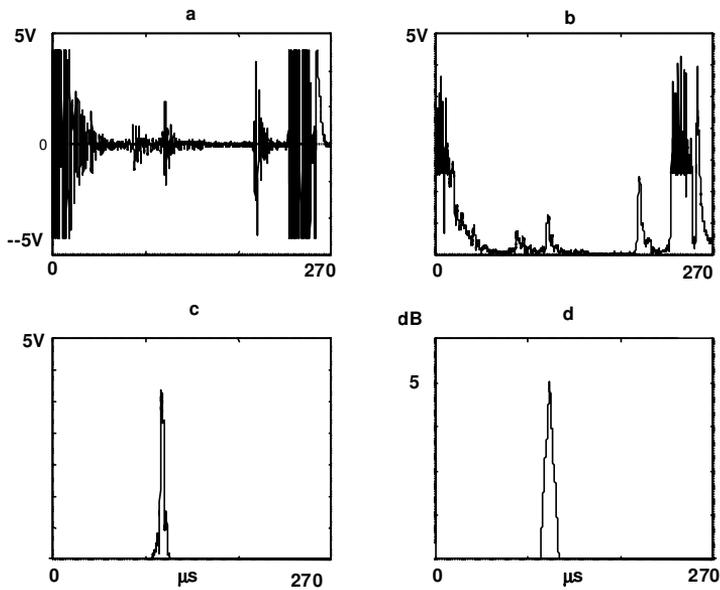


Figura 6.22. Ecos procesados de un envase cerrado de puré de tomate con CAD triangular. Ver texto. (INAUT-IAI-CAC-98)

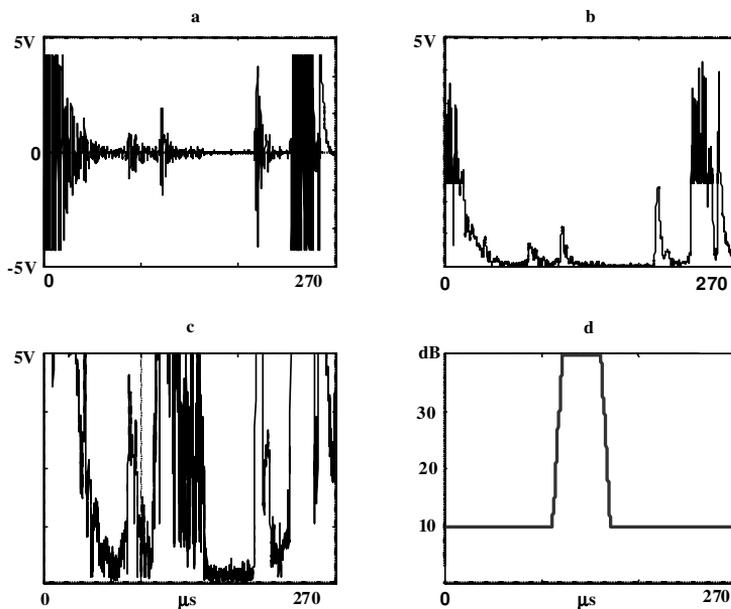


Figura 6.23. Ecos procesados de un envase cerrado de puré de tomate con CAD trapezoidal. Ver texto. (INAUT-IAI-CAC-98)

El bloque limitador consiste en un circuito pasivo compuesto por un resistor, un capacitor y dos diodos rápidos conectados como se muestra en la Fig. 6.25. La entrada del amplificador queda limitada a la tensión sobre los diodos. En el caso de emplear diodos zener, estos recortan a ± 4.7 Volt. En el caso de diodos con bajo umbral de conducción (1N4148) la tensión de recorte está en el orden de 250 mV.

El capacitor en paralelo con la resistencia, sirve para configurar un divisor de tensión compensado con la capacidad e impedancia de entrada del primer amplificador.

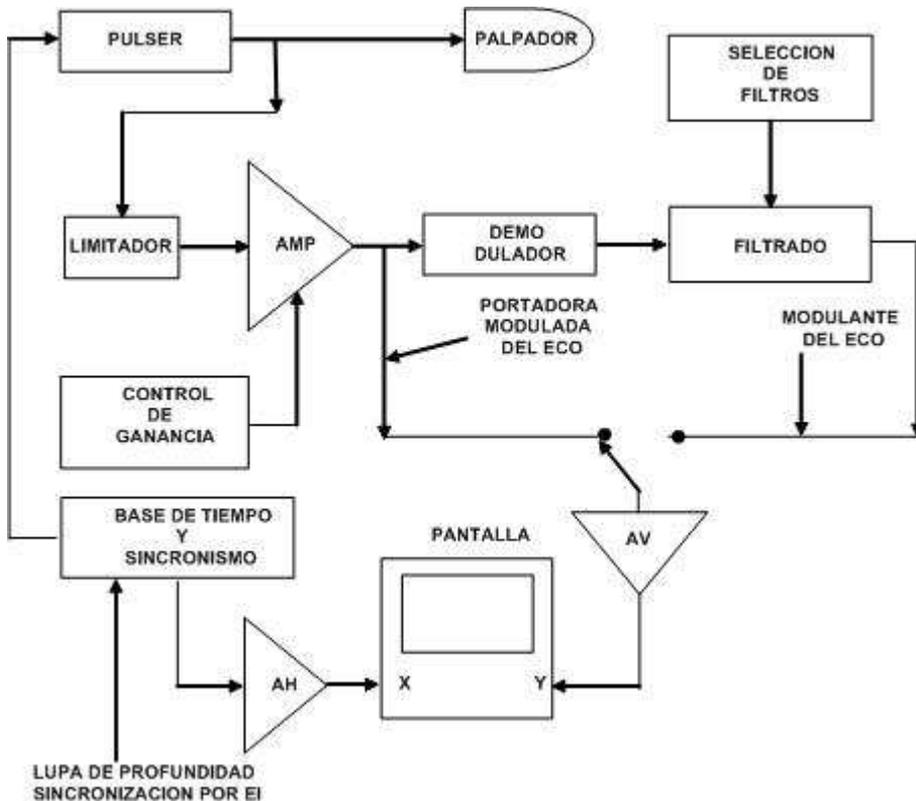


Figura 6.24. Esquema de un sistema analógico para A-scan

El valor típico de la resistencia es de 1 k Ω y el capacitor de 220 pF. Normalmente, estos sistemas están preparados para operar tanto en modo pulso-eco como transparencia. Mediante una llave selectora (inversora simple), se seleccionan ambos modos. En el caso de trabajar en transparencia, la llave desconecta el circuito de protección y conecta a la entrada del amplificador, el palpador receptor. La llave debe estar preparada para soportar tensiones máximas del orden de los 600 Volt. En la parte superior de la Fig. 6.26 se observa el registro de un eco en el modo portadora

modulada y en la parte inferior, en el modo modulante, obtenido con un sistema similar al de la Fig. 6.23.

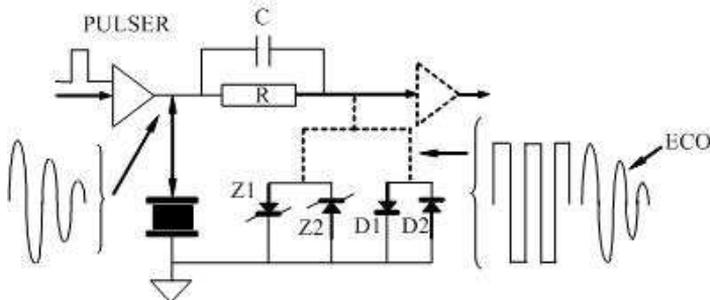


Figura 6.25. Circuito de protección

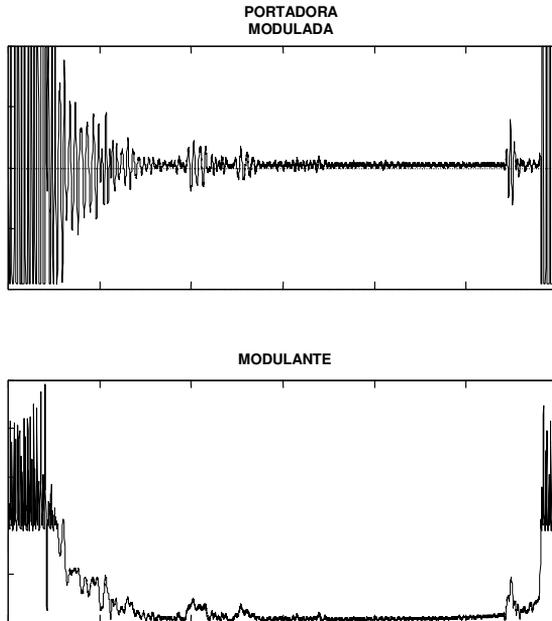


Figura 6.26.Registro de una traza correspondiente al eco devuelto por un envase de puré de tomate. (INAUT-IAI-CAC, 98)

6.11.1. Arquitectura del Sistema SENDAS

A continuación mostraremos un sistema que podía operar tanto en modo pulso-eco como en transparencia, desarrollado para inspecciones industriales simples y complejas En la Fig. 6.27 se esquematiza la arquitectura básica del sistema SENDAS[†]

[†] SENDAS: Sistema de Ensayos No Destructivos de Arquitectura Segmentada.

[7,8,9] de altas prestaciones y procesamiento análogo-digital para A-scan y B-scan. El sistema constaba de cinco módulos:

- **MODLIN.** Módulo de procesamiento analógico. Soportaba dos amplificadores logarítmico y/o lineal con un ancho de banda de 35 MHz.

En ambos, la ganancia era programable (por soft) entre 0 dB y 120 dB. La salida de cualquiera de ellos podía ingresar al detector de envolvente para obtener la modulante. Ésta podía ser filtrada por medio de tres filtros pasa bajos (también programables por software). La elección de ésta dependía de la aplicación.

- **MOCAD.** Módulo que implementaba la función CAD que podían generarse y grabarse hasta 16 curvas diferentes y recuperarlas en cualquier momento. Cada curva tenía una longitud de 512 puntos.
- **MODPUL.** Consistía en un pulser con tensión de excitación, frecuencia de repetición, número de pulsos y flanco de arranque programables: 100 a 600 Volt, 0.5 a 25 MHz, 1 a 16 pulsos y flanco positivo o negativo, respectivamente. Tenía capacidad de manejar hasta 10 palpadores en forma cuasi simultánea.
- **MODAD.** Este módulo estaba compuesto por un conversor A/D con capacidad de muestreo de 80 Mega y 8 bits de resolución. Debido a la gran velocidad de muestreo llevaba adicionado una memoria tipo FIFO para adecuar la transferencia de datos al procesador local.
- **MODDI.** Este módulo se encargaba de realizar diferentes tipos de pre procesamiento de señales, por ello estaba compuesto por los siguientes sub módulos:

- **EMI.** Filtrado no lineal.
- **DCV.** Deconvolución.
- **ENV.** Extractor digital de envolvente.
- **DKP.** Detector mono y multipico.

La velocidad de procesamiento y transferencia de información entre los diferentes módulos era de 10 MS/s y todas las acciones de selección de parámetros, las realizaba el operador a través de la interfaz a usuario (Fig. 6.28).

El sistema estaba preparado para realizar inspecciones manuales y barridos. En el caso de estos últimos, por medio de una interfaz, se controlaban dos grados de libertad (X, Y). Los barridos automatizados podían ser tipo A-scan o B-scan y también tenía posibilidad de ajustar manualmente el eje Z donde se encontraba montado el palpador.

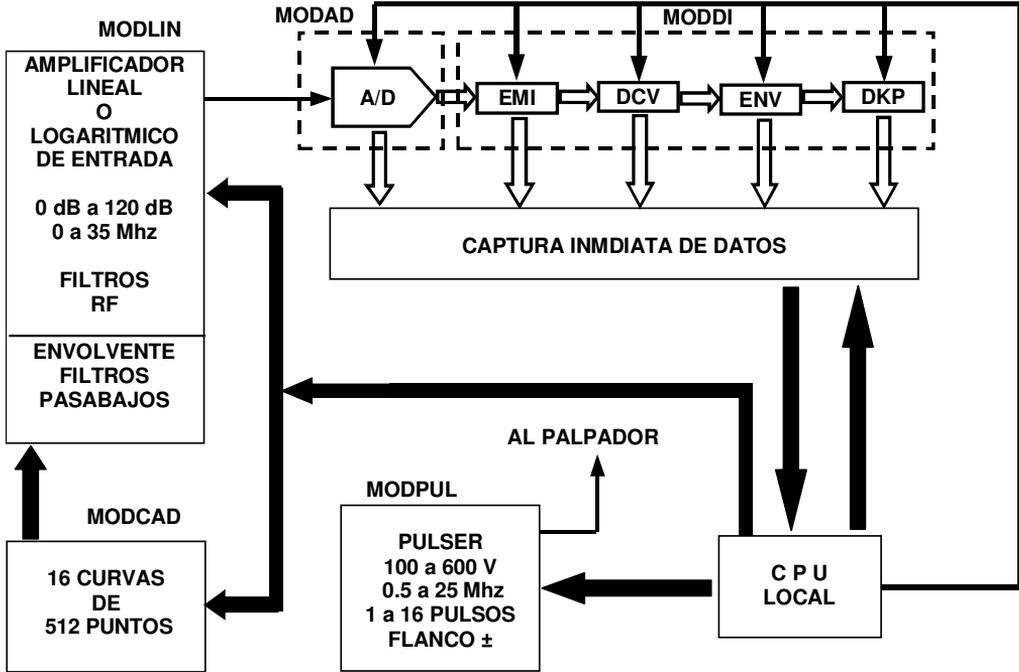


Figura 6.27. Diagrama en bloques del sistema SENDAS

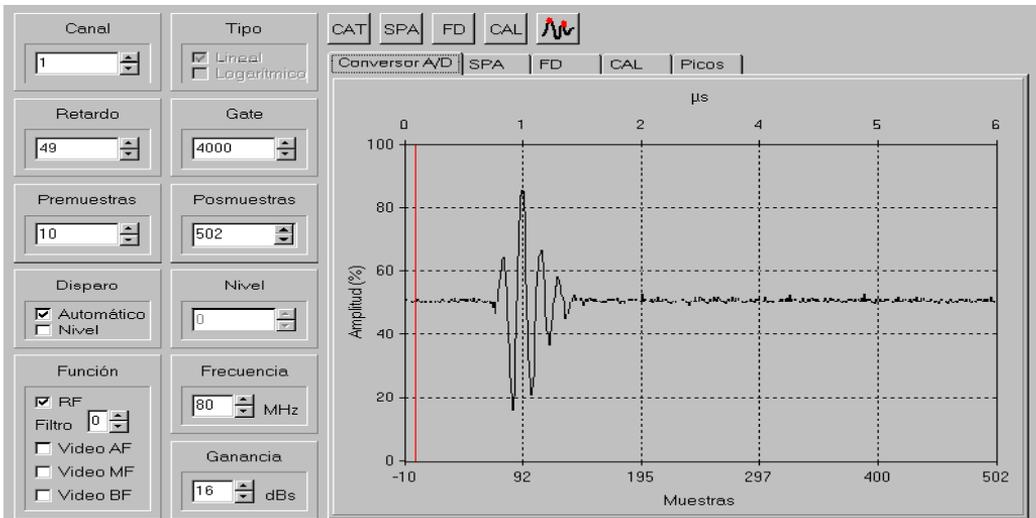


Figura 6.28. Interfaz de usuario principal del sistema SENDAS.

6.11.2. ULTRASCOPE: Un sistema para END por ultrasonido de altas prestaciones

Ultrascoppe es un sistema basado en la arquitectura AMPLIA [10], desarrollada dentro del proyecto MAGIAS (Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas) del CYTED [11] y orientado a la generación, adquisición y procesamiento de señal ultrasónica para END. Una de sus características principales es la integración de múltiples funciones de procesamiento digital de señal, en una única FPGA XC2S200 de Xilinx, con una alta tasa de utilización de sus recursos (96%), algunas de las cuales son exclusivas de este sistema (Tabla 6.I) y se describen a continuación.

Función	Características
Filtro FIR	31 coeficientes de 8 bits, programable. Opera en tiempo real (80 MS/s)
Filtro EMI	Elimina ruido impulsivo producido por interferencias EMI
Curva CAT	Compensación Atenuación-Tiempo: 512 puntos, programable, 48 dB
Diezmado	Programable 1:1 a 16:1 (equivalente a la frecuencia de muestreo)
Compresión de trazas	Programable 1:1 a 128:1, sin pérdida de información (amplitud-tiempo)
Número de canales	De 1 a 8 canales multiplexados @ 80 MS/s, pulso-eco o transmisión
Detección de envolvente	Rectificado doble onda y filtro IIR, programable.
Ventanas monopico	3, pueden ser independientes o ligadas, operar con RF o Video
Ventana multipico	1, registra hasta 128 picos con umbral y ancho de validación programables

Tabla 6. I. Principales funciones digitales incorporadas en el sistema Ultrascoppe

1. Filtro digital de RF.

Los sistemas convencionales de ultrasonido para END, disponen habitualmente de bancos de filtros analógicos para reducir el contenido de ruido en las señales. En general, deben ser filtros de banda ancha para no distorsionar las señales y, en particular, evitar pérdidas de resolución ($Q = B/f_c \approx 1$, siendo B = ancho de banda, f_c = frecuencia central). Estos filtros suelen ser de segundo o tercer orden, como máximo, para mantener su complejidad en límites razonables. Como consecuencia, la banda de paso presenta variaciones de amplitud y fase, la transición a la banda atenuada es lenta y su atenuación es baja. Adicionalmente, requieren múltiples componentes analógicos (R, L, C), cuya precisión determina las características finales del filtro. Debido a su volumen, los sistemas disponen de pocos valores de frecuencias de corte para filtros pasa-bajos y pasa-altos (típicamente 4 de cada tipo), o filtros pasa-banda (típicamente 8), lo que supone una limitación adicional para las aplicaciones.

En este sistema se ha optado por eliminar completamente estos elementos, salvo un pequeño filtro anti-aliasing a la entrada de los conversores, realizado con una simple red RLC. Los filtros se sustituyen por un filtro FIR digital que se incorpora a la lógica de control. Además de reducir el espacio ocupado por esta importante función, se

obtienen ventajas derivadas del procesamiento digital. El filtro dispone de 31 coeficientes de 8 bits, programables y simétricos que permiten la definición arbitraria de frecuencias de corte, tipo de filtro (pasa-bajo, pasa-alto, pasa-banda, etc.), con un desplazamiento lineal de fase que asegura una mínima distorsión de la señal. La Fig. 6.29 muestra un ejemplo de realización.

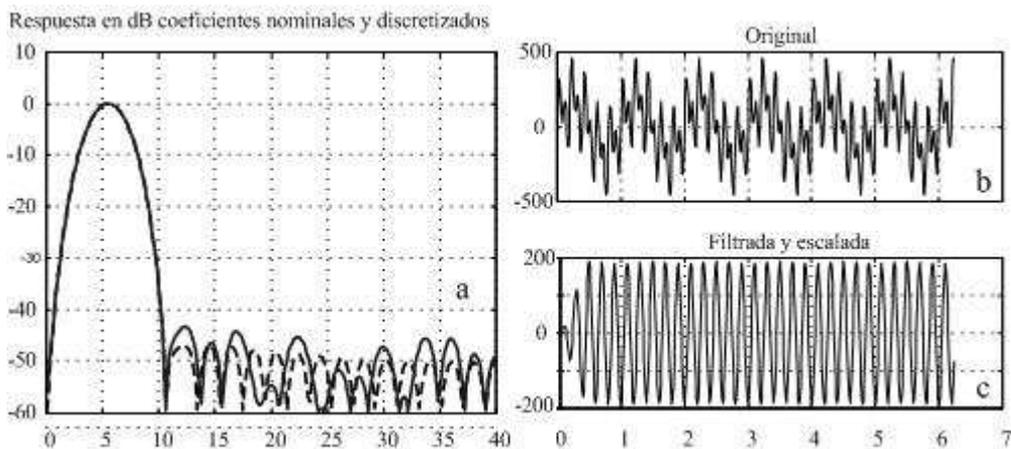


Figura 6.29.- a) Respuesta del filtro FIR paso-banda de 4 a 7 MHz, con coeficientes reales y discretizados a 8 bits. b) Ejemplo de señal compuesta (2, 5 y 10 MHz). c) Salida del filtro: básicamente formada por la componente de 5 MHz

En general, con las características del filtro FIR reseñado, puede esperarse un comportamiento análogo al mostrado en el ejemplo anterior, esto es, una atenuación en la banda rechazada superior a 40 dB. El filtro FIR es un elemento importante, que consume un buen porcentaje de los recursos internos del FPGA.

2. Escalado.

El filtro FIR de RF opera en tiempo real con señales $x(i)$ de 10 bits y 31 coeficientes $h(j)$ de 8 bits, obteniendo la salida $y(k)$ mediante la convolución:

$$y(k) = \sum_{j=1}^{31} h(j)x(k-j) \quad (6.1)$$

esto es, cada muestra de salida es el resultado de 31 sumas de productos de cada coeficiente por cada una de las 31 muestras anteriores. El filtro opera a la frecuencia nominal de muestreo de 80 MHz, resultando en una tasa de casi 2.5 Gmacs (operaciones de multiplicación - acumulado). Considerando que tanto los coeficientes como las muestras de señal son valores con signo, cada producto parcial requiere 17 bits para que no se produzcan rebasamientos. Tras realizar las 31 sumas, el resultado se produce con 22 bits sin rebasamiento. De esta salida se selecciona un campo de 10

bits, operación de escalado que debe manejarse con precaución para evitar rebasamientos. Habitualmente, ante una condición de rebasamiento, los filtros FIR producen resultados inesperados, cambiando valores positivos por negativos con transiciones abruptas.

Una particularidad de la actual realización es que el escalado produce saturación ante condiciones de rebasamiento, una situación menos dañina que la mencionada. En particular, facilita la operación de otros elementos posteriores, como la reducción de datos, ventanas y filtro EMI.

3. Video/RF.

Esta función permite seleccionar entre la obtención de la señal de radiofrecuencia (RF), versión amplificada y filtrada de la señal captada por el transductor, o su envolvente. Idealmente, la envolvente se obtiene como el valor absoluto de la transformada de Hilbert [14]. Siguiendo este procedimiento, debe obtenerse para cada muestra k de la señal original $I(k)$ en fase, la componente en cuadratura $Q(k)$ [14, 15]:

$$\begin{aligned} I(k) &= A(k) \cos(k\Omega_R + \varphi) \\ Q(k) &= A(k) \sin(k\Omega_R + \varphi) \end{aligned} \quad (6.2)$$

donde $A(k)$ es la amplitud de la señal, Ω_R es la frecuencia digital central y φ la fase. De esta ecuación es evidente que:

$$A(k) = \sqrt{I(k)^2 + Q(k)^2} \quad (6.3)$$

es la que proporciona la mejor representación posible de la envolvente. También se han descrito técnicas que permiten evaluar la envolvente sin necesidad de operar con señales en fase y cuadratura. Con esta finalidad pueden diseñarse filtros que producen las señales I y Q , conocidos como transformadores de Hilbert, desfasando idealmente en toda la banda de frecuencias 90° la señal I . La evaluación de la Ecu. (6.3) puede hacerse en tiempo real mediante una tabla de cuadrados, un sumador y otra tabla de raíces cuadradas. Lamentablemente, no existen suficientes recursos en la XC2S200 para incorporar esta función.

Como alternativa, se ha optado por un método habitualmente utilizado en los sistemas de ultrasonido, en el ámbito analógico. Consiste simplemente, en filtrar con un pasabajo el resultado de rectificar en onda completa la señal recibida, intentando recuperar su *valor medio instantáneo*. La amplitud de la respuesta es función de la frecuencia y ancho de banda de la señal pero, para el caso de END en las que ambos parámetros son constantes para una aplicación dada, proporciona una solución suficiente.

En general, la salida de un rectificador de onda completa para onda continua es:

$$y(t) = |A \cos \omega t| \quad (6.4)$$

cuyo desarrollo en serie de Fourier es:

$$y(t) = A \left(\frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right) \quad (6.5)$$

La componente continua es el valor medio de la señal rectificadora, relacionada con la amplitud de la señal mediante:

$$B = \frac{2}{\pi} A \quad (6.6)$$

esto es, un valor aproximadamente igual a las dos terceras partes de la amplitud. Cuando la onda no es continua, sino que está modulada por una envolvente, la ecuación anterior está afectada por un factor de "forma de onda" variable en el tiempo, $B(t)$ o valor medio instantáneo. Tanto en uno como en otro caso, además de la componente continua, aparecen armónicos de la frecuencia fundamental con amplitudes decrecientes.

Para obtener una buena representación de la envolvente con esta técnica, hay que resolver el compromiso entre una buena respuesta temporal de la señal $B(t)$ y la efectiva cancelación de los armónicos. Un filtro pasa-bajos, con una frecuencia de corte típicamente igual a la de la señal f_R satisface el primer requisito; además debe presentar una atenuación importante a la frecuencia $2f_R$ del primer armónico para resolver adecuadamente el segundo problema.

En el ámbito analógico, un filtro de Chebychev de cuarto orden, proporciona una atenuación de unos 30 dB a $2f_R$ con un rizado del 6% en la banda pasante hasta f_R , esto es, una distorsión "aceptable" de la señal. Pero es necesario un banco de filtros de estas características para adaptarse a diferentes frecuencias del transductor. Por esta razón, los sistemas comerciales disponen de un juego reducido de filtros de envolvente, debiendo elegirse en cada caso el que mejor se adapta al transductor utilizado.

En el Ultrasonido la situación es diferente al disponer de un filtro IIR programable. Con las características integradas, es fácil realizar un filtro pasa-bajos para cualquier frecuencia del palpador, con una atenuación superior a 40 dB a la frecuencia del primer armónico. La Fig. 6.30 (a) muestra un ejemplo de señal (5 MHz, BW=60%) resultante de dos ecos próximos de diferente amplitud, junto con su envolvente teórica, muestreada a una frecuencia de 80 MHz. En b) se muestran las envolventes teórica y la obtenida mediante un filtro de Chebychev de cuarto orden, y la que se obtiene

por aplicación del método de rectificado-filtro IIR. En los dos últimos casos, el filtro

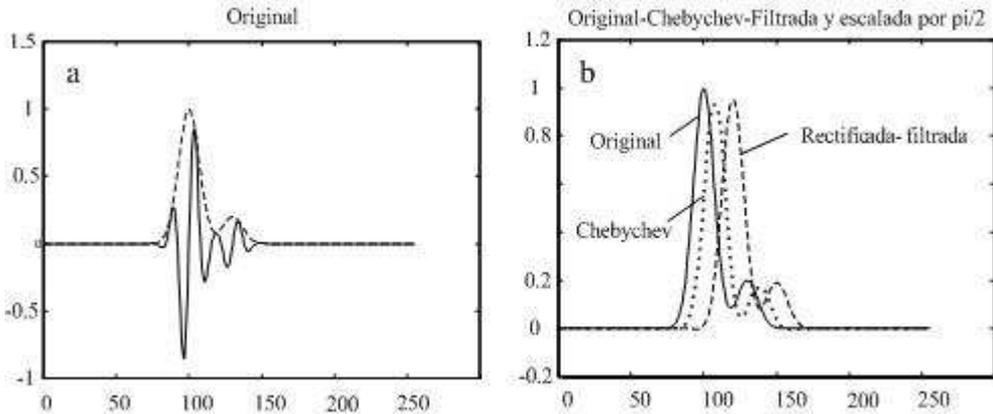


Figura 6.30.- a) Ejemplo de señal ultrasónica y envolvente teórica; b) Comparación de resultados (original, Hilbert y rectificación filtrada, con escalado por $\pi/2$).

se ha elegido con una frecuencia de corte igual a la de la señal y se ha aplicado un factor de escalado teórico de $\pi/2$. Se observa que, salvo el pequeño error en el factor de escala, la envolvente obtenida en los dos casos, es una buena representación de la teórica. La diferencia radica en que un filtro de Chebyshev de cuarto orden es un reto de diseño para mantener la precisión requerida de los componentes.

4. Filtro EMI.

En las aplicaciones reales, es frecuente encontrar situaciones en las que existe una fuerte componente de ruido electromagnético inducido (EMI), debido a pulsos eléctricos en motores, fuentes de alimentación conmutada, señales radioeléctricas, etc. Los mejores remedios para estas plagas se basan en a) intentar minimizar las fuentes de ruido y b) limitar el ruido inducido mediante apantallamiento, utilización de señales diferenciales, eliminación de bucles de tierra, etc. Estas últimas medidas han sido adoptadas rigurosamente en este sistema, pero en cuanto a las primeras, en muchos casos, apenas puede exigirse el cumplimiento de la normativa existente, que limita la radiación electromagnética de los sistemas industriales. Incluso en estas condiciones, hay ocasiones en las que el ruido EMI, en especial el que tiene componentes impulsivas, aparecen superpuestas a la señal, cuando ésta tiene pequeña amplitud (inspección de medios muy atenuantes, por ejemplo), lo que limita en la práctica el rango dinámico de señales observables.

El sistema Ultrascopie incorpora un filtro muy eficaz para combatir estos efectos, denominado filtro EMI. Su funcionamiento se basa en que es altamente improbable que en varias adquisiciones sucesivas realizadas con intervalos aperiódicos, se produzca una simultaneidad de presencia de ruido impulsivo en las mismas posiciones temporales. La función de filtro EMI realiza automáticamente 3 disparos y

adquisiciones consecutivas, con intervalos temporales diferentes entre ellos, analizando la presencia de señales no repetitivas que son eliminadas. Un análisis estadístico de la operación de este filtro muestra que el valor óptimo de adquisiciones se sitúa entre 3 y 4, habiéndose optado por el primer valor para reducir el tiempo de adquisición.

Se introduce automáticamente un intervalo de latencia entre los disparos para aumentar la de-correlación del ruido EMI. Este intervalo es, nominalmente de 191 y 95 μ s, entre los dos primeros y los dos últimos disparos respectivamente.

5. Diezmado y compresión

La frecuencia de adquisición en los convertidores A/D es constante e igual a 80 MHz. Este hecho tiene ventajas a la hora de definir el filtro, que siempre opera a esta frecuencia, independientemente de la frecuencia de muestreo seleccionada. Además, el filtro antialiasin es constante, con una frecuencia de corte nominal de 40 MHz (en realidad es algo menor, del orden de 30 MHz). Puede seleccionarse una frecuencia de muestreo igual o inferior a la de la adquisición, programando un factor de diezmado D , donde $0 \leq D \leq 15$. El diezmado opera como es habitual, esto es:

A la salida se obtiene una de cada $D+1$ muestras adquiridas a 80 MHz. Así, por ejemplo, si $D = 4$ (se toma 1 de cada 5 muestras), la frecuencia de muestreo resultante es de $80/(4+1) = 16$ MHz. La frecuencia mínima de muestreo que puede seleccionarse es $80/(15+1) = 5$ MHz.

Por otra parte, la frecuencia de muestreo seleccionada no influye en la resolución temporal de las ventanas, ni en ningún otro parámetro temporal o inicio de la adquisición por nivel. Para estos casos, siempre se usa la resolución temporal del sistema (25 ns) o incluso mejor (12.5 ns) en los detectores de pico.

Gracias a esta característica, conviene utilizar la menor frecuencia de muestreo compatible con el ancho de banda de la señal, reduciendo la cantidad de datos a manejar, ya que toda la información temporal se obtiene con la máxima resolución.

Pero Ultrascopio posee otra característica que permite reducir aún más la cantidad de datos a manejar y que es útil en muchas aplicaciones. Esta característica es la compresión de trazas que se realiza con un factor $R[7:0]$ programado en el registro 5 y que realiza una reducción de datos $(R+2):2$ manteniendo la información amplitud-tiempo. El máximo factor de compresión es de 256:2 (equivalente a 128:1), reduciéndose la longitud de la traza resultante en esta cantidad.

La compresión de trazas es muy eficaz en el ámbito del END, donde la información está en la amplitud y tiempo más que en el contenido frecuencial de las señales. Un ejemplo ayudará a comprender su funcionamiento. La Fig. 6.31a muestra una traza formada por 4000 muestras adquiridas a 80 MHz, de un transductor de 5 MHz y un 60% de ancho de banda. Utilizando la función de diezmado con $D = 15$ (diezmado 16:1), máximo admitido por este sistema en la traza resultante (Fig. 6.31b) desaparecen prácticamente todas las indicaciones. En cambio, si se utiliza la función de compresión con un factor $R = 30$ (reducción $32:2 = 16:1$, equivalente a la anterior en el número total de muestras), la traza resultante contiene la misma información de amplitud y tiempo que la traza original. En ambos casos, el número de muestras en la traza final es de $4000/16 = 250$. Es más: si se utilizan ventanas para la detección de picos (monopico o multipico), la resolución temporal es en cualquier caso, constante e igual a 12.5 ns (≈ 0.04 mm en acero con ondas longitudinales).

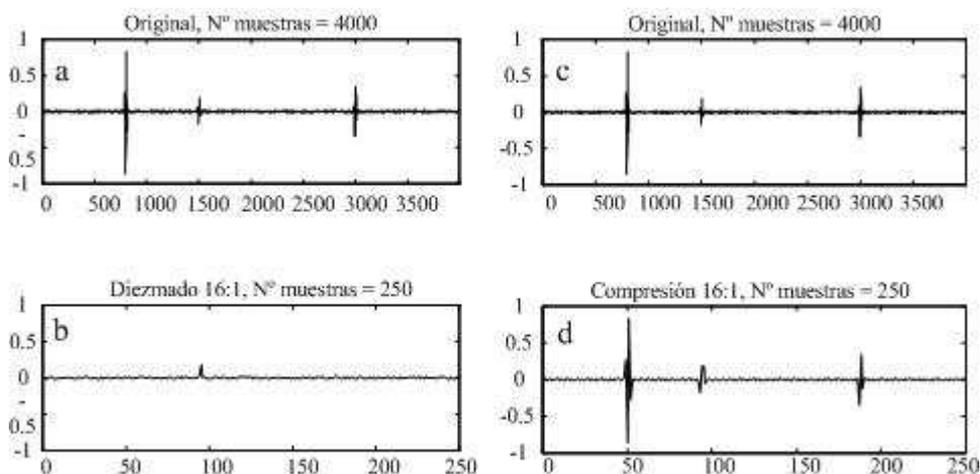


Figura 6.31.- Comparación de resultados del diezmado (a y b) y compresión (c y d) con el mismo número de muestras resultantes

Obviamente el valor del factor de diezmado utilizado en el ejemplo anterior resulta excesivo ya que, entre otras razones, la frecuencia de muestreo resultante no verifica el criterio de Nyquist, pero sirve para ilustrar las ventajas de la función de compresión incorporada al equipo para aquellas aplicaciones en las que se desee reducir el volumen de datos: la compresión de trazas no queda limitada por el criterio de Nyquist.

¿Hasta dónde puede aumentarse el factor de compresión R ? La Fig. 6.32 muestra los resultados obtenidos con $R = 78$ (reducción $80:2 = 40:1$), y con $R = 248$ (reducción $250:2 = 125:1$, próxima al máximo admitido). En ambos casos, las tres indicaciones presentes en la traza inicial son claramente visibles. Sin embargo, en el caso de la reducción máxima 125:1, la segunda indicación está "peligrosamente" cerca de la

primera. Si en la traza original las indicaciones estuvieran más próximas entre sí, una compresión tan elevada no permitiría su discriminación. La idea es que,

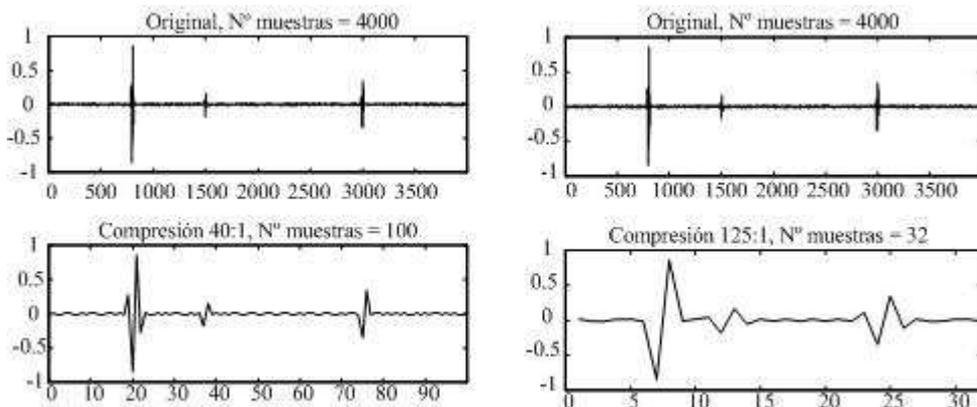


Figura. 6.32.- Compresión de la traza con factores 40:1 y 125:1

si se desea obtener una discriminación de ecos determinada por un número de muestras M a la frecuencia de muestreo nominal (80 MHz), el factor de reducción debe ser $R \leq M$.

Otro ejemplo ayudará a clarificar esta idea. Supóngase que se está inspeccionando una pieza de $L = 60$ cm. de espesor, donde la velocidad de propagación es $c = 6 \cdot 10^3$ m/s. Una adquisición en pulso-eco de toda la pieza requiere $2 \cdot L/c = 2 \cdot 0.6/6 \cdot 10^3 = 200$ μ s. A una frecuencia de muestreo de 80 MHz ($D = 0$ ó $R = 0$, equivalente a una compresión 2:2 = 1:1), deben adquirirse 16000 muestras por cada traza.

Supóngase ahora que se desea discriminar defectos que estén separados más de $d = 3$ mm entre sí; los que estén separados una distancia inferior, serán considerados un único defecto. En este caso, el mínimo intervalo temporal entre indicaciones es:

$$T_d = 2 \cdot 0.003 / 6 \cdot 10^3 \text{ s} = 1 \mu\text{s}$$

que, a la frecuencia de adquisición de 80 MHz representa un valor $M = 80$. Por consiguiente, puede aplicarse un factor de reducción $R = 78$ (80:2 = 40:1) para discriminar todos los defectos separados, con lo que el número de muestras en un A-scan se reduce a $16000/40 = 400$. Obsérvese que, con el método convencional de reducción de la frecuencia de muestreo, no sería normalmente posible asegurar la detección de los defectos (frecuencia de muestreo equivalente de 2 MHz). Con la compresión de datos incorporada a este sistema está la misma garantizada.

Por último en relación con este tema, ambos métodos (diezmado y compresión) conviven en el sistema, aunque son alternativas elegibles desde el software de la

aplicación. Por las razones citadas, en general será preferible utilizar la función de compresión que la convencional de diezmando.

6. Detectores monopico.

Se incorporan tres detectores monopico que obtienen, dentro de una ventana temporal programable, el valor del máximo (o del mínimo) de la señal y su posición con una resolución de 12.5 ns. (≈ 0.04 mm. en acero), con independencia de la frecuencia de muestreo seleccionada o del factor de reducción aplicado.

El inicio y final de cada ventana se define arbitrariamente con una resolución de 25 ns. El inicio se establece por el tiempo transcurrido a partir del evento que causa su activación y el final por el tiempo programado hasta un máximo superior a 1.63 ms. La selección de pico como valor máximo o mínimo de la señal dentro de la ventana temporal definida, se establece individualmente para cada una de las ventanas.

Las ventanas pueden definirse como independientes o ligadas, que determina el evento que causa la activación de cada ventana:

- a) Ventanas independientes. El comienzo de la adquisición de señal es el evento que causa la activación de cada una de las ventanas. A su vez, la adquisición puede iniciarse bien, a la terminación del tiempo de inhibición o porque la señal supera un umbral programable una vez finalizado el tiempo de inhibición. La Fig. 6.33 muestra un ejemplo de ventanas independientes, donde se observa que el comienzo de la adquisición determina el instante 0 para todas las ventanas.

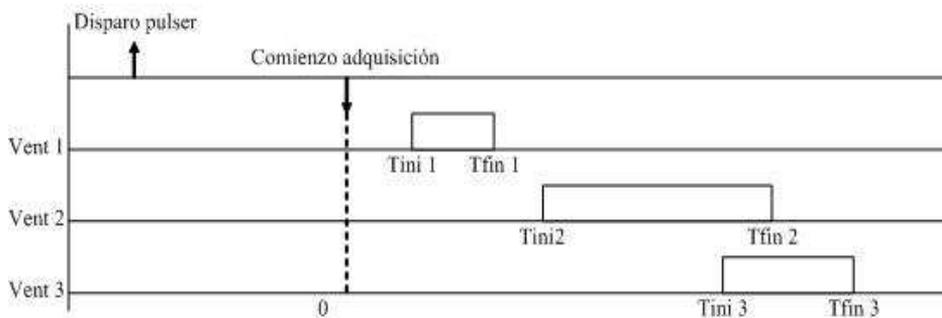


Figura. 6.33.- Ventanas independientes.

- b) Ventanas ligadas (LIGA=1). El evento que causa la activación de la ventana es la detección del pico (máximo o mínimo según se haya programado) en la ventana activa anterior. De este modo la ventana 2 está ligada a la 1, y la ventana 3 está ligada a la 2. La Fig. 6.34 muestra un ejemplo.

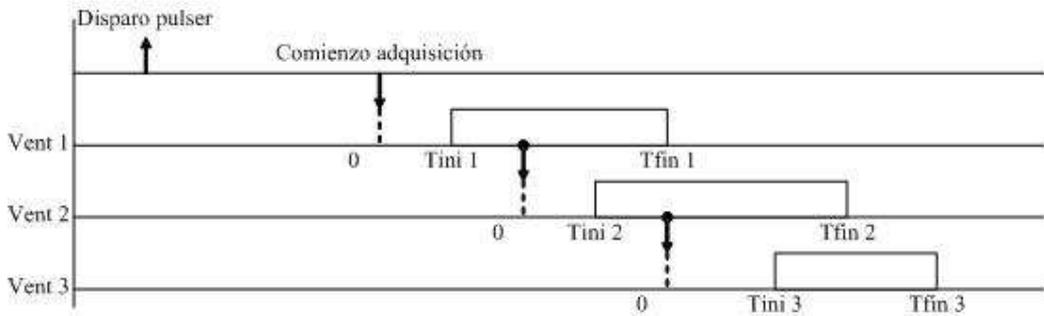


Figura.6.34.- Ventanas ligadas.

El comienzo de la adquisición marca el tiempo 0 para la ventana 1. El origen de tiempos para las restantes, es el instante en que la precedente registra el pico, de forma que cada ventana arranca una vez transcurrido el tiempo inicial programado a partir de su propio origen de tiempos. No obstante, por uniformidad con el caso anterior, los tiempos de los picos registrados se refieren al inicio de la adquisición. Los detectores monopico proporcionan la máxima reducción de datos posible para aquellas aplicaciones en las que, sólo se pretenda verificar la presencia o ausencia de indicaciones en zonas de la pieza inspeccionada. La lectura de los valores registrados proporciona, en 32 bits, la posición alta con una resolución de 12.5 ns, y el valor del máximo o mínimo en los 16 bits menos significativos.

7. Detector multipico.

Ultrascopio incorpora, además, un detector multipico que puede operar conjuntamente con los detectores monopico. Para esta función, un *pico* se define como el valor máximo que alcanza la señal tras cruzar un *umbral* programable, siempre que se mantenga por encima de éste durante al menos, un determinado intervalo temporal programable o *ancho* del pico. La Fig. 6.35 muestra un ejemplo ilustrativo, donde se representa una señal adquirida y la definición de la ventana multipico con sus parámetros T_{INI} , T_{FIN} y $Umbral$.

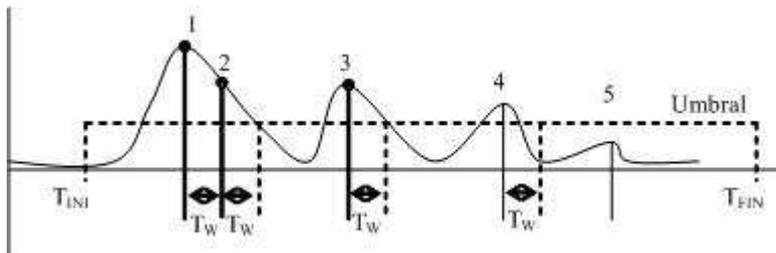


Figura. 6.35.-Operación del detector multipico.

Además, se ha definido un ancho de pulso T_W . Con esto, el detector registra el valor y posición de la señal en las posiciones marcadas como 1, 2 y 3. En efecto, sólo en estos

puntos se dan las condiciones definidas para un pico en este detector: una amplitud superior a la del umbral y un tiempo posterior superior al ancho. El valor que corresponde a la posición 4 no se registra por no satisfacer el criterio del ancho, pues la señal no se mantiene por encima del umbral durante T_w una vez detectado el máximo. Tampoco se registra el valor correspondiente a la posición 5 porque no alcanza el valor de umbral programado.

Es interesante reconocer que pueden encontrarse múltiples "picos" (como el 1 y 2 en la figura anterior) cuando intuitivamente sólo corresponde a un único pico. En realidad el criterio que marca la presencia de un pico es el ancho definido, por lo que el valor en 2 verifica el criterio establecido. En las aplicaciones de ultrasonido este hecho resulta útil para detectar ecos solapados como consecuencia de la existencia de múltiples reflectores próximos.

8. Otras funciones.

Cuenta con un generador interno diente de sierra que puede ser utilizado para verificar la operación del sistema y de sus diferentes funciones, con exclusión de las de calibración, que no es necesaria para el generador. Asimismo, dispone de un puerto auxiliar AX de entrada/salida de 8 bits, de propósito general.

En cuanto a la parte analógica, dispone de un pulser programable en amplitud (entre 50 y 400 V), con flancos de 6 ns (sobre 50 Ω) y forma de onda rectangular de ancho programable con una resolución de 6.25 ns. La amplificación puede alcanzar los 60 dB, de los que 48 pueden ser utilizados por una función CAD (Compensación Atenuación-Distancia), de 512 puntos a intervalos programables. El rango dinámico del sistema es superior a los 90 dB.

Una particularidad de Ultrascope es que requiere una alimentación única de + 5V, está realizado sobre una placa de circuito impreso de 90 x 96 mm con dos submódulos montados sobre ella, que corresponden a la fuente de alta tensión y a los amplificadores y pulsers. En la Fig. 6.36 se muestra la interfaz a usuario a partir de la cual, se puede ingresar a las diferentes pantallas secundarias que le permiten acceder a los sub-menús con el fin de cambiar diferentes parámetros, tales como, ancho, frecuencia de repetición y tensión del pulso de disparo del pulser, procesamiento digital (filtros, compresión, diezmado), etc.

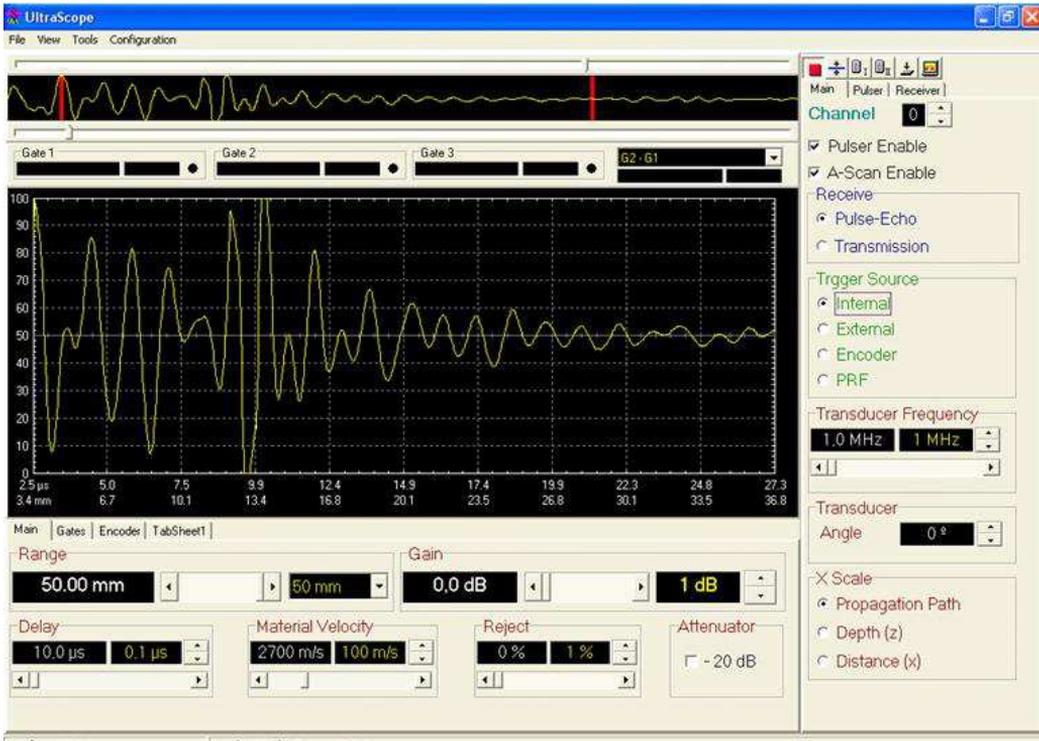


Figura 6.36. Vista de la pantalla principal del sistema UltraScope

6.12. Resumen del capítulo

En este capítulo profundizamos las bases de los métodos pulso-eco y pulso transparencia presentados en el capítulo IV. Se estudiaron siete casos de registros típicos que de una manera u otra contemplan la mayoría de los casos prácticos.

A continuación se introdujo el concepto de los componentes básicos que componen a un sistema de A-scan, haciendo hincapié en la base de tiempo y en el control de atenuación-distancia (CAD). En función de estos conceptos se mostraron dos sistemas reales especialmente diseñados para END. El primero denominado sistema SENDAS, que debido a su alto grado de segmentación presentó en su momento un importante avance para afrontar aplicaciones muy específicas como fueron, la inspección de componentes aeronáuticos fabricados en base de materiales compuestos y la inspección de ruedas de trenes. Posteriormente y con más detalle se mostró el sistema ULTRASCOPE que fue creado dentro del proyecto MAGIAS, tomando como base las ventajas y limitaciones del SENDAS. Uno de los aspectos más interesantes del sistema UltraScope fue la integración de múltiples funciones de procesamiento digital de señal en una única FPGA. Internamente, la FPGA realiza las operaciones de

adquisición, calibrado, filtrado digital, extracción de envolvente, diezmado o reducción de datos, filtro EMI, detección de picos (monopico o multipico), CAD, disparo de pulser y control general, así como las habituales puertas de adquisición, inhibición y limitación de PRF. La mayoría de las funciones operan a la velocidad de adquisición de 80 MS/s. En particular, al realizarse las funciones de filtrado y extracción de envolvente en el dominio digital, se reduce el volumen de la electrónica y, al mismo tiempo, mejora la precisión, fiabilidad y estabilidad con el tiempo. El usuario puede elegir arbitrariamente las frecuencias de corte y el nivel de filtrado de la envolvente, no estando sujeto a un juego predeterminado de bandas pasantes. Además, incorpora numerosas funciones no habituales en otros sistemas para END, como son las de calibrado, reducción de datos, filtro EMI y detección de multipicos. La integración en el dominio digital de estas funciones facilita la realización de sistemas más compactos, con menor consumo energético, de mayor fiabilidad y con una excelente estabilidad de características, además de facilitar su adaptación a aplicaciones específicas.

Los conceptos vertidos en este capítulo permitirán en el próximo, ampliar los métodos y las aplicaciones tanto en las áreas de los END como en las de medicina.

6.13. Preguntas y problemas propuestos

6.13.1. Indique cuales son las diferencias fundamentales entre los métodos de pulso transparencia y pulso-eco.

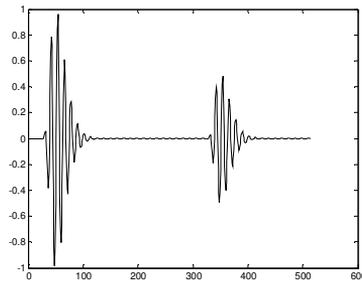
6.13.2. ¿Cuál es el significado de eco de interfaz? ¿Siempre está presente en el registro?

6.13.3. ¿Qué significa eco de fondo?

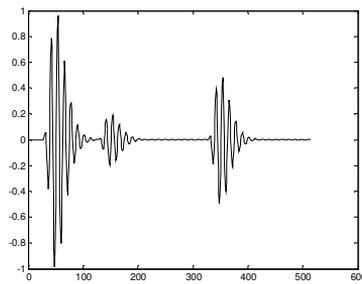
6.13.4. En un registro A-scan, ¿siempre se visualiza el eco de fondo? Justifique la respuesta.

6.13.5. ¿En qué casos es conveniente usar el A-scan y en cuáles la envolvente del A-scan?

6.13.6. Dibuje el posible esquema del medio inspeccionado para el siguiente A-scan.



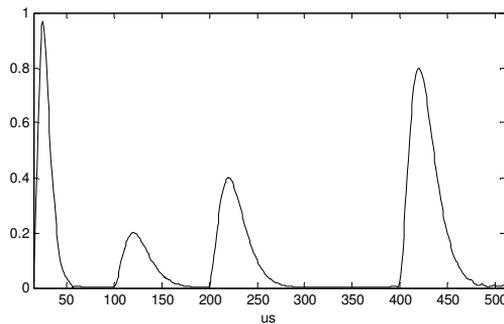
6.13.7. Dibuje el posible esquema del medio inspeccionado para el siguiente A-scan.



6.13.8. Para el siguiente A-Scan en modo envolvente:

a- Determinar las distancias a las que se encuentran las indicaciones y especifique cuál es la profundidad de la pieza. El tiempo está en μs y la velocidad de propagación del sonido en la pieza es $c = 3300 \text{ m/s}$.

b- Dibujar el esquema del medio indicando cualitativamente la posición y el tamaño relativo de las indicaciones.



6.13.9. ¿Cuándo se emplea la sincronización de la traza con el eco de interfaz?

6.13.10. Para una inspección de un bloque de aluminio de 3 cm de espesor ¿cuál debe ser la frecuencia de barrido para que no existan ecos fantasmas? La frecuencia del palpador es de 5 MHz, la frecuencia de muestreo de 66 MHz y $c = 6200$ m/s.

6.13.11. ¿Qué ventajas presenta el uso del CAD?

6.13.12. Dibujar la curva teórica de CAD para que en el registro del problema 6.12.7 las amplitudes del primero y del tercer eco se reduzcan a la tercera parte y la amplitud del segundo sea del doble.

6.13.13. Usando la función `genera_poli15` (capítulo V) generar una traza compuesta de tres ecos usando los siguientes datos:

eco1, EX1 = 1, nm1 = 10,

eco2, EX2 = 0.3, nm2 = 180

eco3, EX3 = 0.8, nm2 = 300

Los datos comunes son: $f_0 = 5$ MHz, $f_m = 60$ MHz, $\alpha = 0.13$, SNR de 40 dB, $n = 3$.

Generar una curva CAD que aplicada a la traza, se obtenga una nueva con las siguientes características: amplitud del primer y tercer eco de 0.3, amplitud del segundo eco de 2.

6.13.14. Repetir el problema anterior para una curva CAD que afecte sólo al segundo eco de la siguiente manera: 40 dB entre la muestra 150 a la 160, mantener constante la amplitud hasta la muestra 220 y disminuir la amplitud en 40 dB hasta la muestra 230.

6.13.15. En el diagrama en bloques del sistema SENDAS (Fig. 6.27) el amplificador de entrada puede ser lineal o logarítmico. ¿Qué ventajas tiene usar un amplificador logarítmico?

6.14. Referencias

[1] - Métodos de Ensayos No Destructivos, INTA, España, 2003.

[2]- González Arias, A., González Arias, C. Laboratorio de Ensayos Industriales, Ultrasonido. Ediciones Litenia, Buenos Aires, 1987.

[3]-Echevarria, R. Ultrasonido. Laboratorio de Ensayos No Destructivos, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional del Comahue, Neuquen, 2002.

[4]-Veca, A., Fritshc, C., Sánchez, T., Anaya, J.J., Ullate, J. Estudio de Factibilidad de Detección de Cuerpos Extraños en Envases de Conserva. Congreso Regional de Ensayos No Destructivos y Estructurales. CORENDE, pp. 81-85, Mendoza, Argentina, Agosto de 1997.

- [5]-Veca, A. Estudio de Técnicas para la Detección de Impurezas en Envases de Conservas Alimenticias con Ultrasonidos. Informe Técnico, Centro Atómico Constituyentes (CAC), Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA), febrero de 1998.
- [6]-Veca, A. Detección de Cuerpos Extraños en Envases Cerrados de Guisantes mediante Filtrado Adaptable. Primeras Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos. Cartagena de Indias, Colombia. 25-29 de mayo de 1998.
- [7]-Fritsch, C., Sánchez, T., Anaya, J.J., Izquierdo, M.A.G., Giménez, J. Sendas: An approach to modular digital signal processing for automated NDE. Proc. of the Second Conf. Applied to Process Control of Composite Fabrication. St. Louis, Missouri, pp.163-181. October, 1-2. 1996.
- [8]- Ibañez, A., Parrilla, M., Villanueva, E., Martínez, O., Ullate, L. G. Remote sensing and processing in automated non destructive evaluation. Proc. of the Second Conf. Applied to Process Control of Composite Fabrication. St. Louis, Missouri, pp.183-193. October, 1-2. 1996.
- [9]- Valdecantos, C. Sara 10: A system for high speed automatic NDE of large composite parts. Proc. of the Second Conf. Applied to Process Control of Composite Fabrication. St. Louis, Missouri, pp.163-181. October, 1-2. 1996.
- [10]- Veca, A., González Chaúl, G. Plataforma Analógica de Elevado Rango Dinámico. Nueva Telegráfica Electrónica LXLK, pp. 15-18. Ariel Arbó Editor S. R. L. 1998.
- [11]- Pértile Sánchez, E., López. G. Sistema de Control Atenuación Distancia y Adquisición y Visualización de Señales de Ultrasonido. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan. 1998.
- [12]- AMPLIA. Arquitectura Modular para el Procesamiento y despliegue de Imágen Acústica, CYTED VII-17, 2000-2004.
- [13]- Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas (MAGIAS) CYTED VII-17, 2000-2004.
- [14]- Proakis, G., Manolakis, D. Digital Signal Processing. Prentice Hall, 1998.
- [15]- Fritsch, C, et al: A Digital Envelope Detection Filter for Real-Time Operation, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 48, 6 1287-1293, 1999.

Capítulo VII

Métodos de Registro y Técnicas Operatorias II

SUMARIO
7.1. Introducción
7.2. Diferencias entre Modos, Pantallas o Scan según la Naturaleza de la Aplicación
7.3. Esquemas de Representación en Ecografía Médica y en END: A-scan, B-scan (Modo A, modo B)
7.4. Formación de Imágenes en Ecografía Médica, Modo M
7.5. Presentación de los resultados del ensayo en END
7.6. Métodos de Exploración Electrónica
7.7. Otros Métodos usados en END
7.8. Resumen del capítulo
7.9. Preguntas y problemas propuestos
7.10. Referencias

7.1. Introducción

Los ensayos automatizados permiten la obtención automática de datos y su presentación simultánea en una imagen. Esto es de crucial interés en ultrasonido ya que facilita mucho la interpretación. En efecto, el ensayo manual se basa en la observación de la pantalla tipo Scan A, que presenta sólo la amplitud de un punto del material bajo estudio. En cuanto el palpador se desplaza unos pocos milímetros en cualquier dirección esa imagen puede cambiar drásticamente y es el operador quien, en los ensayos manuales, tiene que relacionar el cambio de posición con el cambio en el oscilograma. La gran ventaja de una imagen es que presenta a la vez, gran cantidad de información que se ha ido recogiendo a lo largo del estudio o inspección. En este capítulo estudiaremos la forma de convertir la información unidimensional obtenida a partir del Scan A en una imagen. Analizaremos los conceptos básicos del B-scan, M-scan, C-scan y D-scan. Haremos una introducción a la focalización de los palpadores con el objeto de concentrar la energía acústica en un entorno determinado. Como complemento de lo anterior mostraremos la forma de realizar enfoques dinámicos mediante el denominado enfoque electrónico. Al final del capítulo, presentaremos los esquemas en bloques básicos para la presentación de imágenes, útiles en el campo de los END como en diagnóstico médico.

7.2. Diferencias entre Modos, Pantallas o Scan según la Naturaleza de la Aplicación

Según sea el campo de aplicación de los ultrasonido se tiene:

- *En Ecografía Médica*

Tipo de Registro	Función
Modo A, Pantalla A, A-scan	Amplitud de la traza
Modo B, Pantalla B, B-scan	Brillo o intensidad de la traza Modulación de la amplitud
Modo M	Movimiento

Tabla 7.1. Esquemas de representación usados en diagnóstico médico

- *En Ensayos No Destructivos (END)*

Tipo de Registro	Función
A-scan	Amplitud de la traza
B-scan	Tiempo de tránsito y movimiento X-Y
C-scan	Amplitud y movimiento X-Y
D-scan	Profundidad a la que se encuentra el máximo de la traza en una ventana temporal pre programada

Tabla 7.2. Esquemas de representación usados en END

7.3. Esquemas de Representación en Ecografía Médica y en END: A-scan, B-scan (Modo A, modo B)

En la parte superior de la Fig. 7.1 están representados tres medios (se supone del mismo material): el primero se encuentra libre de imperfecciones, el segundo con un defecto o heterogeneidad y el tercero, con un defecto en movimiento. En la segunda fila se encuentra el resultado del modo A cuya interpretación, por lo estudiado en el capítulo anterior es inmediata. La única diferencia está en el registro de la izquierda, donde la posición y amplitud del EO y el EF oscilan levemente alrededor de su posición de equilibrio, con una velocidad dada por la frecuencia de movimiento de la imperfección. En la tercera fila se encuentra la representación modo B. Partiendo del concepto de modulación de la amplitud de la traza, esto es, modulación del brillo, en vez de tener una espiga (modo A), se tiene un punto cuyo nivel de brillo será proporcional a su amplitud. Por ello, el EI se observa mucho más brillante que el EO y el EF. En el caso de que el objeto oscile alrededor de una posición de equilibrio, la intensidad del punto representativo, EO variará con la misma cadencia y el EF lo seguirá. En otras palabras, cuando el sistema de ultrasonido permite capturar datos de tiempo, además de la amplitud del eco, se dice que la representación es tipo B [1,2,3]. En la representación B-scan (del inglés Brightness, brillo), la amplitud del eco es convertida a niveles de gris (actualmente también en colores) y el palpador realiza un barrido del área de interés. El operador del sistema ve así un corte del cuerpo, pieza o estructura, explorada, que corresponde a la sección definida por el plano en que se realiza la deflexión del haz ultrasónico. En la parte izquierda de la Fig. 7.2, se muestra un material con dos heterogeneidades en su interior. En la parte derecha observamos la modulante de la traza (A-scan) y el registro del B-scan en tonos de grises. El criterio elegido para representar la intensidad del eco en el modo B-scan, fue: bajo nivel de reflexión, color negro, 100% de reflexión, color blanco.

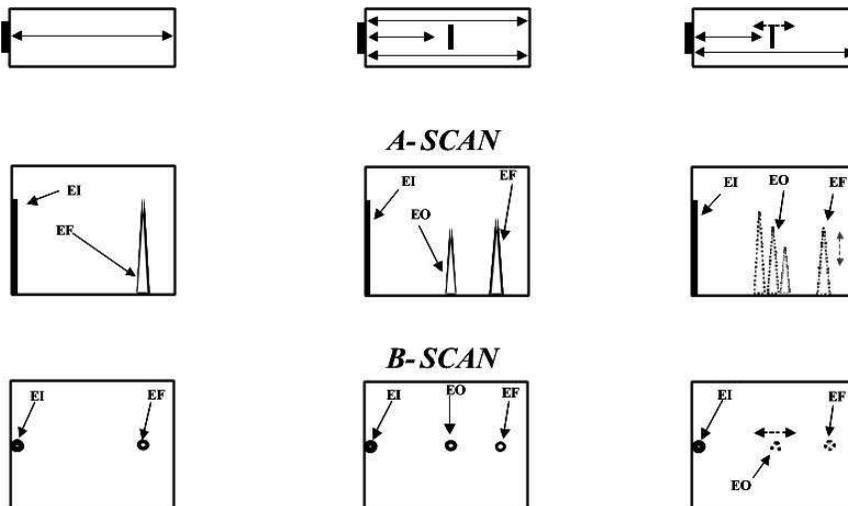


Figura 7.1. Relación entre A-scan y B scan

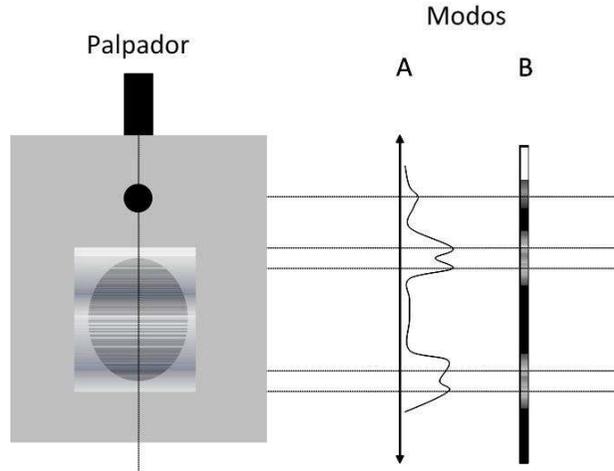


Figura 7.2. Correspondencia entre A-scan y B-scan (Modo A y Modo B)

7.4. Formación de Imágenes en Ecografía Médica Modo M

Existe una variante de registro implementado únicamente para registros ecográficos, se trata del *Modo M*. Aquí, el palpador está dotado de movimiento en el sentido de arriba hacia abajo. Si la muestra está libre de objetos reflectores (registro de la izquierda), sólo se observarían dos líneas correspondientes a los EI y EF. El ancho del registro dependerá de la amplitud de los ecos (Ver Fig. 7.3).

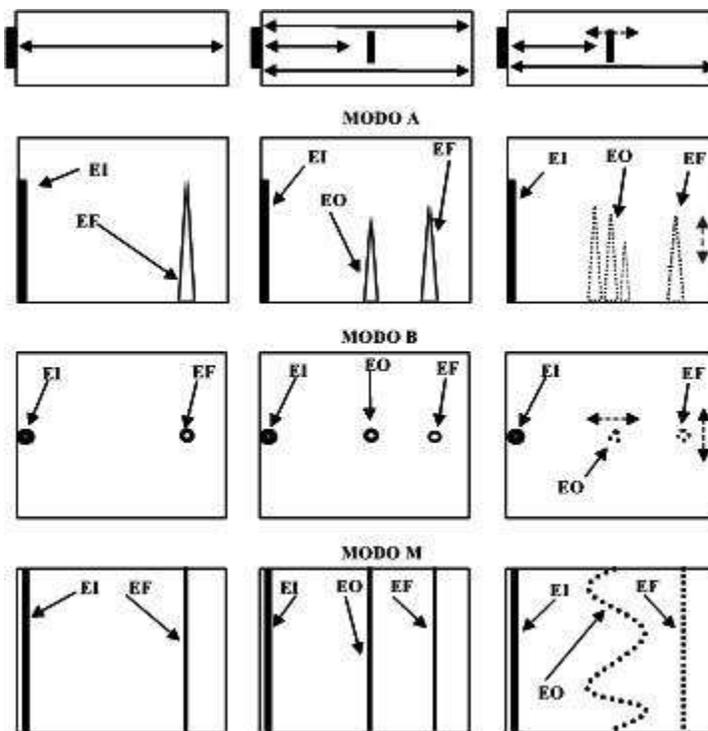


Figura 7.3. Diferencias entre Modo A, B y M

Por ello, el modo M es un modo B con movimiento longitudinal del palpador. Si la muestra contiene un objeto en reposo, aparecerá la línea correspondiente a éste (EO). Si el objeto oscila, por causa del movimiento del palpador (registro de la derecha) se verá a éste como una línea curva y el EF se aparecerá como puntos. En la Fig. 7.4 se muestra el mismo ejemplo usado en la Fig. 6.2 al que se le agregó el modo M.

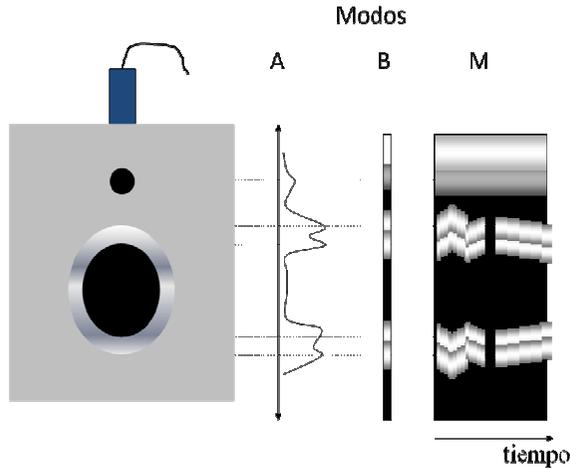


Figura. 7.4. Correspondencia entre A-scan y B-scan y Modo M

7.4.1. Métodos empleados en Diagnóstico Médico

De acuerdo a la forma en que se realiza el barrido se dividen en:

- Mecánicos
- Electrónicos

Los primeros a su vez se clasifican:

1. Estáticos.
2. Oscilantes.
3. Rotatorios

y los segundos en:

1. Sectoriales
2. Lineales

En todos ellos, las direcciones de exploración en que se emite y se recibe el haz de ultrasonido son coplanares.

Estático

En el modo B estático, el barrido lo realiza manualmente el operador. Consiste en un palpador unido a un brazo articulado de unión y un sistema electrónico que codifica la posición (Fig. 7.5). No es una presentación en tiempo real, con lo que no pueden seguirse estructuras dinámicas, pero es un método válido para estructuras cuasiestáticas. Históricamente, fue la primera técnica desarrollada para generar imágenes.

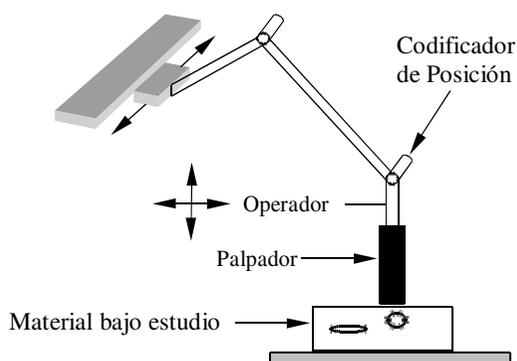


Figura 7.5. Esquema de barrido mecánico: Estático

Oscilante

En este caso, el operador posiciona sólo un eje (X o Y), la posición del otro se realiza en forma automática por medio de un sistema mecánico que mueve al palpador en forma oscilante entre 30 y 60 grados Fig. 7.6).

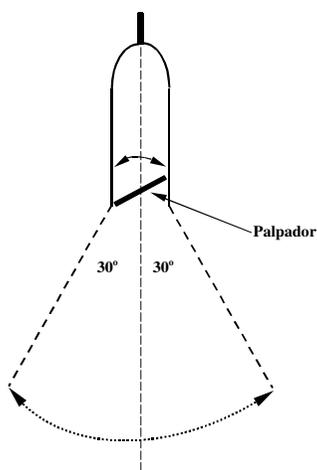


Figura 7.6. Esquema de barrido mecánico: Oscilante

El sistema mecánico que mueve al palpador debe comenzar a oscilar y detenerse al final de cada excursión. Como resultado de la oscilación, el transductor se mueve más lentamente al comienzo y al final de cada barrido, por ello las trazas de eco no pueden distribuirse regularmente dentro de los extremos.

Rotatorios

Esta técnica es similar a la anterior, pero el barrido angular se realiza por medio de un motor gobernado por un sistema de control, que mueve una plataforma mecánica conteniendo un conjunto de engranajes para posicionar al palpador (Fig. 7.7). Todo el conjunto que se encuentra herméticamente cerrado, contiene una solución líquida para

adaptar acústicamente el haz de ultrasonido. A diferencia del caso anterior, en este caso, el barrido es uniforme independientemente de la posición angular de la plataforma.

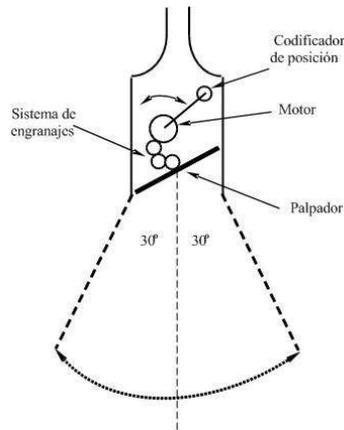


Figura 7.7. Esquema de barrido mecánico: Rotatorio

7.4.2. Sistema para Ecografía Medicina

El sistema que se muestra en la Fig. 7.8 se compone básicamente de un emisor-receptor que tiene información de posición y que recoge los ecos ultrasónicos; estos ecos son convertidos a niveles discretos de tensión por medio de un convertor A/D y transferidos a un buffer temporal que permite un post-procesamiento de la imagen, antes de presentarla en la pantalla del equipo. Está compuesto de los siguientes módulos:

1. Pulser
2. Receptor
3. Conversor A/D
4. Control de Profundidad
5. Buffer Temporal
6. Convertidor Digital de Barrido
7. Memoria de Pantalla
8. Post-Procesamiento de Imagen
9. Unidad Central de Procesamiento
10. Palpador o Array

• **Pulser**

Básicamente consiste en un circuito electrónico que genera un pulso del orden de 100 nseg. de duración y una amplitud que dependiendo del estudio, está comprendida entre 100 a 600 Volt. Algunos equipos emplean otros tipos de excitación, tales como pulsos múltiples con el fin de mejorar la sensibilidad, reducir las oscilaciones parásitas y disminuir la tensión de excitación.

• **Receptor**

Como se hemos visto en apartados anteriores, está formado por un circuito limitador de entrada y de un amplificador de RF con un ancho de banda de por lo menos 20 MHz y con

ganancia (programable) de 0 dB a 120 dB. Estos valores de ganancia se deben a que la atenuación de la señal reflejada en los tejidos es típicamente de 20 a 30 dB y la atenuación producida por estos es del orden de $1 \text{ dBcm}^{-1} * \text{MHz}$. A la salida del amplificador se encuentra un detector de envolvente para obtener la modulante del eco recibido.

- **Control de Profundidad**

Este control denominado con las siglas TGC, permite variar la ganancia del receptor para compensar la atenuación producida por las diferentes interfaces internas del órgano bajo estudio, pues dependiendo de la composición de los tejidos se tendrán atenuaciones diversas. Por ejemplo, para un líquido, la atenuación será escasa, mientras que una fibrosis presentará gran atenuación. El TGC no es más que un control tipo CAD. Los ecógrafos que tienen incorporado este ajuste permiten por medio de unos potenciómetros (en el frente del equipo) realizar la curva CAD.

- **Convertor A/D**

Este módulo está formado por un convertor A/D tipo flash de 12 bits de resolución con velocidad de muestreo entre 10 50 Mega muestras.

- **Buffer Temporal**

Normalmente a la salida del convertor se conecta una memoria FIFO para adecuar los tiempos de transferencia de datos entre el convertor y el procesador central.

- **Convertidor Digital de Barrido**

El Convertidor Digital de Barrido se encarga de que, a partir de los ecos de cada línea, obtener una presentación en pantalla según la geometría del mismo. Hace unos años se empleaban convertidores analógicos que modulaban la intensidad de un monitor X-Y. Actualmente, la necesidad de guardar la imagen en una memoria digital para poderla manipular y procesar, hace necesario contar con un convertidor digital de barrido. Este se encarga de transformar la información procedente del convertor A/D, distancia y número de líneas, a coordenadas cartesianas con el direccionamiento de la memoria de pantalla.

Memoria de Pantalla

Se trata de un buffer temporal para la presentación de la información en la pantalla y además, para la transferencia de la misma a dispositivos de almacenamiento externo.

- **Post-Procesamiento de Imagen**

El proceso de asignar niveles de gris a los valores binarios guardados en la memoria de pantalla, es conocido como post-procesado. La ley que rige esta asignación puede ser todo lo compleja que se desee, y se realiza intercalando una memoria rápida entre la salida de la memoria de pantalla y el convertor D/A de vídeo. La memoria rápida contendrá la tabla de asignación (Ver Fig. 7.9). Diferentes asignaciones pueden ser seleccionadas rápidamente, realzando, suavizando u añadiendo otras cualidades a la imagen para visualizar mejor la información deseada. Si la memoria intercalada entre la salida de la memoria de pantalla y el convertor D/A es una RAM, las asignaciones pueden ser variadas por el usuario desde el teclado, observando en tiempo real cómo queda la imagen tratada.

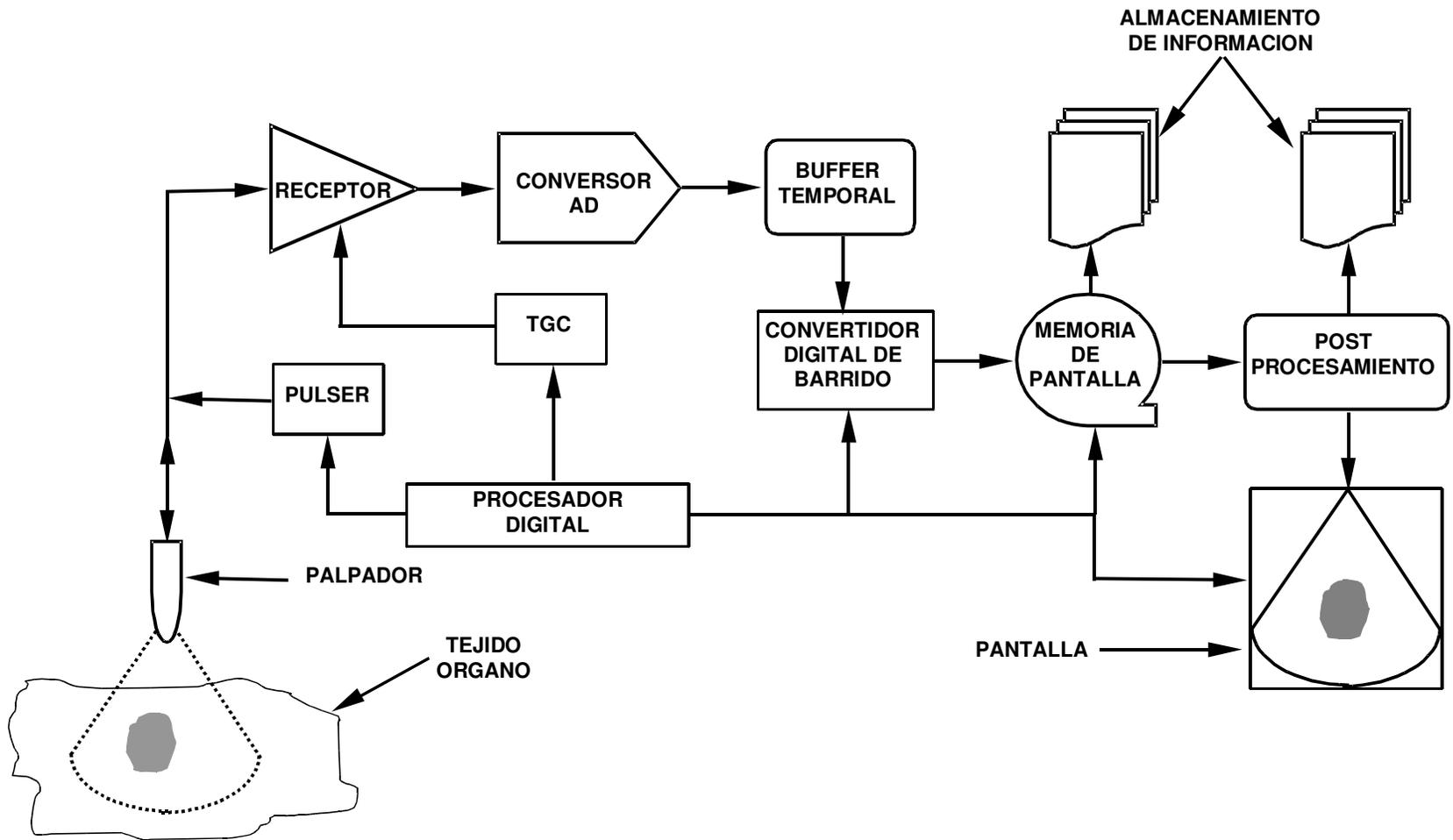


Figura 7.8. Diagrama en Bloques de un Sistema para Ecografía Médica

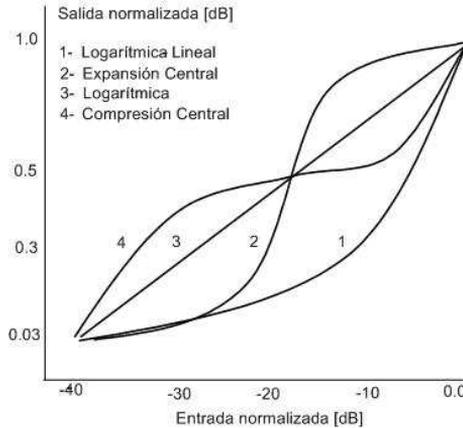


Figura. 7.9. Post-procesado. Distintas funciones de transferencia

- **Pantalla para la Presentación de la Imagen y Datos**

Se trata de una interfaz a usuario en donde se presenta la imagen ecográfica en tiempo real y los datos más importantes.

- **Unidad Central de Procesamiento**

Se encarga de la gestión de adquisición y presentación de las imágenes ultrasónicas: control del estado de todo el sistema, selección de mandos, presentación del texto y señales auxiliares en pantalla. Además, el ecógrafo posee otro procesador, generalmente un DSP, para realizar los cálculos de distancias, áreas, volúmenes y otras medidas.

- **Palpador o Array**

El transductor empleado puede ser según la aplicación de cualquiera de los tipos vistos en el capítulo III.

7.5. Presentación de los resultados del ensayo en END

El objetivo final de los sistemas de ultrasonido, es proporcionar imágenes acústicas de las piezas inspeccionadas que faciliten la evaluación por parte de operadores expertos. Para ello debe existir un soporte software que gestione toda la información proporcionada por el sistema ultrasónico, visualizándola en forma de imágenes. La representación directa de la traza ultrasónica, proporciona una imagen unidimensional denominada *representación en clase A* o *A-scan* y se utiliza casi exclusivamente para calibración de los sistemas o en inspecciones manuales de pequeñas piezas o zonas. Puede tener un gran contenido de información en especial, cuando un operador experto maneja el palpador, permitiendo la evaluación del defecto. La localización de defectos en grandes zonas se realiza mediante imágenes bidimensionales. Generalmente se dan tres tipos de representación:

- **Representación en clase B (B-scan):** en este caso se visualiza una sección de la pieza en las direcciones *profundidad-longitud*. Se representa con falso color o escala de grises la intensidad de A-scan como una línea vertical, que se yuxtapone a la siguiente. Da una gran información de la tipología y posición de los defectos (Fig. 7.10a). Esta representación es clásica en ecografía médica y también es ampliamente utilizada en Ensayos No Destructivos.
- **Representación en clase C (C-scan):** la imagen en clase B proporciona sólo un corte de la pieza inspeccionada, en la dirección perpendicular a la de la propagación del ultrasonido, representando la amplitud máxima de la señal en cada punto. El C-scan permite la localización rápida de zonas con defectos, si bien se pierde la información de profundidad (Fig. 7.10b). Es quizás, la de uso más extendido en el ámbito del END.
- **Representación en clase D (D-scan):** análoga a la anterior, donde se representa con una escala de color o escala de grises la profundidad en lugar de la amplitud (Fig. 7.10c).

El conjunto de las imágenes en clase C y D proporcionan una imagen en 3D de la pieza, con información de amplitud y posición del mayor de los ecos. Se pierde por tanto información de varios defectos situados uno encima de otro a diferente profundidad. No obstante, se obtiene una imagen que da una información muy directa sobre la posición y la orientación del reflector, parámetro este último de gran interés y, en general, difícil de estimar en el ensayo por ultrasonido [1]. En principio la imagen en clase B, proporciona la máxima información amplitud-posición de toda la señal sobre una sección, razón por la cual su empleo se ha generalizado. La Fig.7.11 muestra el resultado de un B-scan realizado a la tapa de un envase vacío de conservas alimenticias en medio acuoso [4], con un sistema SENDAS [5]. Como se observa, la imagen está formada por una grilla compuesta de 100 filas y 100 columnas.

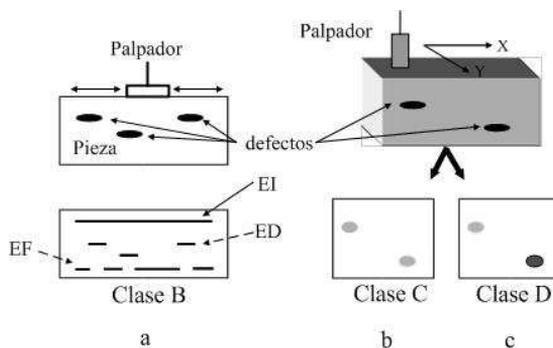


Figura 7.10. Esquemas de representación tipos B, C y D-scan

7.5.1. Análisis de un caso de B-scan

En la parte superior de la Fig. 7.12 se muestra el esquema de una probeta de aluminio a la que se realizaron seis taladros de fondo plano de 2 mm de diámetro. Se trata de un

caso especial donde se estudiaba la posibilidad de detectar ecos de defectos en el interior de ecos de interfaz saturados, en ensayos por inmersión [6, 7].

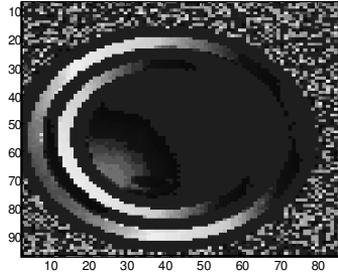


Figura 7.11. B-scan del frente de un envase vacío de conservas alimenticias.
(INAUT-IAI- 97)

El ensayo se realizó con un sistema SENDAS muestreando a 80 MHz. En la inferior el correspondiente B-scan formado por una matriz de 600 filas por 400 columnas. En la parte superior del registro se ve la zona de saturación del eco de interfaz, debido al alto coeficiente de reflexión (agua-aluminio) y a la alta ganancia aplicada al amplificador para intentar ver los defectos. Si bien los primeros tres taladros no se distinguen, su presencia está determinada con claridad por el eco de fondo a partir de la fila 500.

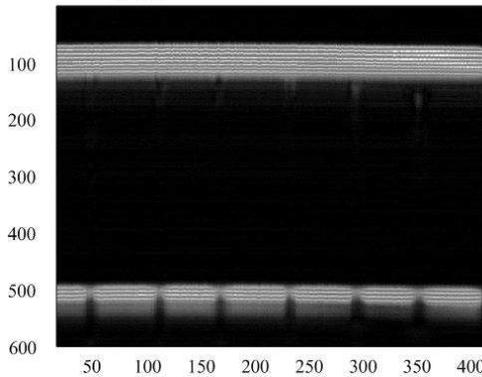


Figura 7.12. Probeta de taladros de fondo plano y el B-scan
(INAUT-IAI, 2003-2005)

La Fig. 7.13 muestra el resultado de un segundo experimento usando otra probeta construida también de aluminio donde los taladros están ubicados horizontalmente [7]. Se trata de un caso mucho más complejo que el anterior.

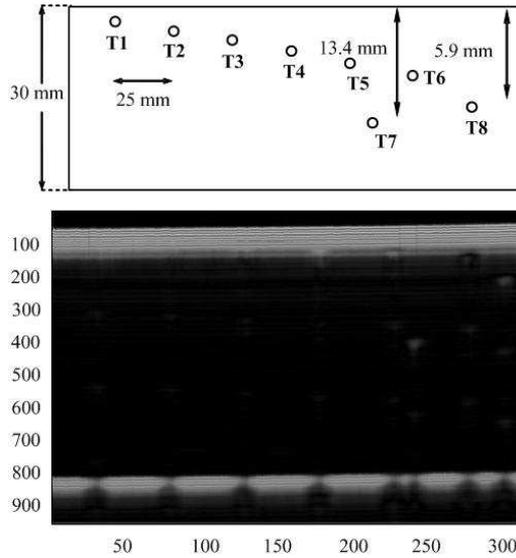


Figura 7.13. Probeta de taladros horizontales y el B-scan (INAUT-IAI, 2003-2005)

En general, al ser los taladros horizontales de pequeño diámetro, se puede considerar que el eco que éstos devuelven es el que geoméricamente recoge el transductor, debido prácticamente a un rectángulo de longitud igual al diámetro activo del mismo y de una estrecha banda alrededor de la generatriz superior del taladro. En particular, al ser de forma cilíndrica, se dan sobre su superficie fenómenos de cambio de modo [8], es decir, conversión de ondas longitudinales a transversales y viceversa. Además en su superficie, se generan ondas transversales que viajan por el contorno del taladro (similares a las ondas reptantes, citadas en el apartado 2.2.1)[†], retornando al punto donde fueron generadas, y de allí la interfaz. En la Fig. 7.14 se esquematiza los procesos citados, las flechas con líneas cruzadas y sin ellas, representan a ondas transversales y longitudinales, respectivamente. En “a”, se tiene el inicio de formación del eco sobre el taladro. La onda longitudinal transmitida a partir de la interfaz (l_i), llega a la superficie del taladro, generándose tres fenómenos: reflexión especular (l_r), generación de una onda transversal (t_1) que viaja hacia la interfaz y ondas transversales que viajan sobre la superficie del taladro (o_r). En “b”, la onda longitudinal (l_r) se ha reflejado sobre la interfaz y retorna al taladro, la onda transversal inicial hace lo mismo (t_r) y las ondas sobre la superficie del taladro (o_r), arriban al punto donde se generaron. En “c”, estas últimas (t_r), (o_r) retornan a la interfaz. Finalmente en “d”, las ondas transversales generadas sobre la superficie del taladro y las debidas a la segunda reflexión sobre él (t_r), arriban a la interfaz.

[†] Debido a que el diámetro del taladro ($d = 2 \text{ mm}$) es apenas superior a la longitud de onda del ultrasonido en el aluminio ($\lambda \approx 1.2 \text{ mm}$), no puede hablarse de ondas reptantes.

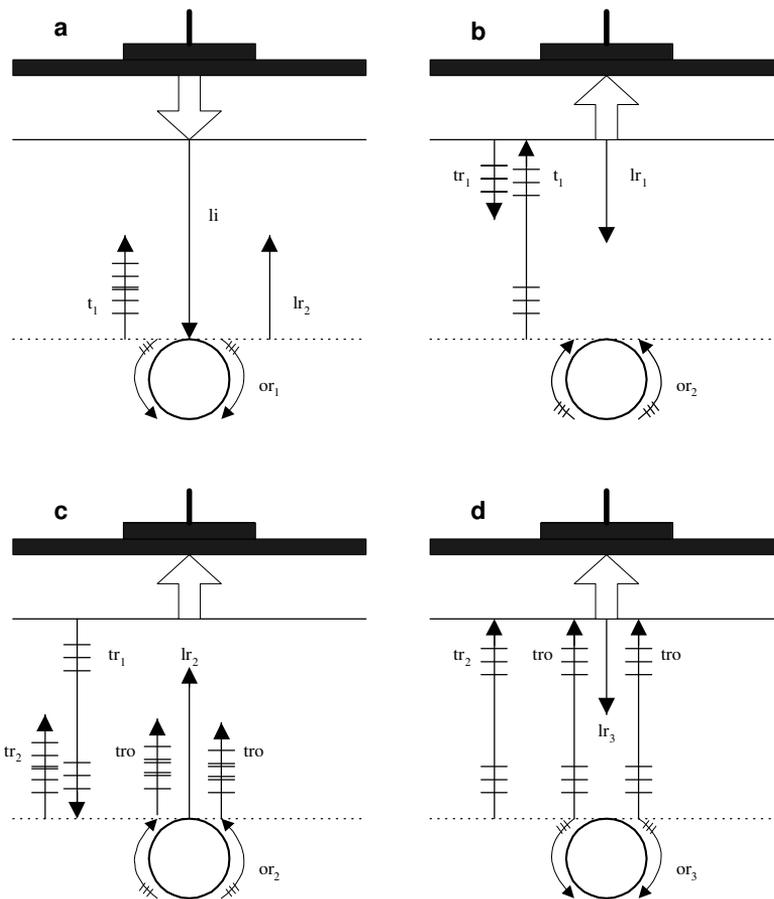


Figura 7.14. Proceso de formación del eco en un taladro horizontal (INAUT-IAI-2005)

El proceso se repite por cada onda longitudinal incidente sobre el taladro. Como se observa, se está ante el caso de reflexiones múltiples. Este ejemplo muestra la importancia del uso del B-scan y la potencialidad del eco de fondo como descriptor del defecto. Esto último no se da en todas las inspecciones.

7.5.2. C-scan y D-scan

La Fig. 7.15 muestra el resultado de un C-scan para el mismo caso de la Fig. 7.11. El empleo del B-scan o C-scan dependerá de la aplicación. Para los casos en que sea importante determinar distancias, se empleará el C-scan y cuando sea de interés encontrar defectos, el B-scan es el más conveniente. En otras ocasiones, se necesitará de ambos. De todas formas los sistemas de inspección actuales realizan simultáneamente ambos modos y el operador experto es el que selecciona el tipo de registro.

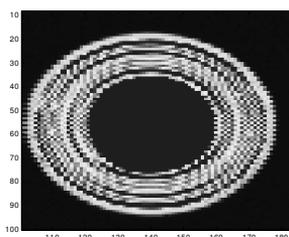


Figura 7.15. C-scan de un envase vacío de conservas.
(INAUT-IAI-CAC- 97)

La Fig. 7.16 muestra a la izquierda el B-scan y a la derecha el C- Scan de las inspecciones arriba citadas. El lector se preguntará ¿qué significa en el B-scan la mancha ubicada hacia la izquierda de la imagen que no aparece en el A-scan y ¿porqué no se cierran las líneas a la derecha de la imagen? Para contestar la pregunta, en primer lugar, las líneas indican el mecanizado de las tapas de los envases para obtener resistencia mecánica.

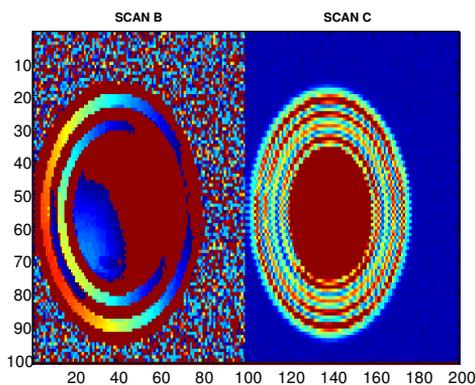


Figura 7.16. Scan B y C del frente de un envase vacío de conservas alimenticias.
(INAUT-IAI-CAC- 97)

El envase usado en esa oportunidad había recibido un golpe, deformándose el mecanizado. Esta deformación fue más grande donde aparece la mancha. Esto es una prueba más, de la información que puede obtenerse de un B-scan. La representación D-scan es una técnica moderna que aún está en estado de desarrollo. Se trata de un método que determina **la profundidad a la que se encuentra el máximo de la traza en una ventana temporal programada**. En líneas generales se combina la potencialidad del B-scan y del C-scan. Por un lado mediante una ventana temporal estática o dinámica realizada por software, se determina la longitud de la traza donde se espera obtener algún eco. Por el otro y a partir del instante de detección del eco, se obtiene su amplitud máxima. En el caso que se trate de un eco compuesto se determina la amplitud del sub-eco mayor. Una vez realizado lo anterior se obtiene el tt

correspondiente. En la Fig. 7.17 se muestra el pre procesamiento de una traza de eco devuelta por un envase cerrado de arvejas en mal estado (alta actividad bacteriana) [9, 10]. En este caso la ventana temporal se ha programado entre las muestras 500 y 1500, que es donde se pretendía extraer algún defecto. El tercer pico es el de mayor amplitud y fue empleado por el sistema para determinar el t_t correspondiente.

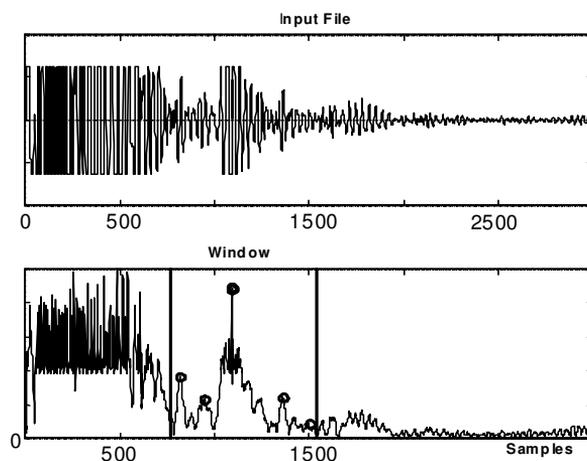


Figura 7.17. Principio del D-scan aplicado a un envase de conservas contiendo arvejas en mal estado.
(INAUT-CAC- 98)

7.6. Métodos de Exploración Electrónica

Hasta el momento nos hemos centrado en inspecciones manuales o mediante barridos automáticos del palpador. Los métodos de exploración electrónica surgieron con la finalidad de por un lado, solucionar los problemas que presentaban lo sistemas mecánicos y por otro, para aumentar la exactitud y capacidad de exploración. En estos sistemas se trabaja con un gran número de transductores que son excitados y observados (por el receptor) a través de una estrategia que permite concentrar la energía ultrasónica de emisión y de recepción en una determinada dirección, logrando entre otras, construir una lente similar a las empleadas en óptica. La diferencia con los sistemas ópticos reside en que, en los arreglos ultrasónicos se gobierna el campo acústico [3,4,5], tal como se verá en el capítulo IX. De acuerdo a cómo se realice el barrido, estos sistemas se dividen en dos áreas denominadas sistemas lineales y sistemas sectoriales.

7.6.1. Sistemas Lineales

Por sistema lineal se entiende un conjunto de transductores emisores-receptores que se encuentran montados en forma lineal, esto es, uno a continuación de otro siguiendo

una línea imaginaria (Ver apartado 3.8.2). La Fig. 7.18 muestra un ejemplo de un arreglo lineal de n transductores montados sobre un soporte rectangular.

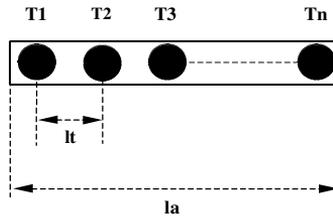


Figura. 7.18. Esquema de un montaje lineal de transductores.

La separación entre transductores (l_t) y la longitud total del arreglo (l_a) serán funciones de la resolución requerida y del ancho de la ventana de exploración respectivamente. En la práctica, el arreglo lineal está formado por transductores de tipo rectangular y todos generados en el mismo sustrato, como se muestra en la Fig. 7.19. El número de transductores es en general una potencia de 2, por ello, es típico encontrarlos de a 8, 16, 32, 62, etc. Además, se los suele agrupar en conjuntos de 8 a 12, logrando una mayor apertura. Los arreglos lineales se los emplea para obtener imagen tipo B-scan de un plano perpendicular a la apertura que corta los elementos por su centro.

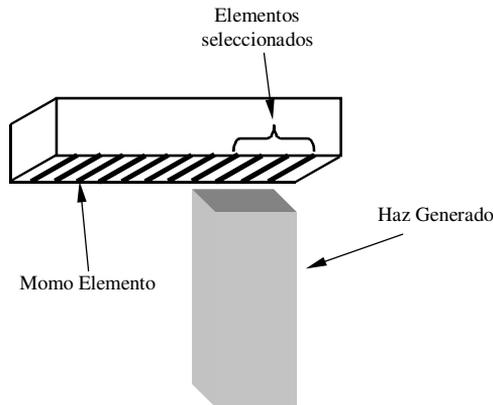


Figura. 7.19. Ejemplo de sistema lineal. Esquema de la formación del haz.

La apertura suele estar formada por decenas de elementos, cuyo ancho no supera una longitud de onda del ultrasonido usado.

Ejemplo 7.1

Se tiene un sistema lineal formado por 64 elementos y teniendo en cuenta que, para penetrar en el cuerpo humano se necesita una profundidad de alrededor de 8 cm, adoptando una velocidad del ultrasonido de 1540 m/s., Determinar la frecuencia de los cuadros.

El tiempo de una línea será igual a $t_{1L} = \frac{2 \cdot 80mm}{1.54mm / \mu seg} = \frac{160}{1.54} \mu seg = 103.9 \mu seg$,
 para las 64 líneas: $t_{tot} = 64 \cdot 103.9 \mu seg = 6.64 msec$. Por lo tanto, la frecuencia de los cuadros, es: $f_{cuad} = \frac{1}{6.64 msec} = 150 cuadros / seg$

Esta frecuencia de cuadros es un límite físico. Por otra parte 64 líneas no son suficientes, por ello, en la práctica son multiplicados por diferentes mecanismos de microdesviación del haz y además se emplear diferentes tipos de interpolación con el fin de lograr una imagen continua y no en forma de peine. El hecho de emplear 8 ó 12 elementos en cada disparo implica un poder resolutivo pobre. Para soslayar estos inconvenientes se emplea el enfoque electrónico, tanto para emisión como para recepción, logrando concentrar el haz de ultrasonido en una dirección privilegiada.

7.6.2. Sistemas Sectoriales

Esta generación particular del frente de onda se logra mediante sistemas de retardo con los que se excita a cada elemento del array (el tema se aborda con más detalle en el capítulo IX). Para realizar el enfoque (emisión o recepción) se emplean circuitos electrónicos del tipo registros de desplazamiento. El número de etapas del registro depende del número de elementos del arreglo [6,7,8]. Al registro de desplazamiento ingresan dos señales: el pulso de excitación y el pulso de desplazamiento. La frecuencia del segundo, está en relación con la rapidez con que se quiera barrer el arreglo y el ancho del primero, de la duración con que se desee excitar a cada elemento del arreglo. Estos dos parámetros dependen de la aplicación específica. En la Fig. 7.19 se muestra el esquema básico de enfoque y la generación de un frente de onda plano (emisión). En el Sonar y Radar se trabaja con el mismo concepto. En la Fig. 7.20 se muestran los esquemas básicos para generar enfoque del haz en emisión (izquierda) y recepción (derecha) respectivamente. Con **D** se denominan a los retardos de tiempo tanto para la emisión como para la recepción. En el bloque Σ está representada la función de suma de los ecos recibidos; se trata de un sumador analógico (ver capítulo IX).

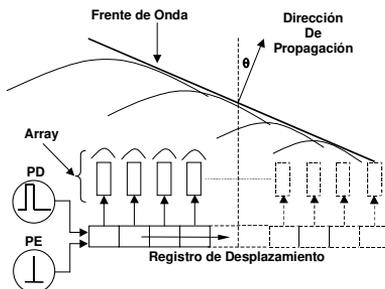


Figura 7.19. Esquema básico de generación de un frente de onda particular

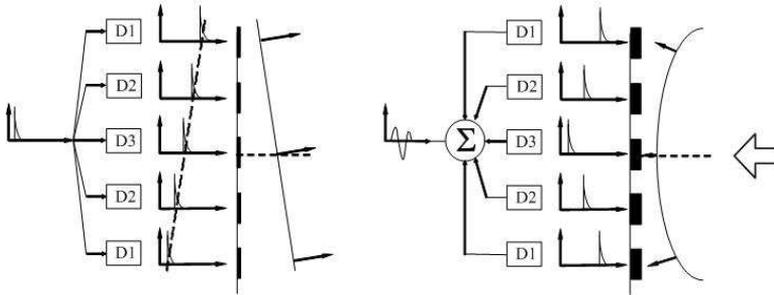


Figura. 7.20. Ejemplo de sistema sectorial. Emisión (izquierda), recepción (derecha)

Estos dos sistemas de generación y recepción del haz ultrasónico requieren para el funcionamiento en tiempo real, de una plataforma digital de altas prestaciones. Por otra parte, en la descripción anterior, se consideró que la velocidad de propagación del ultrasonido en el medio era constante, lo cual no es cierto. Esta diferencia de velocidades se traduce en imágenes distorsionadas. Este efecto se conoce como aberración de fase.

7.7. Otros Métodos usados en END

Para algunas inspecciones, sean por contacto o por inmersión, se emplea la configuración de palpadores emisor-receptor denominada pitch-catch (lanzar y capturar), como se ejemplifica en la Fig. 7.21. Este montaje de palpadores se usa entre otros, para la caracterización de defectos en núcleo de materiales compuestos tipo sándwich, como son algunas estructuras aeronáuticas y espaciales [11], En la inspección de propiedades elásticas y caracterización de defectos en juntas unidas con adhesivos [12], en la detección de defectos sobre piezas de paredes finas con superficies sin rugosidad [13], etc. Sin embargo, en la mayoría de estas aplicaciones se busca que el ángulo de disparo del ultrasonido sea tal, que se generan ondas transversales, razón por la cual se emplean palpadores angulares y en general ondas de superficie (ondas de Lamb, ver capítulo II) y ondas reptantes o laterales (creeping waves) que viajan por la superficie y por el espesor de la pieza [14,15,16] y combinaciones como la técnica CHIME [17].

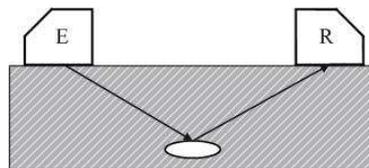


Figura 7.21. Configuración de palpadores pitch-catch.

Cuando la onda de ultrasonido incide sobre el extremo de un defecto, se generan ondas reflejadas y se producen ondas de difracción [18]. La energía difractada, originada en el extremo de la discontinuidad, se propaga en todas las direcciones, razón por la cual,

la detección de defectos basada en señales de difracción, es posible desde distintas orientaciones. La zona de trapecio invertido en la Fig. 7.22 da una idea del volumen donde se producen los efectos de difracción.

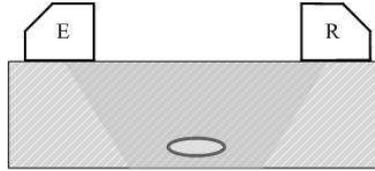


Figura 7.22. Concepto de la Técnica CHIME

Dentro de este contexto, una técnica muy empleada es la denominada tiempo de transito por difracción TOFD (Time Of Fligh Difraccction) [19,20,21,22] que se basa en la medida del tiempo de transito de señales de , generadas entre ambos palpadores por el defecto, tal como lo muestra la Fig. 7.23. En la Fig. 7.24 se muestra una simulación de un registro típico de esta técnica. Como se observa, las señales de difracción están precedidas por una onda superficial y seguidas de la reflexión en la superficie opuesta a la reflexión en el fondo del material inspeccionado.

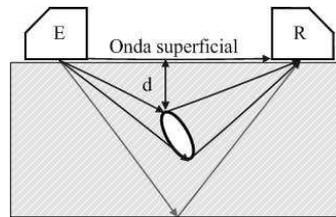


Figura 7.23. Concepto de la técnica TOFD

El método TODF se aplica tanto para la detección como para el dimensionamiento de defectos, dando además la orientación del mismo en dirección vertical, el tamaño y la profundidad a la que se encuentra. La precisión típica que se puede alcanzar con este método es del orden de 1 mm.

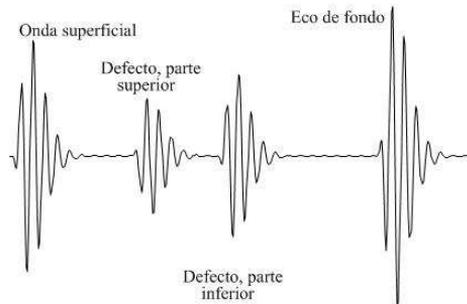


Figura 7.24. Registro típico obtenido con la técnica TOFD

7.7.1. Cálculo del tamaño y profundidad del defecto

Para el dimensionamiento del defecto se emplea la construcción geométrica de la Fig. 7.25. Se supone que la energía ultrasónica entra y sale de la muestra en puntos donde están ubicados los palpadores separados por una distancia S . Este esquema es una simplificación de la realidad, pero es suficientemente precisa para la mayoría de los casos prácticos.

1- Tiempo de transito de la onda lateral

$$t_L = \frac{S}{C} \quad (7.1)$$

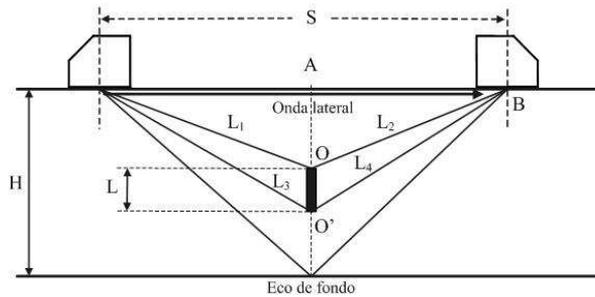


Figura 7.25. Dimensionamiento de defectos con TODF

2- Tiempo de transito sobre el borde superior del defecto debido a la difracción

Por el teorema de Pitágoras: $OB^2 = OA^2 + AB^2$, donde: $OB = L_2$, $OA = D$ y $AB = S/2$, entonces, $L_2^2 = D^2 + (S/2)^2 \rightarrow L_2 = \frac{C}{2} t_1$

Por lo tanto el tiempo de transito será:

$$t_1 = \frac{\sqrt{4D^2 + S^2}}{C} \quad (7.2)$$

3- Tiempo de transito sobre el borde inferior del defecto debido a la difracción

Procediendo de forma similar al anterior,

$$t_2 = \frac{\sqrt{4(D+L)^2 + S^2}}{C} \quad (7.3)$$

4- Tiempo de transito debido a la reflexión en el fondo de la pieza

$$t_{rf} = \frac{\sqrt{4H^2 + S^2}}{C} \quad (7.4)$$

Reagrupando las expresiones anteriores se pueden obtener: la profundidad a la que se encuentra el defecto, la altura del defecto, el espesor de la pieza y corroborar la separación de los palpadores. Entonces:

1- *Distancia a la que se encuentra el defecto respecto a la superficie de inspección:*

De a cuerdo a la Ecu. (7.2),

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{Ct_1^2 - S^2} \quad (7.5)$$

2- *Altura del defecto*

Por la Ecu. (7.3)

$$L = \frac{1}{2} \sqrt{Ct_2^2 - S^2} - D \quad (7.6)$$

3- *Espesor de la pieza y distancia entre los palpadores*

De la Ecu. (7.4) se tiene, por un lado:

$$H = \frac{1}{2} \sqrt{Ct_{rf}^2 - S^2} \quad (7.7)$$

por otro:

$$S = \sqrt{C^2 t_{rf}^2 - 4H^2} \quad (7.8)$$

Ejemplo 7.2

Aplicar el método TODF a una pieza de acero de 350 mm por 340 mm con un espesor de 13 mm. Se dispone de dos palpadores de incidencia angular de 60 grados, separados a 96 mm. La velocidad de las ondas longitudinales es de 5920 m/s. Del A-scan se tiene que el tiempo de transito de la onda lateral es de 16.7 μ s, el tiempo desde el borde superior del defecto es de 16.51 μ s, el del borde inferior de 17.25 μ s y el tiempo de transito debido a la reflexión en el fondo de la pieza es de 16.8 μ s. La Fig. 7.26 muestra el código de simulación para estimar la posición y la altura del defecto. La función todf necesita como argumentos de entrada la velocidad del ultrasonido en la pieza, la separación lineal entre los palpadores y los tiempos de transito arriba definidos que son obtenidos del correspondiente A-scan. Entrega el tiempo de transito

de la onda lateral, la distancia D, el espesor del defecto L y la profundidad de la pieza H. Esta es necesaria cuando por las condiciones de la inspección, no se puede determinar con precisión.

```
%todf
%Estima la altura L del defecto y la distancia D normal a la superficie de la pieza, en
función de la velocidad %del sonido en el material, el tiempo transito t1 (parte
superior del defecto), t2 (parte inferior del defecto
%tef (reflexión sobre el fondo de la pieza y separación de los palpadores. Además
indica el tiempo de transito de la onda lateral t1 y el espesor H. %de la pieza. Los
tiempos citados se obtienen del correspondiente A-scan
function [t1,D,L,H]=todf(t1,t2,tef,C,S)
t1=S/C; %Ecu. (7.1)
D=0.5*sqrt(C^2*t1^2-S^2); %Ecu. (7.5)
L=0.5*sqrt(C^2*t2^2-S^2)-D; %Ecu. (7.6)
H=0.5*sqrt(C^2*tef^2-S^2)-D; %Ecu. (7.7)
```

Figura 7.26. Código de simulación TODF

De acuerdo a los datos: $[t1,D,L,H] = \text{todf}(16.51e-6, 17.25e-6, 16.8e-6, 5920, 96e-3)$;

resulta: $t1 = 1.62 \mu\text{s}$, $D = 9.2 \text{ mm}$, $L = 8.2 \text{ mm}$, $H = 3.8 \text{ mm}$

El empleo de esta técnica ha dado buenos resultados entre otros, en la caracterización de defectos en tubos de combustible de centrales nucleares [23], en el control de calidad de ruedas de trenes [24], habiendo reemplazado en algunos casos con holgura a la radiografía industrial [25,26,27].

7.8. Resumen del capítulo

En este capítulo completamos el estudio iniciado en los capítulos IV y VI. Estuvo orientado a la profundización de las técnicas de registro tanto en las áreas de los END como en el de la medicina, haciendo especial hincapié en esta última. El registro A-scan (registro de amplitud) es por un lado, el más sencillo y por otro, la base del B-scan y D-scan. El B-scan toma como base al primero quedándose sólo con dos valores; el valor máximo de la traza y su posición, en otras palabras, con el punto de mayor intensidad (brillo) y el número de muestras al cual se encuentra. El resultado de su empleo trae aparejada una drástica reducción de datos. En el área de la medicina se suelen denominar como pantalla A o pantalla B y también como modo A y modo B. Como en esta área todos los registros ecográficos se llevan a cabo sobre cuerpos en movimiento, se desarrolló la técnica denominada modo M, que para algunos estudios específicos brinda información relevante. El D-scan se emplea mayormente en END que da información de profundidad a la que se encuentra el ó los máximos de una traza en el interior de una ventana temporal pre-programada, empleando técnicas de

extracción de multipicos como las vistas en los capítulos V y VI. En el caso de la medicina se realizó un breve recorrido histórico respecto de los métodos de exploración que dieron lugar a la formación de imágenes. La primera, exploración mecánica que ya hace tiempo que no se emplea. Esta fue la base de la exploración electrónica mediante el empleo de arreglos (arrays) ultrasónicos, que emulan a las lentes ópticas pudiendo variar electrónicamente, con el uso de retardos el punto de enfoque del haz en forma arbitraria. En el capítulo IX se profundizará este tema. De forma similar al estudio realizado en el capítulo anterior con respecto a los sistemas de registro para END, se analizó una estructura básica de un sistema orientado a la Ecografía. Debido a que se trata de sistemas cuyo resultado final es una imagen en tiempo real, están formados de una parte similar a los usados en END y otra diferente. La parte similar consiste en el pulser, el receptor, el TGC (similar al DAC en END) y el conversor AD. La parte diferente está compuesta por los elementos de almacenamiento de los datos, la memoria de pantalla y el sistema de video para la presentación de la información. Para completar las posibilidades de aplicación del ultrasonido a inspecciones industriales, se mostró el método de tiempo de tránsito por difracción (TODF). Esta técnica es útil en inspecciones donde se deben usar dos palpadores de incidencia angular, permitiendo ubicar el defecto, indicar a qué distancia se encuentra de la superficie de la pieza y cuál es la profundidad de su espesor. Se trata de una técnica indirecta ya que para calcular los parámetros citados primero debe obtenerse el A-scan.

7.9. Preguntas y problemas propuestos

7.9.1. Indique las diferencias fundamentales entre un equipo para realizar barridos en el área de los END y uno para el uso médico.

7.9.2. Indique qué significa C-scan, cómo se forma el registro y en qué casos lo aplicaría.

7.9.3. Indique en qué casos aplicaría B-scan y en cuales el D-scan.

7.9.4. Se debe inspeccionar una pieza de aluminio en forma de paralelepípedo de 250 mm de largo, 25 mm de ancho y 20 mm de profundidad. Se sabe que el número de muestras del A-scan para cubrir la profundidad de la probeta es de 600 muestras. ¿Qué cantidad de memoria se necesita para generar un B-scan de toda la probeta si el espaciado entre disparos es de 1mm?

7.9.5. Repetir el problema anterior para el caso de que se necesite trabajar con C-scan completo.

7.9.6. Si el movimiento de un objeto al que se le está haciendo un barrido es de la forma de una señal rampa, ¿cómo sería la variación del EF en un registro tipo M?

7.9.7. Para el array de la Fig. 6.18 dibuje los retardos para generar un frente de onda, que emule a una lente divergente. Repita para el caso de la Fig. 6.19.

7.9.8. Aplicar el método TODF a una pieza de aluminio de 250 mm por 310 mm con un espesor de 20 mm. Se dispone de dos palpadores de incidencia angular separados a 110 mm. La velocidad de las ondas longitudinales es de 6200 m/s. Verificar: 1- que el t_t por reflexión en el fondo es de 19.48 μ s. 2- Que el t_t de la onda lateral es de 17.48 μ s. 3- ¿Cuál es el valor de Ct_1 , si la distancia a la que se encuentra el defecto respecto a la superficie de inspección es de 15 mm? 4- ¿Cuál debería ser el ángulo de los palpadores?

7.9.9. A partir de los datos del problema anterior dibujar el A-scan aproximado, empleando los códigos de simulación vistos en el capítulo V.

7.9.10. Se dispone un sistema lineal formado por 512 elementos para penetrar en el cuerpo humano a una profundidad de 5 cm. Determinar la frecuencia de los cuadros, teniendo en cuenta que la velocidad del ultrasonido en el medio es de 1560 m/s.

7.9.11. Se dispone un sistema lineal formado por 1024 elementos para penetrar en una chapa de aluminio a una profundidad de 1 cm. Determinar la frecuencia de los cuadros teniendo en cuenta que la velocidad del ultrasonido en el medio es de 6200 m/s.

7.10. Referencias

- [1]- Ramírez Gómez, F., Fernández Soler, M. A., Alonso Roldán, A., Delojo Morcillo, G., Valdecantos Martínez, C. de los Ríos Rubalcada, J. M. Métodos de Ensayos No Destructivos, tomo I. Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA), cuarta edición.
- [2]- Harvey Feigenbaun. Eco-Cardiografía. Tercera edición. Editorial Médica Panamericana. 1989.
- [3]- Nocetti, F. Procesamiento Digital de Señales Ultrasónicas en Medicina. Curso de Procesamiento Digital de Señales. I Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos. Cartagena de Indias, Colombia. Mayo de 1998.
- [4]- Veca, A., Fritsch, C., Sánchez, T., Anaya, J.J., Ullate, J. Estudio de Factibilidad de Detección de Cuerpos Extraños en Envases de Conserva. CORENDE, pp. 81-85, Mendoza, Argentina, 1997.
- [5]- Fritsch, C., Sánchez, T., Anaya, J.J., Ullate, J. Nuevas Tecnologías para la Evaluación No Destructiva Automatizada Por Ultrasonidos. CORENDE, pp. 81-85, Mendoza, Argentina, 1997.

- [6]- Fritsch, C., Veca, A. Detecting small flaws near the interface in pulse-echo. *Ultrasonics* 42 (2004) 797-801.
- [7]- Veca, A. Análisis, Modelación y Caracterización de la Zona Ciega del transductor receptor, para optimizar Sistemas de Ultrasonido en Régimen Impulsivo. Memoria de Tesis Doctoral. Editorial Universidad Nacional de San Juan, 2005.
- [8]- Krautkrämer, J., Krautkrämer, H. *Ultrasonic Testing of Material*. 4th editions. Springer-Verlag, 1990.
- [9]- Veca, A. C., Fritsch, C., Ullate, L., Anaya, J. J., Sánchez, T. Estudio de Factibilidad de Detección de Cuerpos Extraños en Envases de Conservas Alimenticias. CORENDE. pp. 81-85, Mendoza, Argentina. 1997.
- [10]- Veca. A. Estudio de Técnicas para la Detección de Impurezas en Envases de Conservas Alimenticias con Ultrasonidos. CAC, CNEA, 1998.
- [11]- Thwaites, S., Dickinson, L. P. Testing of composites using a mouse mounted acoustic fibre. 10th Apcndt Brisbane <http://www.ndt.net/article/apcnde01/papers/1191/1191.htm>
- [12]- Bar-Cohen, Y., Chang, Z., Mal, A. Characterization of Defects in Composite Material Using Rapidly Acquired Leaky Lamb Wave Dispersion Data. NDT.net - September 1998, Vol.3, No.9
- [13]- Bisiaux, B., Méphane, M., Westeel, P., Tailleux, O. Vallourec Industries, France. Detection of Local and Smooth Wall Thickness Reduction: the Detection Vallourec Method. NDTnet 1998, Aug, Vol.3 No. 8
- [14]- Yingqiu, P., Jianguo, Z., Jien, L. A new Ultrasonic testing technique no dead zone for small bars with coarse grain structure development on line focussed creep wave probe. Proceedings of the 14th World Conference on NDT, December 1996, Vol. 2, pp. 667-672.
- [15]- Kaisheng, Z., Yucheng,C., Hongshan, Z. A Technique of Ultrasonic Testing without Dead Zone for Coarse-Grained TC4* Extrusion Pipe. – The Development of Single Cristal Creeping Wave Probe. 7th European Conference on Non-Destructive Testing, 26-29 May 1998.
- [16]- Kaisheng, Z., Yucheng,C. The Development and Application of Single Cristal Creeping Wave Prove with Line-focusing. 15th World Conference on Nondestructive Testing, Roma (Italy) 15-21 October 2000.

- [17]- Ravenscroft, F., Hill, R., Duffill C., Buttle, D. CHIME- A New Ultrasonic Method for Rapid Screening of Pipe, Plate and Inaccessible Geometries. NDT.net - October 1998, Vol.3 No.10.
- [18]- Kinsler, L. E. “Fundamentos de Acústica”. Editorial Limusa, 1980.
- [19]- Verkooijen, J. TOFD used to replace radiography. INSIGHT, Vol. 37(6), pp. 433-35, June 1995.
- [20]- Diederichs, R. The British TOFD standard BS 7706 Guide to Calibration and setting-up of the Ultrasonic Time of Flight diffraction (TOFD) technique for defect detection, location and sizing of flaws. NDTnet - September 1997, Vol.2, No.09
- [21]- Trimborn, N. The time-of-Flight-Diffraction-Technique. NDTnet - September 1997, Vol.2, No.09.
- [22]- Mondal, Shyamal., Saltar, D. An overview TOFD method and its Mathematical Model. NDT.net – April 2000, Vol. 5, No. 04.
- [23]- Fernández, F. J., Funes, M. A., Jiménez, M. A., Martínez-Oña, R. Caracterización de defectos en tuberías mediante técnica TOFD. 10º Congreso Nacional de END, pp. 347-354. Cartagena, España, 18-20 junio 2003.
- [24]- Nuevo sistema PHASED-ARRAY y su aplicación al sector ferroviario y eléctrico”. Congreso Nacional de END, pp. 395-404. Cartagena, España, 18-20 junio 2003.
- [25]- INSIGHT vol. 37, No.8, August 1995, p.581.
- [26]- INSIGHT vol. 38, No.6, June 1996, p.391.
- [27]- INSIGHT vol. 38, No.8, August 1996, p.549.

Capítulo VIII

Estimación de la Excitación y de la Ganancia para una Aplicación Específica

SUMARIO
8.1. Introducción
8.2. Aplicación para aire
8.3. Aplicación para END y Medicina
8.4. Resumen del capítulo
8.5. Problemas propuestos
8.6. Referencias

8.1. Introducción

En este capítulo estimaremos los parámetros mínimos de un sistema de ultrasonido operando en pulso-eco y pulso-transmisión de bajo nivel de potencia, tanto para aplicaciones de robótica como de END. Para el primer caso y a modo de introducción, se reverán los conceptos de presión estática, presión sonora instantánea, presión sonora eficaz y nivel de presión sonora. Esta última, será la base del desarrollo en la primera parte del capítulo. La información básica se completa con los datos de los transductores piezoeléctricos brindados por el fabricante. A continuación, se realiza una escueta revisión del concepto de atenuación y se dan valores típicos para el aire en función de la frecuencia de trabajo.

En la segunda parte del capítulo y con la misma filosofía de trabajo, se definen los parámetros y especificaciones dadas por el fabricante para aplicaciones en el campo de los END y medicina. Por medio de una serie de ejemplos, se muestra la forma del cálculo de acuerdo a la aplicación específica.

8.2. Ultrasonido en el aire

8.2.1. Definiciones y unidades

Presión estática

La presión estática (P_0) en un punto del medio, es la presión que existiría en ausencia de ondas sonoras [1]. En condiciones de presión barométrica normal, P_0 es aproximadamente igual a 10^5 N/m^2 , lo que corresponde a la lectura del barómetro de 751 mm Hg a 0°C . La presión atmosférica normal se toma por lo general como de 760 mm Hg a 0°C y equivale a una presión de $1.013 \cdot 10^5 \text{ N/m}^2$.

- *Microbar (μb)* Un microbar es igual a 0.1 N/m^2 .

Presión sonora instantánea $p(t)$. La presión instantánea en un punto, es la variación incremental de la presión estática causada en un instante cualquiera por la presencia de una onda sonora.

Presión sonora eficaz (p). La presión sonora eficaz en un punto es el valor cuadrático medio de la presión sonora instantánea, sobre un intervalo de tiempo, en un punto considerado.

Nivel de presión sonora (SPL). Es la relación en dB entre la presión sonora eficaz y la presión eficaz de referencia:

$$SPL [dB] = 20 \log_{10} \frac{P}{P_{ref}} \quad (8.1)$$

Como presión de referencia suele usarse:

$$P_{ref} = 2 \cdot 10^{-4} \mu b \left(2 \frac{N}{m^2} \right)$$

o

(8.2)

$$P_{ref} = 1 \mu b \left(0.1 \frac{N}{m^2} \right)$$

La primera se ha empleado en mediciones que tienen que ver con el oído, de nivel sonoro y de nivel de ruido en el aire y en los líquidos. La segunda, se ha difundido en el área de calibración de transductores y en ciertos tipos de medición de nivel de sonido en los líquidos. Los dos niveles de referencia difieren en 74 dB. Emplear una u otra, dependerá de cuál emplea el fabricante del transductor.

Velocidad del sonido. La velocidad del sonido en el aire se determina a partir de las siguientes expresiones según sea la temperatura del medio [2]:

$$c = c_0 \sqrt{1 + \frac{T}{273}}, \quad \text{o} \quad c = c_0 + 0.61 \cdot t \quad (8.3)$$

donde c_0 es la velocidad del sonido a 0°C (331.6 m/s), T la temperatura ambiente en grados Kelvin y t la temperatura ambiente en grados Celsius.

8.2.2. Atenuación

La disminución de la presión acústica emitida por una fuente se debe a la combinación de los efectos de divergencia y absorción [2]:

$$At = Ad + Abs \quad (8.4)$$

Atenuación (onda esférica) por divergencia. Es la denominada ley del cuadrado de la distancia y tiene en cuenta, sólo la distancia (d) al emisor:

$$Ad = \frac{1}{d^2} \quad (8.5)$$

La atenuación de la intensidad del sonido se incrementa 6 dB cuando la distancia se duplica.

Absorción. En este caso la atenuación se debe a la absorción del medio. Es dependiente de la frecuencia, humedad, partículas en suspensión, etc. Para el aire, se tiene que la atenuación por absorción es:

$$Abs = \begin{cases} 0.02 \frac{dB}{\text{pié}}, & a \ 20 \text{ KHz} \\ 0.06 a 0.09 \frac{dB}{\text{pié}}, & a \ 40 \text{ KHz} \end{cases} \quad (8.6)$$

Convirtiendo pies a metros, se tiene:

$$Abs = \begin{cases} 0.067 \frac{dB}{m}, & a \ 20 \text{ KHz} \\ 0.2 - 0.3 \frac{dB}{m}, & a \ 40 \text{ KHz} \end{cases} \quad (8.7)$$

8.2.3. Consideraciones generales acerca de los transductores piezoeléctricos para aire

Transmisor (Tx)

- Típicamente los transductores de ultrasonido (de baja potencia) diseñados para operar en el aire, cuando se los excita en régimen senoidal permanente, pueden disipar como máximo 200 mW. En este caso, para minimizar los armónicos que pueden excitar al transductor (sobre tono), es recomendable que la misma sea de tipo senoidal. En el caso de excitación pulsada (típica de los sistemas que operan en modo pulso-eco), según sea el ciclo de actividad de la misma, puede superarse (duplicarse o más) la tensión de excitación y por ende, la potencia instantánea enviada al medio por el transductor.

Receptor (Rx)

- La tensión en los terminales de salida del transductor receptor de ultrasonido, es proporcional a la presión acústica a la que está sometido. Para obtener una buena estimación, es necesario contar con las especificaciones dadas por el fabricante: la sensibilidad en transmisión y en recepción, la tensión de excitación del transmisor y la distancia entre éste y el receptor. A continuación, en las Tablas 8.1 y 8.2 se muestran las características de algunos modelos de transductores más usados en ultrasonido en el aire.

Tipo	Transmisor: S Receptor: R Ambos: R/S			
Código	MA40S2S	MA40S2R	MA40S2R/S	MA40A5R/S
Frec. nominal	40KHz			
SPL	100dB mín		100dB mín	112dB mín
Sensibilidad .		-74dB mín	-74dB mín	-67dB mín

Tabla 8.1 Características transductores Murata [3].

En la Tabla 8.1 (Fabricante Murata), la SPL y la sensibilidad del receptor están especificadas teniendo en cuenta:

$$\text{Nivel de presión de sonido: } 0dB = 2 \times 10^{-4} \mu\text{bar}$$

$$\text{Sensibilidad: } 0dB = \frac{1\text{Volt}}{\mu\text{bar}}$$

$$\text{Sensibilidad de excitación: } 0dB = 10V_{pp}$$

En la Tabla 8.2 (Fabricante Massa), las referencias son:

$$\text{Nivel de presión de sonido: } 0dB = 1\mu\text{bar}$$

$$\text{Sensibilidad: } 0dB = \frac{1\text{Volt}}{\mu\text{bar}}$$

Este fabricante da el valor de la sensibilidad que depende de cada transductor, por ello, debe consultarse la correspondiente hoja de datos.

Tipo	Transmisor-Receptor			
Código	E-152/40	E-152/75	E-188/215	E-188/220
Frec. nominal	40KHz	75KHz	215KHz	220KHz
SPL(dB)	100	100	120	120
Sensibilidad (dB)	-57	-62	-77	-77

Tabla 8.2. Características transductores Massa [4]

Para todos los casos el nivel de presión de sonido y la sensibilidad del receptor están referenciadas a 30 cm (1 pié).

Algunos fabricantes especifican la sensibilidad de la excitación en valor eficaz. En el caso de que la excitación sea pulsada, se convierte a valor pico a pico mediante la siguiente expresión:

$$V_{ef} = \sqrt{\delta} \cdot V_{pp}$$

$$\delta = \frac{T_a}{T} \tag{8.8}$$

donde: δ es el ciclo de actividad de la señal. T_a es el ancho del pulso y T el periodo de repetición.

8.2.4. Determinación de las características del sistema de ultrasonido

La Fig. 8.1 muestra el esquema del trayecto del haz ultrasónico entre dos puntos separados por una distancia d . En esta aplicación, el canal representa al medio donde se propaga la energía acústica.

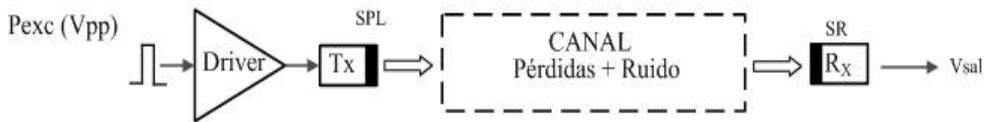


Figura 8.1. Esquema del trayecto del haz ultrasónico

La tensión en los terminales de salida del transductor receptor (V_{sal}) está dada por:

$$V_{sal_{Rx}} = SPL(do) \pm F_{exc} - \text{Pérdidas del canal} + ruido + SR_x \quad (8.9)$$

donde: **SPL(do)** representa el nivel de presión sonora a la distancia de referencia (Ecu. (8.1)), esto es, la especificada por el fabricante del transductor. **F_{exc}** es la relación entre la tensión de excitación real del transductor emisor (V_{exc}) y la de referencia (V_{ref}):

$$F_{exc} = 20 \log \frac{V_{exc}}{V_{ref}} \quad (8.10)$$

Las pérdidas del canal contemplan por una parte, la atenuación por espacio libre a partir de la distancia de referencia (do), respecto de la longitud real del enlace (d) y por otra, la atenuación por absorción, dada por la Ecu. (8.7). En forma genérica:

$$\text{Pérdidas del canal} = \text{Reducción de SPL} + A_{ab} \quad (8.11)$$

Haciendo los correspondientes reemplazos se tiene:

$$\text{Pérdidas del canal} = 20 \cdot \log_{10} \frac{d}{do} + 0.3 \frac{dB}{m} \quad (8.12)$$

Donde se ha supuesto el caso más desfavorable para la atenuación por absorción donde la frecuencia del ultrasonido es de 40 kHz. Con respecto a la estimación del ruido presente en el canal, deberá estudiarse para cada caso en particular. Cuando se aborde el diseño del receptor se volverá sobre este tema, pero por el momento, se supondrá que el canal está libre de ruido.

8.2.4.1. Determinación de la sensibilidad del receptor

Obtenido el valor real de SPL para determinar la sensibilidad del receptor, debe ser convertido a μbar . De la Ecu. (8.1) se tiene:

$$P[\mu\text{bar}] = P_{ref} \cdot 10^{\frac{SPL}{20}} \quad (8.13)$$

la sensibilidad del receptor se determina a partir de:

$$SRx[dB] = 20 \log_{10} \frac{Vsal_{Rx} [Volt]}{1 \text{ Volt} / \mu\text{bar} \cdot P[\mu\text{bar}]} \quad (8.14)$$

despejando,

$$Vsal_{Rx} [Volt] = P \cdot 10^{\frac{SRx}{20}} \quad (8.15)$$

Esta es la tensión sobre los terminales de salida del transductor-receptor que contempla las condiciones reales del enlace.

8.2.4.2. Caso pulso-eco

La mayoría de las aplicaciones de ultrasonido en el aire, se basan en la técnica pulso-eco. De acuerdo a cómo se implemente, se pueden emplear dos transductores (Fig. 8.2 parte superior), uno como emisor y otro como receptor, o uno que permite realizar ambas operaciones (Fig. 8.2 parte inferior). Independientemente del caso, el trayecto es obviamente bidireccional.

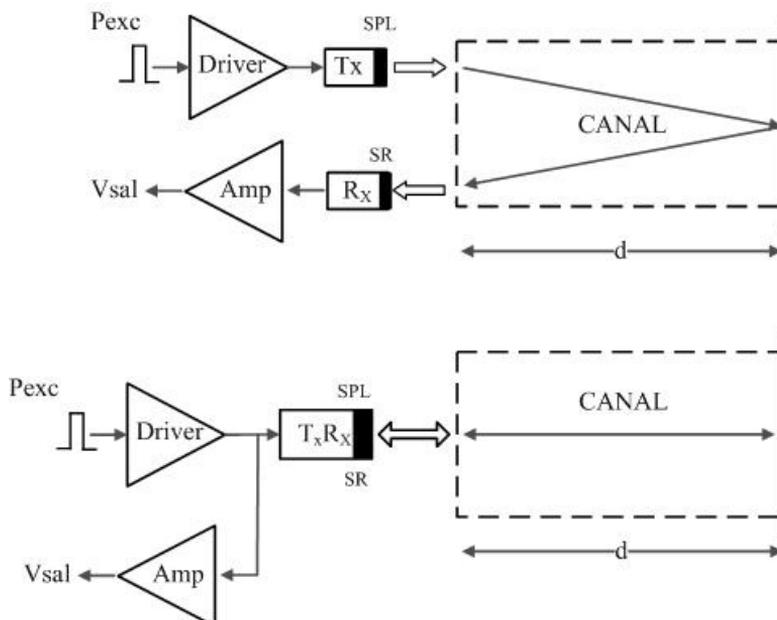


Figura 8.2. Esquema del trayecto del haz ultrasónico usando pulso-eco.

Como se deduce, el procedimiento de cálculo es el mismo que para el caso unidireccional, el único factor a tener en cuenta en las ecuaciones es que la distancia es el doble.

Ejemplo 8.1

Dos transductores, un emisor y un receptor separados por una distancia de 2 m.

De la hoja de datos del fabricante:

Transmisor

$$V_{exc} = 14 \text{ Vrms}$$

$$SPL = 107 \text{ dB}$$

$$0 \text{ dB} = 2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar} | 30 \text{ cm}$$

$$V_{exc} = 10 \text{ Vrms}$$

Receptor

$$\text{Sensibilidad} = -65 \text{ dB}, \quad \frac{1 \text{ Volt}}{\mu\text{bar}}$$

Desarrollo

1- Disminución de SPL a la distancia $d = 2 \text{ m}$

$$SPL_d = 20 \log \frac{30 \text{ cm}}{200 \text{ cm}} = -16,47 \text{ dB}$$

2- Ganancia de SPL por tensión de excitación

$$SPL_{T_{exc}} = 20 \log \frac{14 \text{ Volt}}{10 \text{ Volt}} = 2,92 \text{ dB}$$

3- SPL total a la distancia d

$$SPL_{Total} = SPL + SPL_d + SPL_{T_{exc}} = 107 - 16,47 - 0,6 + 2,92 = 92,85 \text{ dB}$$

4- Conversión de SPL a μbar

$$SPL_{T_{exc}} = 92,85 \text{ dB} = 20 \log \frac{\text{Presión sonora en } \mu\text{bar}}{2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar a } 0 \text{ dB}}$$

$$\frac{92.85}{20} = \log \frac{P[\mu\text{bar}]}{2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}}$$

$$P = \log^{-1} 4.64 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$$

$$P = 9,40 \mu\text{bar}$$

5- Determinar la sensibilidad en el receptor en Volt/ μbar
Del fabricante, la sensibilidad en modo Rx = - 65 dB, entonces:

$$\text{Sen Rx} = 20 \log \frac{V_{\text{sal Rx}} [\text{Volt}]}{1 \frac{\text{Volt}}{\mu\text{bar}} P[\mu\text{bar}]}$$

$$\log^{-1} \left[-\frac{65}{20} \right] = \frac{V_{\text{sal Rx}}}{9.40 \mu\text{bar}}$$

Despejando $V_{\text{sal Rx}}$ obtenemos:

$$V_{\text{sal Rx}} = 5,3 \text{ mV}_{pp}$$

Esta es la tensión disponible sobre los terminales de salida del sensor receptor. Si la tensión de alimentación de la etapa analógica fuera de +- 5Volt, la ganancia máxima para no saturar sería de 943,4 veces, esto es, 59,5 dB.

Ejemplo 8.2

¿Es posible, con los mismos transductores incrementar la tensión a la salida de Rx? Puede lograrse una disminución importante del sistema amplificador incrementando la tensión de excitación de Tx. Si de 14 Volt pasáramos a 20 Volt, entonces:

$$SPL_{T_{\text{exc}}} = 20 \log \frac{20 \text{ Volt}}{10 \text{ Volt}} = 6,02 \text{ dB}$$

La SPL_{Total} , es:

$$SPL_{\text{Total}} = 95,95 \text{ dB}$$

$$\frac{95,95}{20} = \log \frac{P}{2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}}$$

$$P = 11,91 \mu\text{bar}$$

La tensión a la salida de Rx es de 6,7 mV. Para las mismas condiciones anteriores, resulta una ganancia de 746,3 es decir: 57,45 dB contra 59.5 dB.

El fabricante especifica que la máxima tensión de excitación es de 20 Vrms. Usando la Ecu. (8.1), suponiendo que el ancho del pulso de excitación fuera de 25 μs (1/fo), la condición de los 20 Vrms puede lograrse para un pulso de 30 Vpp, con un periodo mínimo de repetición de 57 μs . Entonces, la ganancia de SPL por excitación será:

$$SPL_{\text{Texc}} = 20 \log \frac{30 \text{ Volt}}{10 \text{ Volt}} = 9,54 \text{ dB}$$

En consecuencia,

$$SPL_{\text{Total}} = SPL + SPL_d + SPL_{\text{Texc}} = 107 - 16,47 - 0,6 + 9,54 = 99,47 \text{ dB}$$

$$P = 18,81 \mu\text{bar}$$

La tensión a la salida de Rx es de 10,6 mV, resultando una ganancia de 471,7 veces, es decir, 53,47 dB.

Si se trabaja con un único transductor, donde $d = 4 \text{ m}$, la disminución de SPL por la distancia es de -22,5 dB. ¿Qué tensión se tendría a la salida del Rx?

8.3. Aplicación en END y Medicina

En estas áreas, la elección de los parámetros del pulser y del amplificador, no puede obtenerse de forma tan simple como para el aire. Como el lector conoce, la diversidad de medios y materiales es tan grande que, para cada aplicación, se tendrá que hacer una calibración previa. En estas aplicaciones, el fabricante del palpador, pone a disposición una serie de información con lo que se torna más fácil la estimación de los parámetros buscados, como veremos a continuación.

8.3.1 Atenuación por cambio de medio

Las pérdidas de energía a través de una interfaz se estiman a partir de la expresiones (2.14 y 2.15):

$$\begin{aligned}
 \text{Pérdidas}[dB] &= 10 \log_{10} \frac{(Z_2 - Z_1)^2}{(Z_2 + Z_1)^2}, \quad \text{reflexión} \\
 \text{Pérdidas}[dB] &= 10 \log_{10} \frac{4Z_2 Z_1}{(Z_2 + Z_1)^2}, \quad \text{transmisión}
 \end{aligned}
 \tag{8.16}$$

Ejemplo 8.3

En un ensayo por inmersión e incidencia normal sobre una placa de acero, se tiene: $Z_1 = 1,48$, $Z_2 = 45,41$. Determinar las pérdidas por reflexión y transmisión.

Pérdida por reflexión = 0,56 dB

Pérdida por transmisión = 9,13 dB

8.3.2. Otros Parámetros del Campo de Sonido

Hay un número de parámetros del campo de sonido [6,7] que son útiles en la descripción de las características de un transductor. Para el campo cercano, el conocimiento del ancho del haz y de la zona focal puede ser necesario, con el fin de determinar si un transductor en particular es apropiado para una inspección dada. La Fig. 8.3 da una representación gráfica de esos parámetros.

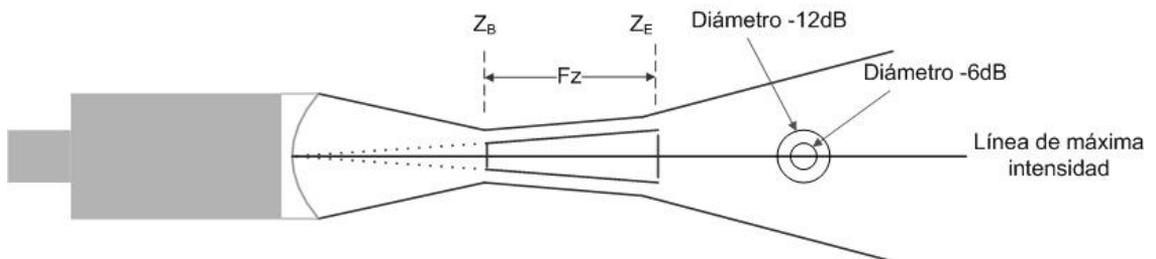


Figura 8.3. Parámetros del campo acústico del transductor

Donde: Z_B es el inicio de la zona focal, F_Z la zona focal, Z_E el final de la zona focal y D el diámetro del transductor. Es importante resaltar que la distancia hasta el máximo del eco de un defecto y el correspondiente de una placa plana, no son los mismos, aunque ambos ocurran dentro de la zona focal calculada de -6 dB.

8.3.2.1. Diámetro del Haz

La sensibilidad de un transductor es afectada por el diámetro del haz sobre el punto de interés. Cuanto más pequeño sea el diámetro del haz, mayor será la cantidad de energía reflejada por un objeto. En pulso-eco, el punto de -6 dB del diámetro del haz sobre el foco puede ser estimado con la Ecu. 8.17.

$$a - \text{DB}(-6 \text{ dB}) = 1.02 \frac{Fc}{fD} \quad (8,17)$$

$$b - \text{DB}(-6 \text{ dB}) = 0.2568 DS_F$$

donde: BD es el diámetro del haz, F la distancia focal, c la velocidad del sonido en el material, f la frecuencia de trabajo, D el diámetro del elemento y SF la distancia focal normalizada.

8.3.2.2. Zona Focal

El inicio y final de los puntos de la zona focal están localizados sobre el eje axial, donde la señal de eco tiene una amplitud de -6dB sobre el punto focal. La longitud de ésta está dada por la Ecu. (8.18):

$$F_Z = N \cdot S_F^2 \left[\frac{2}{1 + 0.5 S_F} \right] \quad (8.18)$$

La Fig. 8.4 muestra el comienzo normalizado (S_B) y el final (S_E) del punto de -6 dB de la zona focal, versus el factor de enfoque (dato dado por el fabricante).

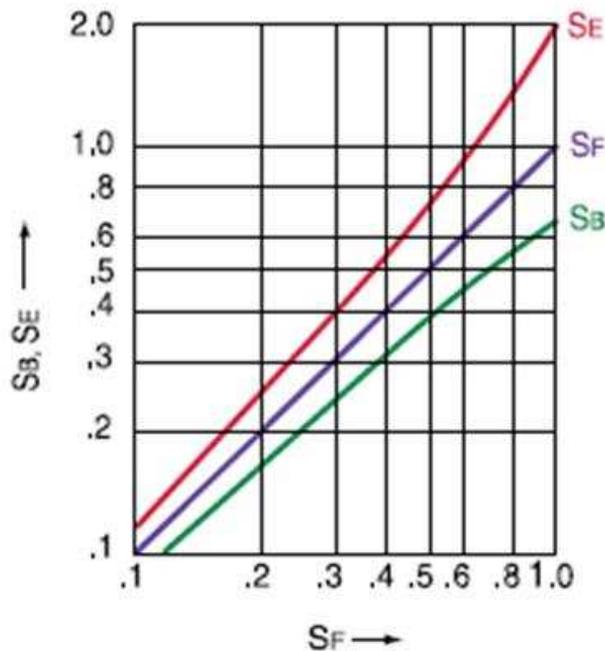


Figura 8.4. Ancho de la zona focal en función del factor de enfoque

8.3.2.3. Variaciones con la distancia focal debido a la velocidad acústica y geometría del ensayo

La medida de la distancia focal de un transductor es dependiente del material (medio) en el que se realiza el ensayo. Esto se debe al hecho que, diferentes materiales tienen diferentes velocidades de propagación del sonido. Cuando se especifica la distancia focal de un transductor, típicamente está especificada para agua. Debido a que la mayoría de los materiales presentan una velocidad mayor, la distancia focal disminuye. Este efecto es causado por la refracción como se muestra en la Fig. 8.5.

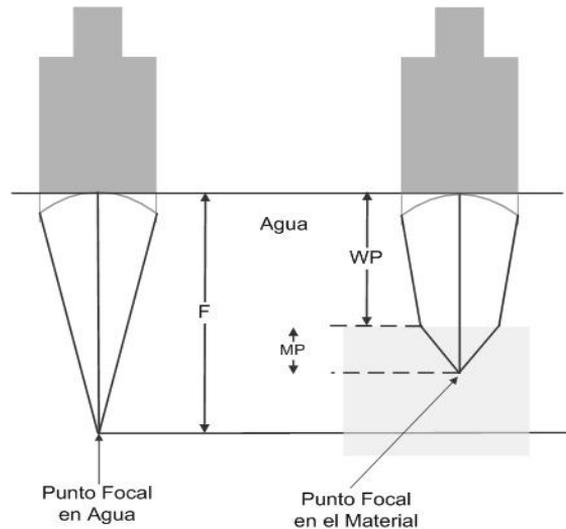


Figura 8.5. Disminución de la distancia focal

El cambio en la longitud focal puede ser previsto por la expresión (8.19). Por ejemplo, dada una longitud focal particular y un camino en un material, esta ecuación puede ser usada para determinar la trayectoria del haz en el agua para compensar el efecto del foco en el ensayo sobre el material:

$$WP = F - MP \frac{c_m}{c_w} \quad (8.19)$$

donde: WP es el camino del haz en el agua, MP el punto sobre el material, F la distancia focal en el agua, c_m y c_w las velocidades del sonido en el material y en el agua, respectivamente. En suma, la curvatura de la superficie de la pieza bajo estudio puede afectar el foco. Dependiendo de si la superficie de entrada es cóncava o convexa, el haz de sonido puede converger más rápidamente de lo que sería en una muestra plana, resultando un desenfoque del haz.

8.3.2.4. Ganancia de Enfoque

Los palpadores para inmersión focalizados, usan una lente acústica para cambiar la ubicación del punto de enfoque. El resultado final puede ser un incremento dramático en la sensibilidad. En la Fig. 8.6 se muestra el incremento relativo en la amplitud de la señal desde pequeños defectos debido al resultado del enfoque, donde SF es la distancia focal normalizada dada por la Ecu.8.20.

$$S_F = \frac{F}{N} \quad 8.20)$$

El gráfico puede ser usado para determinar el incremento de la sensibilidad de un transductor que opera por ejemplo a 2.25 MHz, de un diámetro de 25.4 milímetros que es enfocado a 100 cm, para este palpador, $N = 242$ mm. Por la expresión (8.20), la longitud focal normalizada es 0,42.

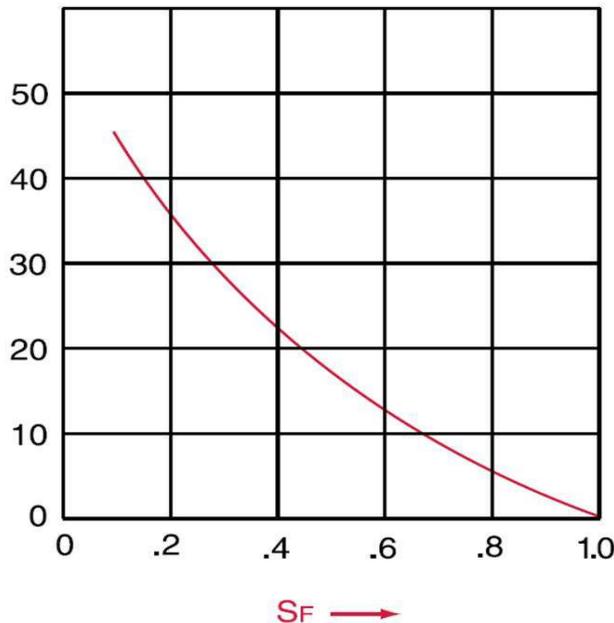


Figura 8.6. Incremento en la amplitud de la señal en función de la longitud focal normalizada

Ingresando con este valor en el gráfico de la Fig. 8.6, se obtiene un incremento en la sensibilidad del orden de 21 dB.

8.3.3. Excitación de los palpadores

Como regla general los transductores de ultrasonido, están diseñados para una excitación de un pulso de pendiente negativa. La máxima tensión de excitación debería estar limitada aproximadamente a 50 Volt por milímetro de espesor de la cerámica. El

espesor para bajas frecuencias se denomina grueso y para altas delgado. Un pulso negativo de 600 Volts con reducido rise time y corta duración, puede ser usado para excitar transductores de hasta una frecuencia de 5 MHz. Para palpadores de 10 MHz, la tensión de excitación máxima no debería superar los 300 Volt. Aunque se recomienda usar un pulso negativo, puede usarse onda continua o una ráfaga. Sin embargo, hay limitaciones a considerar cuando se usan este tipo de excitaciones. Primero hay que considerar que la potencia promedio disipada por el palpador, no debería exceder 125 mW para evitar sobrecalentamiento y despolarización de la cerámica. Debido a que el promedio de la potencia depende de un número de factores tales como, tensión, ciclo de actividad del pulso de excitación (duty cycle) e impedancia eléctrica del transductor, las siguientes ecuaciones pueden ser usadas para estimar la máxima duración de la excitación, como el número de ciclos en una ráfaga para permanecer dentro de las limitaciones de potencia admisible:

$$V_{ef} = 0.50.707 \cdot V_{pp} \quad (8.21)$$

$$P_{tot} = \frac{(Duty\ Cycle)V_{rms}^2 \cos(\theta)}{Z} \quad (8.22)$$

$$Nro. \text{ de ciclos de una Ráfaga} = \frac{Frec (Duty\ Cycle)}{Rel\ Re\ petición} \quad (8.23)$$

donde: Rel Repetición, es la relación de repetición.

Ejemplo 8.4

Calcular el ciclo de trabajo y el número de ciclos para un transductor V310-SU (Olympus [6]) que opera a 5 MHz de 6.65 mm de diámetro no enfocado, asumiendo una tensión de excitación de 100 Vpp, una frecuencia del pulso de excitación de 6 kHz y una impedancia de 50 Ω (-45°).

Paso 1: Cálculo de la tensión Vrms

De la expresión (8.21), se tiene:

$$V_{ef} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{pp} = 0,5 \cdot 0,707 \cdot 100 = 35,35 \text{ Volt}$$

Paso 2: Cálculo del ciclo de actividad

Para calcular el ciclo de actividad de la señal de excitación, se debe tener en cuenta .la potencia que puede disipar la cerámica, entonces, a partir de la Ecu. (8.22) se tiene:

$$\frac{50 \cdot 0,25}{35,35^2 \cos(-45)} = 0,007 \text{ s / s}$$

Esto significa 7 milisegundos de excitación por cada 1000 ms.

Paso 3: Número de ciclos en una ráfaga

De la Ecu. (8.23):

$$\frac{5 \cdot 106 \cdot 0,007}{5 \cdot 10^3} = 7$$

8.4. Resumen del capítulo

En este capítulo abordamos la forma de estimar los parámetros mínimos necesarios, a la hora de especificar la tensión de excitación del transductor y la ganancia del amplificador de entrada del sistema de ultrasonido, para aplicaciones en el aire teniendo en cuenta las especificaciones del fabricante. Se demostró que, para cubrir una cierta distancia existen dos variables con las que se puede trabajar a fin de arribar a una solución óptima: la tensión de excitación y la ganancia del amplificador que se encuentran relacionadas con el parámetro denominado *Nivel de presión sonora (SPL)*. Una tensión de excitación adecuada permite que la ganancia del amplificador se mantenga a niveles bajos, obteniendo mayor estabilidad. En los casos donde para cumplir con las especificaciones, la tensión eficaz de excitación se encuentra cercana o sobrepasa la máxima especificada por el fabricante, pueden usarse pulsos de amplitudes superiores, modificándose el ciclo de actividad de la señal de excitación.

En la segunda parte se mostró que para el caso de los END y medicina, existe un número mayor de parámetros a tener en cuenta, fundamentalmente por la diversidad de aplicaciones. En esta área, en primer lugar, influyen las pérdidas de energía debido a los procesos de reflexión y transmisión en las interfaces que encuentra el haz de ultrasonido. Es de fundamental importancia analizar y tener en cuenta los parámetros del campo acústico del palpador: diámetro del haz, distancia focal, zona focal, ganancia de enfoque y las variaciones debidas a la velocidad acústica y geometría del ensayo. En lo que respecta a la excitación del palpador, a diferencia de lo visto en el aire, se trabaja con una tensión de excitación en un rango que puede ir entre 50 a 600 Volts dependiendo de la frecuencia de trabajo. El empleo de excitación basada en trenes de pulsos es una técnica común en esta área, como así también el disparo por ráfagas. No se debe olvidar que se cuenta con sistemas de excitación y de amplificación muchos más elaborados y complejos que los empleados en el caso del aire. En esta área, el diseñador tiene a disposición importante información técnica que brinda el fabricante del palpador.

8.5. Preguntas y problemas propuestos

8.5.1 Repetir el ejemplo 1 para una tensión de excitación del $T_x = 30 \text{ Vpp}$.

8.5.2 Si se trabaja en pulso-eco, manteniendo la tensión de excitación anterior y si $d = 3$ metros y el coeficiente de reflexión sobre el blanco es de 0,75, ¿qué ganancia debe tener el amplificador a la salida del Rx para que la señal no sature? Suponer $V_{cc} = 5$ Volt.

8.5.3 Para un sistema de ultrasonido trabajando en el modo pulso-eco y usando el transductor E-188/215 (ver Tabla 7.2), calcular la ganancia del amplificador si la distancia al blanco $d = 0.2$ metros. El amplificador está alimentado con una fuente comercial de 12 Vrms y la tensión de excitación del pulser es de 15 Vp.

8.5.4 ¿Qué características debe cumplir el amplificador a la salida de Rx para las condiciones del problema 7.8.2. ?

8.5.5. En un ensayo por inmersión e incidencia normal sobre un tejido biológico, se tiene: $Z_1 = 1,48$, $Z_2 = 1,8$. Calcular las pérdidas por reflexión y por transmisión.

8.5.6. Calcular el ciclo de trabajo y el número de ciclos para un palpador que opera a 4 MHz de 5 mm de diámetro no enfocado, asumiendo una tensión de excitación de 200 Vpp, una frecuencia del pulso de excitación de 10 kHz y una impedancia de 50Ω (-45°).

8.5.7. Determinar el incremento de la sensibilidad de un palpador que opera a 5 MHz de 20 milímetros de diámetro que es enfocado a 50 mm. Para este transductor, $N = 175$ mm. Usar la Fig. 8.6.

8.6. Referencias Bibliográficas

[1]-Beranek, L. Acústica. H.A.S.A., 1961.

[2]-Kinsler, L. E. Fundamentos de Acústica. Limusa, 1995.

[3]-Murata Manufacturing Co, Ltd, Japan. <http://www.murata.com/products/>

[4]-Massa Products Corporation. <http://www.massa.com>.

[5]- Basill, D. Selection and use of ultrasonic transducers. Application Note AN-8. Projects Unlimited, Inc. December 1984.

[6]- Olympus. Ultrasonic Transducers for Nondestructive Testing. pana@olympusNDT.com

[7]- Krautkrämer, J., Krautkrämer, H. Ultrasonic Testing of Material. 4th editions. Springer-Verlag, 1990.

Capítulo

IX

Introducción a los Arrays y a la Focalización Electrónica

SUMARIO
9.1. Introducción
9.2. Concepto de Array
9.3. Arrays lineales de N fuentes equiespaciadas
9.4. Sistemas de imagen ultrasónica
9.5. Focalización y deflexión del haz
9.6. Técnicas electrónicas de focalización dinámica en recepción
9.7. Elementos de simulación
9.8. Ejemplo de array en una aplicación específica
9.9. Resumen del capítulo
9.10. Problemas propuestos
9.11. Referencias

9.1. Introducción

El array constituye una herramienta idónea y única cuando se necesita enfocar el haz de ultrasonido en un determinado punto o zona, emulando a una lente óptica tanto en la emisión como en recepción. El uso del array surgió durante la década de los años 30 en el ámbito de la aviación militar, con la finalidad de guiar a una aeronave en condiciones de baja o nula visibilidad a la base. Para ese fin se desarrollaron arreglos de antenas que emitían un lóbulo de radiación en forma de trébol de cuatro hojas, logrando que los puntos de intensidad nula coincidieran con los ejes cardinales de la tierra. En el interior de la aeronave había un receptor que estaba sintonizado a la frecuencia de emisión de las antenas, presentando por medio de un display, la intensidad de la señal recibida. El piloto, por medio de una especie de potenciómetro asociado a una aguja, lo giraba buscando la dirección de indicación nula. Con el movimiento del potenciómetro se movía una antena ubicada en el exterior de la aeronave. Al encontrar la dirección de indicación nula (una de las cuatro), el piloto giraba la aeronave hacia la posición de la aguja y a partir de ese momento seguía con ese rumbo hasta llegar a la base. Con el paso del tiempo se comenzaron a estudiar y aplicar los arreglos acústicos en la industria naval con las finalidades de evitar obstáculos y en el de la pesca, para buscar y seguir la zona donde se encontraba el cardumen. Posteriormente, se comenzó a aplicarse en el área médica, reemplazando rápidamente a las sondas mecánicas, tal como vimos en el capítulo VII. Actualmente se ha generalizado el uso de array a un sin número de aplicaciones, tales como, inspección de los tubos de refrigeración de un reactor nuclear, inspección de interfaces en pozos petroleros, ecografía médica, etc.

El avance de la aplicación se debió a tres factores, la tecnología de las cerámicas piezoeléctricas, las técnicas de integración aplicadas a esta área y el constante avance de los circuitos analógicos y digitales, que permiten reducir el tamaño e incrementar la capacidad y velocidad del procesamiento.

Al principio, la tecnología para la excitación y recepción del array se basó en desarrollos fundamentalmente analógicos y con el paso de los años, se fue incrementando notablemente el uso de elementos digitales, quedando los analógicos para la excitación (drivers) y en la primera etapa de recepción.

Básicamente podemos definir al array como un generador acústico de interferencia. Gobernando la forma de la interferencia se puede generar y orientar el haz generado hacia una dirección determinada. Pero para lograr estos efectos debemos pagar un precio, además del lóbulo principal y de los lóbulos secundarios (capítulo III), debido a la proximidad de los elementos activos del array, aparecen los lóbulos de rejilla, provocando un efecto similar a los secundarios. A diferencia de éstos, los de rejilla presentan una amplitud similar al del lóbulo principal. Este inconveniente puede reducirse por medio de técnicas específicas de generación de retardos y de procesamiento de señal.

En el capítulo III habíamos visto la importancia de la resolución axial y lateral bajo dos puntos de vista: de la excitación del transductor y sus características y el de la imagen acústica. A la hora de trabajar con arrays, nos encontraremos con el inconveniente de que esa información no está completa, surgiendo la necesidad de profundizar los conceptos estudiados hasta el momento. Como punto de partida hay cuatro parámetros básicos:

- Resolución axial
- Resolución lateral
- Rango dinámico y relación señal ruido
- Otros

Estos parámetros están asociados al transductor de ultrasonido y a la electrónica empleada. En la Tabla. 9.1 se esquematiza esta vinculación.

PARAMETROS BASICOS	TRANSDUCTOR	ELECTRÓNICA
RESOLUCIÓN AXIAL	ANCHO DE BANDA	DISPLAY
RESOLUCIÓN LATERAL	TAMAÑO DE LA APERTURA	FOCALIZACION
RANGO DINÁMICO Y RSR.	LOBULOS SECUNDARIOS	RESOLUCION TEMPORAL
OTROS		AUSENCIA DE ARTEFACTOS

Tabla 9.1. Parámetros claves para la calidad de la imagen

- *Resolución axial* de la imagen es función del ancho de banda del transductor y de la presentación (display).
- *Resolución lateral* de la imagen es función del tamaño de la apertura y de la técnica usada para focalizar el haz ultrasónico, en una dirección arbitraria. Se entiende que la focalización es tanto en emisión como en recepción. Idealmente se trata de focalizar todos los puntos de la imagen.
- *Rango dinámico* y *RSR* de la imagen es función de los lóbulos secundarios (laterales) del transductor y de la resolución temporal del sistema electrónico usado para realizar la focalización. Esto último significa, compensar los tiempos de llegada a cada elemento del array desde cada punto en la imagen. Típicamente, se trata de tiempos del orden de los ns.
- *Otros parámetros* de la imagen representan las imperfecciones en la imagen como consecuencia de las técnicas electrónicas usadas en la focalización. Un ejemplo son los denominados lóbulos de rejilla.

9.2. Concepto de Array

Un array es un conjunto de transductores idénticos ordenados según una cierta geometría y alimentados para obtener un diagrama de radiación predefinido. En este capítulo la palabra array se utilizará para designar a un arreglo de cualquier geometría. Sin embargo, los fundamentos físicos se explicarán en base a un array lineal formado

por varios elementos piezoeléctricos dispuestos a lo largo de una línea y separados regularmente por una distancia finita.

9.2.1. Interferencia de ondas

El array más simple es el de una línea de dos fuentes de presión acústica puntuales, separadas por una distancia d como se muestra en la Fig. 9.1. Si todas las fuentes tienen la misma intensidad e irradian ondas en fase, generaran ondas de presión que se sumarán de forma constructivas en determinadas direcciones y se cancelarán en otras.

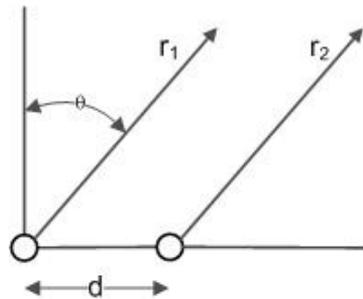


Figura 9.1. Geometría usada para obtener las características de radiación de un array lineal compuesto de dos fuentes puntuales separadas por una distancia d

La expresión de la onda de presión generada por una de las fuentes en un punto del espacio está dada por [1]:

$$\frac{A}{r_i} e^{j(\omega t - kr_i)} \tag{9.1}$$

donde r_i es la distancia de la fuente al punto, A la amplitud de la presión, ω la frecuencia de la onda y k el número de onda [1]. La presión resultante de las dos fuentes en dicho punto del campo será:

$$p(r, \theta, t) = \frac{A}{r_1} e^{j(\omega t - kr_1)} + \frac{A}{r_2} e^{j(\omega t - kr_2)} \tag{9.2}$$

En el caso de que estemos suficientemente lejos de las fuentes y suponiendo que una de ellas se encontrara en el origen de coordenadas, la diferencia de caminos recorrida por ambas ondas será:

$$r_2 - r_1 = d \sin \theta \tag{9.3}$$

Se producirá interferencia constructiva [2] cuando la diferencia de caminos (diferencia de fase) sea un múltiplo par de longitudes de onda, siendo el doble la amplitud de la

onda resultante. Cuando la diferencia de fase sea un múltiplo impar de λ , la interferencia será destructiva. Si la separación entre las fuentes es cero, no existirá ningún tipo de desfasaje, por lo que la señal se irradiará isotrópicamente en todas la direcciones del espacio, como lo muestra la Fig. 9.2.

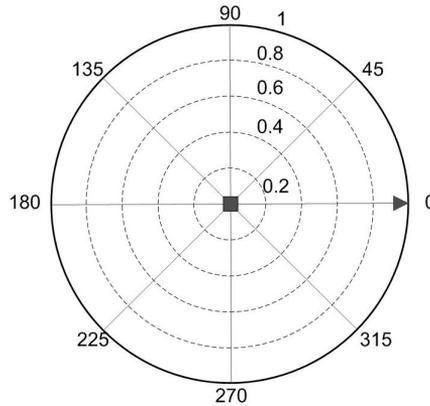


Figura 9.2. Diagrama de radiación para dos fuentes puntuales cuando la separación entre ambas, es cero.

Si las dos fuentes están separadas por $\lambda/2$, se producirá un máximo en la dirección perpendicular a la recta que une sus posiciones, obteniendo un nulo de radiación en la dirección de dicho eje, ya que las señales se sumarán en oposición de fase (Fig. 9.3).

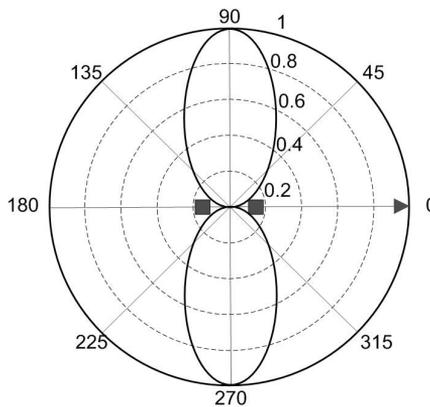


Figura 9.3. Diagrama de radiación para dos fuentes puntuales separadas por $\lambda/2$

Si la separación entre las fuentes es de una λ se producirán máximos de radiación en las direcciones del eje y perpendiculares a él, produciéndose cancelación para un ángulo en el que ambas señales estén en oposición de fase (Fig. 9.4), lo que sucede para la dirección que forma un ángulo de 60° con el eje de agrupación.

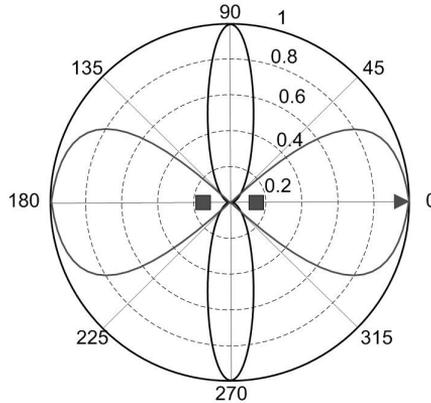


Figura 9.4. Diagrama de radiación para dos fuentes puntuales separadas por λ .

Cuando la diferencia de fase es de $3\pi/2$ y la separación es de $\lambda/4$, las ondas se suman en fase en la dirección del eje y en oposición de fase en la dirección contraria al mismo (Fig. 9.5).

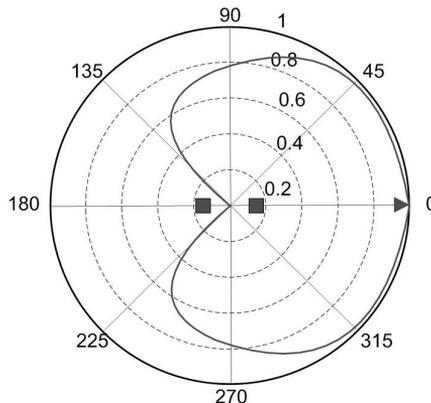


Figura 9.5. Diagrama de radiación para dos fuentes puntuales separadas por $\lambda/4$ y desfasadas $3\pi/2$

9.3 Arrays lineales de N fuentes equiespaciadas

Suponiendo una agrupación de N fuentes equiespaciadas, con la primera de ella situada en el origen de coordenadas, la presión resultante en un punto del campo de presión puede expresarse como:

$$p(r, \theta, t) = \sum_{i=1}^N \frac{A}{r} e^{j(\omega t - kr_i^2)k\Delta r} \quad (9.4)$$

Suponiendo aproximación de campo lejano $r \gg L$, siendo $L = (N-1)d$, la longitud del

array, y asumiendo paralelismo de rayos $r_1 = r_1 - 1/2(L/d)\Delta r$ donde $\Delta r = d \sin \theta$, podemos expresar la distancia al centro del array como $r = r - 1/2(L/d)\Delta r$. En campo lejano, podemos sustituir r_1 en el denominador de la Ecu. (9.5) por r obteniendo:

$$p(r, \theta, t) = \frac{A}{r} e^{j\frac{1}{2}(L/d)k\Delta r} e^{j(\omega t - kr)} \sum_{i=1}^N e^{j(i-1)k\Delta r} \quad (9.5)$$

$$p(r, \theta, t) = \frac{A}{r} e^{j(\omega t - kr)} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}k\Delta r\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}k\Delta r\right)} \right] \quad (9.6)$$

La presión para $\theta = 0$ (perpendicular a la superficie del array, viene dada por:

$$p(r, \theta, t) = N \frac{A}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (9.7)$$

y tiene la máxima amplitud de presión posible:

$$P_{\text{máx}}(r) = N \frac{A}{r} \quad (9.8)$$

La agrupación uniforme, alineada a lo largo del eje tiene la siguiente función de directividad o factor de array,

$$H(\theta) = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}k\Delta r\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}k\Delta r\right)} \right] \quad (9.9)$$

$$P(r, \theta) = P_{\text{máx}}(r) H(\theta) \quad (9.10)$$

Podemos determinar rápidamente las características del array mediante un análisis de su función de directividad como se observa en la Fig. 9.6.

De la figura anterior podemos afirmar que en el patrón de radiación existen tres tipos diferentes de lóbulos: el lóbulo principal, lóbulos laterales y lóbulos de rejilla.

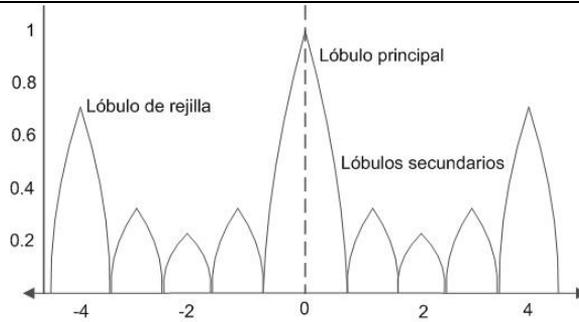


Figura 9.6. Patrón de directividad de un array lineal mostrando el lóbulo principal, lóbulos laterales y lóbulos de rejilla para una excitación de todos los elementos en paralelo.

El lóbulo principal se tiene para el ángulo de focalización $\theta = 0$ que está indicando la dirección de la máxima presión, esto es, la dirección de focalización del array. Los lóbulos laterales aparecen alrededor del lóbulo principal y presentan menor amplitud que el principal. Tal como lo vimos en el capítulo de transductores, alrededor del lóbulo principal aparecen los lóbulos laterales o secundarios como consecuencia de la interferencia entre las ondas planas con las ondas de borde. La presencia de estos lóbulos indica que en la imagen se originarán artefactos, ya que el haz acústico no sólo ilumina en la dirección del haz principal, sino también en las direcciones laterales. Por ello es deseable mantenerlos con la menor amplitud para minimizar la presencia de señales no deseadas. Podemos definir el nivel de los lóbulos laterales (NLL) como:

$$NLL[dB] = 20 \log \frac{LL}{LP} \quad (9.11)$$

donde: LL y LP son los valores pico de los lóbulos laterales y principal, respectivamente. A diferencia de un transductor mono elemento, existe un tercer lóbulo que es característica del array: los denominados *lóbulos de rejilla* que se generan por la cercanía del elemento contiguo. Estos lóbulos presentan una amplitud mayor que los lóbulos laterales, generando artefactos en la imagen acústica mucho más grandes. En la Fig. 9.7 se muestra el esquema de un array lineal, donde N es la longitud del array, h y b la altura y ancho de cada mono elemento, respectivamente, v la distancia entre la línea media que pasa por el centro de cada mono elemento y D la distancia b más la separación entre mono elemento. El lector interesado en calcular las direcciones de los lóbulos laterales puede consultar la referencia [3]. Al producto $d \cdot N$ se lo denomina: *apertura del array*.

9.3.1. Lóbulos de rejilla

Los ángulos de los lóbulos de rejilla, ϕ_r se definen como los ángulos para los que, los rayos de dos elementos vecinos están en fase entre sí por un múltiplo de 2π ,

produciéndose interferencia constructiva y, parte de la potencia acústica se emite en esas direcciones.

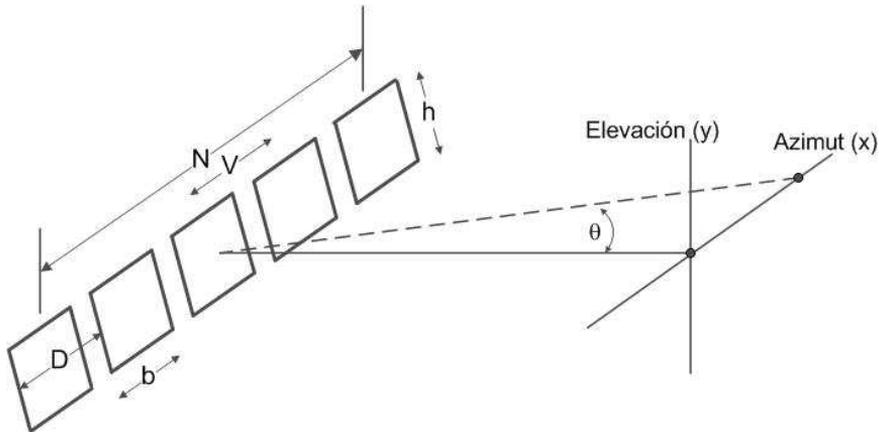


Figura 9.7. Geometría de un array lineal

Una forma alternativa de indicar la condición de interferencia constructiva es cuando la diferencia de longitud de camino entre los rayos de los elementos vecinos, es igual a un número entero de longitudes de onda. En la Fig. 9.8 se observan dos elementos contiguos de un array para el cual, la condición que se da para:

$$\text{sen } \phi_r = \frac{N}{S} = \frac{n \lambda}{S}, \quad \text{para } n = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (9.12)$$

de donde:

$$\phi_r = \text{sen}^{-1} \left(\frac{n \lambda}{S} \right) \quad (9.13)$$

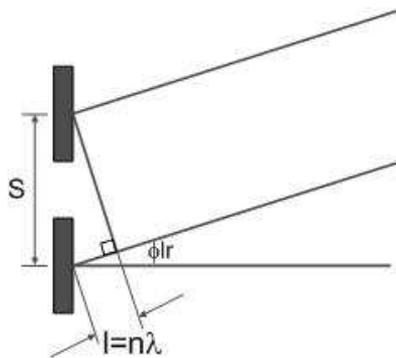


Figura 9.8. Generación de lóbulos de rejilla

De forma similar a los lóbulos secundarios, la relación entre los valores pico respecto al lóbulo principal queda:

$$NLR[dB] = 20 \log \frac{LR}{LP} \quad (9.14)$$

donde: LR es el valor pico de los lóbulos de rejilla. Podemos estimar las direcciones de los lóbulos de rejilla, como:

$$|\sin \theta| = m \frac{\lambda}{d}, \quad \text{para } m = 0, 1, 2, \dots \left[\frac{d}{\lambda} \right] \quad (9.15)$$

De la Fig. 9.8 podemos distinguir los puntos de cruce por cero, los que se producen para los ángulos:

$$|\sin \theta| = \frac{n}{N} \frac{\lambda}{d}, \quad \text{donde } \frac{n}{N} \neq m \quad (9.16)$$

9.4. Sistemas de imagen ultrasónica

Como punto de partida existen dos aproximaciones para comenzar a tratar el gobierno de arrays:

1. Barrido Lineal
2. Barrido Sectorial

En el barrido lineal no se realiza deflexión del haz y existen pocos elementos activos simultáneos. El efecto de focalización se logra por medio de las características del campo cercano de cada mono elemento del array. En la Fig. 9.9 se muestra un esquema de lo citado. La adquisición se realiza en coordenadas cartesianas, con lo cual, la electrónica necesaria es muy simple. Los mayores inconvenientes son el ancho de la imagen y el tamaño de la abertura. No obstante fueron la base del control de arrays.

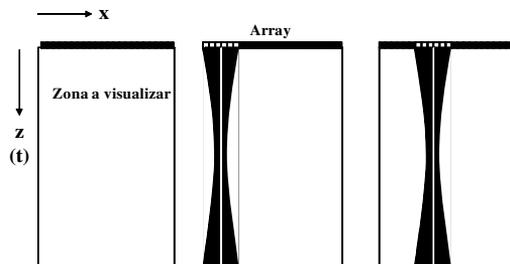


Figura 9.9. Sistema de imagen ultrasónica de barrido lineal

Una variante de este tipo de array se muestra en la Fig. 9.10, donde se intenta realizar un barrido angular modificando la disposición de los mono-elementos, montando a éstos sobre una superficie curva para ciertas aplicaciones. En lo que respecta a las propiedades y defectos, se mantienen sin modificar.

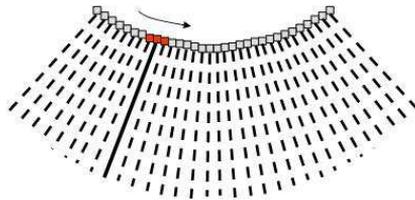


Figura 9.10. Array lineal montado sobre superficie curva

Los sistemas sectoriales (Fig. 9.11) realizan la deflexión del haz haciendo que todos los elementos estén activos y la adquisición se realiza en coordenadas polares. Por lo tanto, a diferencia del barrido lineal, cubren mayor área con menor apertura. El inconveniente que presentan es la complejidad de la electrónica.

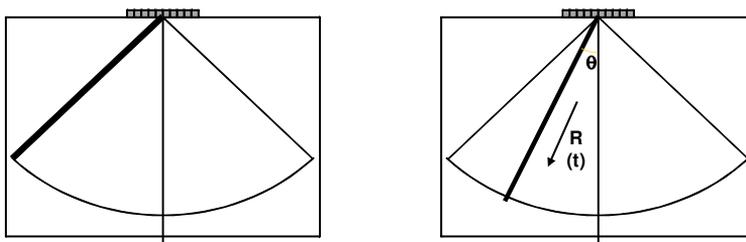


Figura 9.11. Sistemas de imagen ultrasónica sectorial (*phased arrays*)

9.4.1. Sistemas de barrido lineal

En principio los sistemas de barrido lineal se pueden dividir en dos tipos:

- Simple analógico
- Con focalización dinámica

En el primer caso si el array está compuesto por N elementos, el número de canales que se controlan cumple con la condición de $M < N$. En la Fig. 9.12 se tiene un sistema que cumple con estas condiciones, donde por razones de simplicidad $M = 3$. Por ejemplo, para un array de $N = 128$ elementos, M es igual a 8. Esto significa que se necesitaran M pulsers y M amplificadores. La salida de estos últimos se envían a un sumador analógico (suma con módulo y fase), se extrae la envolvente y se digitaliza. El selector es un dispositivo bidireccional que permite enviar al array las señales de los pulser y recibir los ecos y es controlado por la unidad de control. En el segundo caso, con focalización dinámica en recepción, se tiene, en líneas generales, el mismo

esquema (Fig. 9.13) de operación que en el caso lineal ($N > M$), la modificación se encuentra en que, incorpora la función de focalización en recepción. La salida de cada amplificador se digitaliza y se le incorpora el retardo necesario para lograr la focalización deseada.

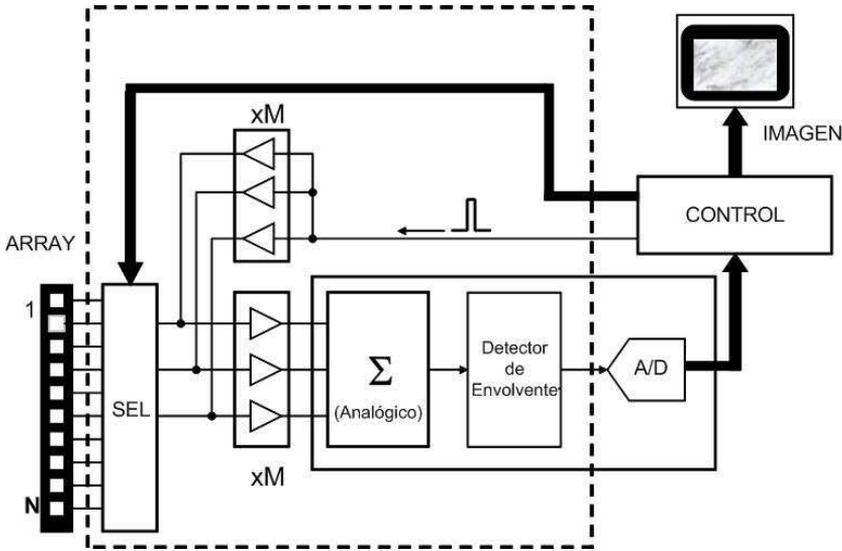


Figura 9.12. Sistema de barrido lineal simple

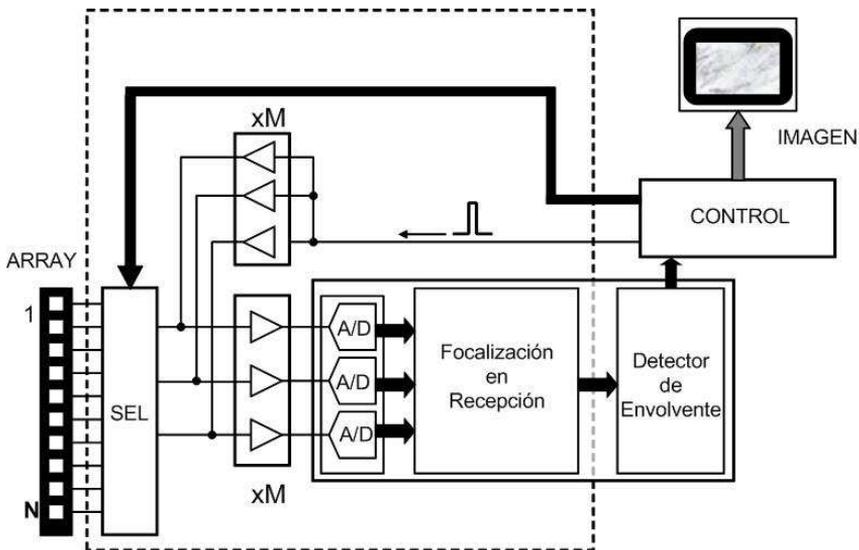


Figura 9.13. Sistema de barrido lineal con focalización en recepción

Los retardos se programan fuera de línea de acuerdo a la aplicación específica.

Normalmente se utiliza un FPGA para programarlos, sean estos para la focalización en emisión o en recepción.

9.4.2. Sistemas de barrido sectorial (Phased Arrays)

En este caso $M = N$, en emisión se focaliza y se deflecta el haz de cada mono elemento del array y en recepción, se focaliza como en el esquema anterior. Obviamente, se necesitan N pulsers y N amplificadores.

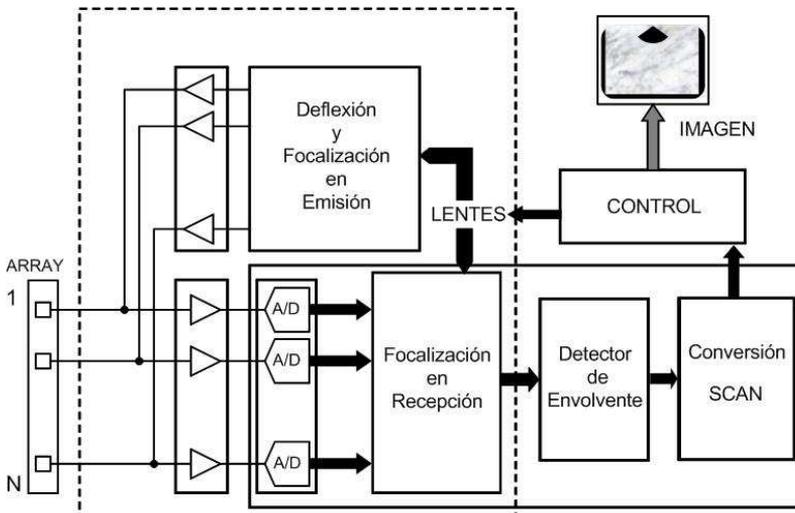


Figura 9.14. Sistema de barrido sectorial “Phased Arrays”

Diferencias Importantes:

- ARRAY= Foco variable modificando los retardos (curvatura de la lente = focalización dinámica).
- ARRAY = Muestreo de una apertura continua (aparición de lóbulos de rejilla)
- ARRAY= Elementos con dimensiones no nulas (no son puntos, tienen directividad).
- Y, por supuesto, la complejidad de la electrónica necesaria.

En la Fig. 9.15 se muestra un resumen de las principales ventajas del uso de la focalización electrónica.

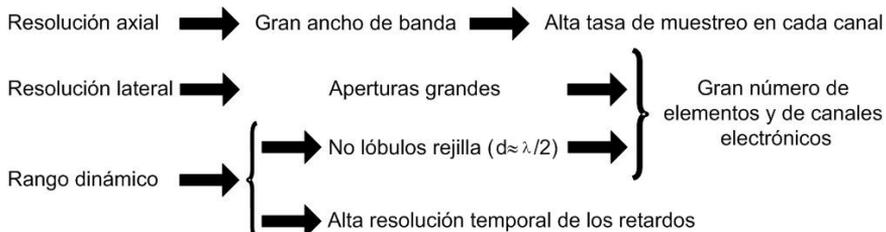


Figura 9.15. Resumen de las ventajas que se consiguen con focalización electrónica

En resumen:

Gran cantidad de información por segundo en múltiples canales en paralelo, con alta resolución temporal, conduce a sistemas electrónicos complejos, de alto costo, consumo y volumen. En la Fig. 9.16 se muestra el concepto de focalización usando por un lado un transductor monoelemento y por otro un array. En ambos casos se desea lograr concentrar la energía de ultrasonido en un foco, como se vio en el apartado 3.9.1. Un transductor monoelemento focalizado concentra la energía en una zona difusa en las cercanías del punto focal. Con el array, se consigue realmente concentrar la energía en un punto (punto focal).

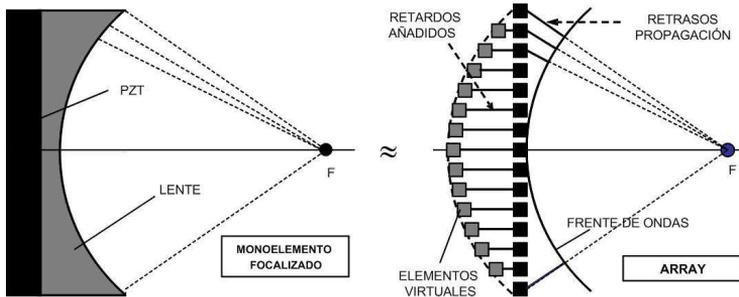


Figura 9.16. Focalización con monoelemento y arrays

En la parte derecha de la Fig. 9.16 se esquematiza cómo se logra a través de retardos, generar un frente de ondas que emula el efecto de una lente convergente en el campo de la física óptica. Es importante prestar atención que los retardos aplicados a cada elemento del array, como trabajan como elementos virtuales tienen la misma disposición del frente de onda generada. Pasando ahora a la realidad del array, los retardos son generados a partir de una secuencia programada, que recibe un pulso a partir del cual se retarda la activación de los componentes del array (ver Fig. 9.17).

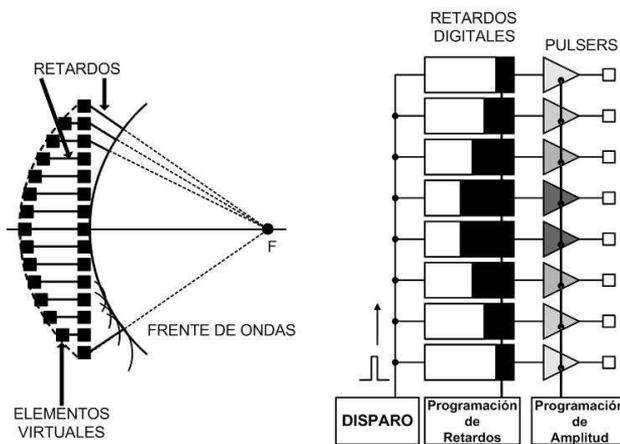


Figura 9.17. Focalización en emisión

El pulso de disparo es único y de acuerdo a la programación previa de las unidades de retardo se genera el frente de onda previsto. Antes de ingresar el pulso a cada elemento del array, pasa por el respectivo pulser cuya amplitud también ha sido programada.

9.5. Focalización y deflexión del haz

A continuación abordaremos el cálculo del tiempo necesario para focalizar el haz sobre el eje principal del array y posteriormente el necesario para la deflexión en un punto arbitrario. Para ambos casos y con la finalidad de simplificar el estudio, el análisis se hará en base de un array lineal.

9.5.1. Focalización en el eje principal

En la Fig. 9.18 se muestra el array y el punto de focalización.

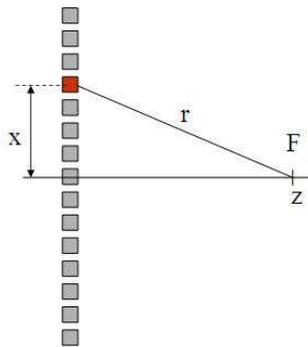


Figura 9.18. Focalización en el eje principal

El foco F se encuentra sobre la coordenada z. El elemento del array que se supone excitado está a una altura X sobre el eje vertical y la distancia desde ésta al punto F es r. Si definimos el tiempo de propagación de la onda ultrasónica desde el elemento considerado al foco, se tiene:

$$T_p = \frac{r}{c} = \frac{1}{c} \sqrt{z^2 + x^2} \quad (9.17)$$

donde: c es la velocidad del sonido en el medio. A los fines de simplificar el cálculo de la raíz cuadrada, si se cumple que $x \ll z$, se puede usar la aproximación Binomial:

$$\sqrt{1+a}|_{a \rightarrow 0} \approx 1 + \frac{a}{2} - \frac{a^2}{8} + \dots \quad (9.18)$$

Reemplazando en la expresión (9.17) y operando, se tiene:

$$T_p = \frac{1}{c} \left[z + \frac{x^2}{2z} \right] = \frac{z}{c} + \frac{x^2}{2cz} \quad (9.19)$$

Se observa que el tiempo de propagación tiene dos componentes:

- Tiempo de propagación desde el elemento central al foco: z/c
- DIFERENCIA en tiempo de propagación desde el elemento actual $(x,0)$ al foco: $x^2/2cz$. Hay que compensar para que todos los pulsos ultrasónicos lleguen simultáneamente a F.

Para focalizar el haz ultrasónico en $(0, z)$ se dispara cada elemento $(x,0)$ en el instante

$$T_x = T_A - \frac{x^2}{2cz} \quad (9.20)$$

Con lo que:

$$T'_p = T_p + T_x = T_A + \frac{z}{c} \quad (9.21)$$

Por lo tanto, T_p no depende de x . T_A es una constante suficientemente grande para que $T_x > 0$.

9.5.2. Focalización y deflexión del haz en un punto arbitrario

Ahora vamos a estudiar qué sucede cuando deflexionamos el haz a un punto cualesquiera del plano para focalizar, como se muestra en la Fig. 9.19. Primero determinamos la altura a y la distancia r :

$$\begin{aligned} a &= R \operatorname{sen} \theta - x \\ r^2 &= R^2 + x^2 - 2x \operatorname{sen} \theta \end{aligned} \quad (9.22)$$

La distancia r desde el monoelemento al foco queda:

$$r = \sqrt{R^2 + x^2 - 2x \operatorname{sen} \theta} \approx R \left[1 + \frac{x^2}{2R^2} - \frac{x \operatorname{sen} \theta}{\sqrt{R}} \right] \quad (9.23)$$

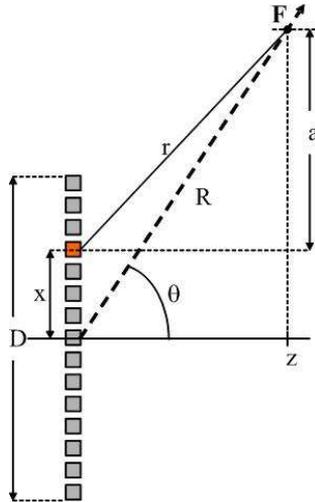


Figura 9.19. Focalización y deflexión del haz

El tiempo de propagación desde cada elemento a F es r/c :

$$T_p = \frac{R}{c} + \frac{x^2}{2Rc} - \frac{x \text{ sen } \theta}{c} \quad (9.24)$$

Por lo tanto, T_p está formado por:

Propagación $\frac{R}{c}$

Focalización $\frac{x^2}{2Rc}$

Deflexión $\frac{x \text{ sen } \theta}{c}$

De lo anterior, surge que los instantes de disparo para focalizar y defecionar el haz están dados por:

$$T_x = T_A - \frac{x^2}{2Rc} + \frac{x \text{ sen } \theta}{c} \quad (9.25)$$

Ejemplo 9.1

Para un array que trabaja en medios biológicos de $N = 64$ elementos, $x = 0,25$ mm ($D = 16$ mm), foco a $R = 80$ mm. $c = 1500$ m/s y deflexión $\theta_{\text{MAX}} = 45^\circ$.

Para $N/2$, se tiene:

$$T_A \approx 4000ns \approx 4\mu s$$

En la siguiente Tabla se tienen calculados T_x para algunos elementos del array a partir de la Ecu. (9.25)

Elemento	1	2	32	33	63	64	Min(ΔT_x)	Max(ΔT_x)
$T_x(ns), \theta=0^\circ$	3742	3750	4000	4000	3758	3742	0	258
$T_x(ns), \theta=45^\circ$	29	163	3941	4059	7352	7454	134	7425

Tabla 9.2. T_x para distintos elementos del array

Obviamente, los retardos se calculan fuera de línea y se programan en la electrónica.

Conclusión: gran rango de retardos (varios μs), alta resolución (pocos ns).

9.5.3 Generación de los Retardos

En emisión puede usarse una línea de retardo analógica o digital como se muestra en la Fig. 9.20. Los retardos generados ingresan en paralelo a un multiplexor que los entrega al respectivo pulser.

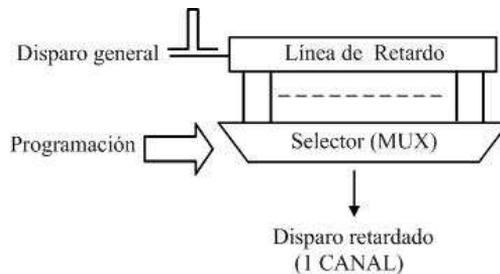


Figura 9.20. Esquema para la generación de retardos

Como observamos en la parte superior de la Fig. 9.21, para la generación de los retardos se emplean divisores de tensión RCL compensados en frecuencia.

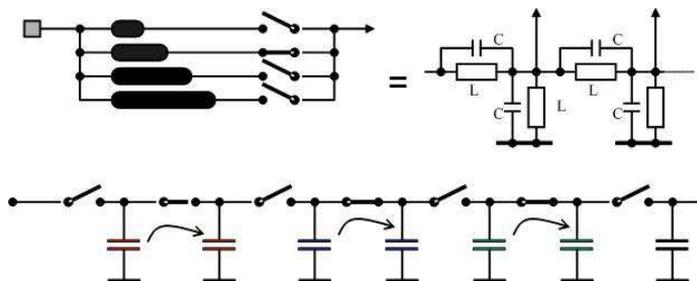


Figura 9.21. Detalle de la línea de retardos y multiplexor analógico

Es importante destacar que actualmente se comercializan líneas de demoras analógicas de 8 salidas (retardos) para algunas aplicaciones específicas en diferentes campos de la tecnología. En el caso de generación digital de los retardos (Fig. 9.22), se tiene un contador con líneas de habilitación y de reloj. La entrada de programación toma los datos en paralelo. La entrada de reloj determina la resolución de los retardos y el contador el rango de los mismos. Como siempre, la programación se realiza fuera de línea.

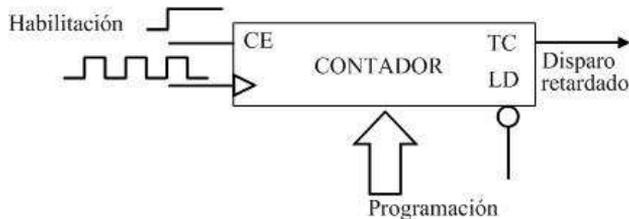


Figura 9.22. Esquema para la generación de retardos digitales

Actualmente pueden integrarse cientos de canales en un único dispositivo (FPGA, CPLD, ASIC, etc.) con resoluciones temporales <5 ns. Cuando se habla de focalización dinámica, significa que se tiene focalización en todos los puntos. En este caso, tomando como referencia una distancia R (definida en la Fig. 9.23), se tiene:

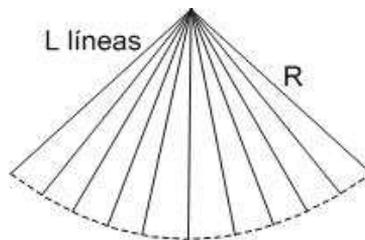


Figura 9.23. L líneas y distancia R

Tiempo de propagación:

$$T_p = \frac{2R}{c} \quad (9.26)$$

Para una imagen de L líneas:

$$T_l = \frac{2RL}{c} \quad (9.27)$$

Para S imágenes/s:

$$L \leq \frac{c}{2RS} \quad (9.28)$$

Ejemplo 9.2

Para medio biológico, $c = 1500\text{m/s}$, $R = 15\text{ cm}$ y $S = 25\text{ imágenes/s}$. Determinar el número de líneas, aplicando la expresión (9.28):

$$L \leq \frac{c}{2RS} \leq \frac{1500}{2 \cdot 0.15 \cdot 25} \leq 200, \quad \rightarrow L \leq 200 \text{ líneas}$$

Sólo se realiza un disparo por línea, entonces se tiene sólo un foco/línea. Generalmente, en emisión sólo se deflecta el haz, con un foco fijo próximo a la máxima profundidad. Por esta razón en emisión, la resolución lateral es limitada.

9.5.4. Focalización en recepción

No existe limitación física en cuanto al número de focos por línea (como en emisión). De hecho, podemos “mover” el foco siguiendo la propagación del ultrasonido. En la Fig. 9.24 se tiene un ejemplo donde se necesita focalizar dos posibles focos. En la Fig. 9.25 se muestra el arribo de los ecos correspondientes a los dos focos.

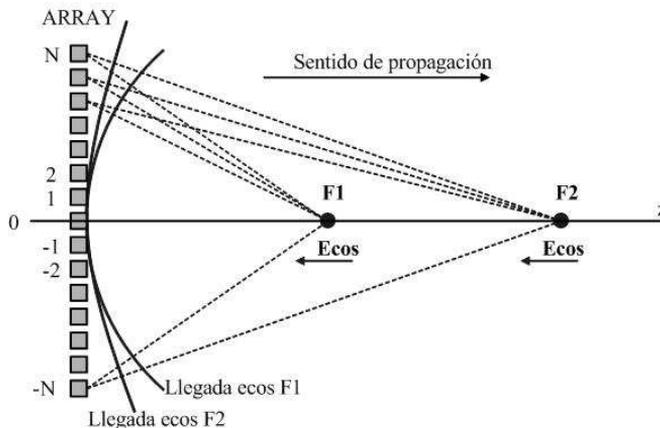


Figura 9.24. Concepto de focalización en recepción

¿Qué implica la focalización dinámica?

- Una operación sencilla: SUMAR el valor de N muestras para cada foco.
- Las muestras deben corresponder al “instante de llegada” desde cada foco a cada uno de los elementos del array. Para ello, la señal recibida por cada elemento se retrasa una cantidad variable con el tiempo, función de x , R y θ .
- Las señales deben ser de RF o contener información de fase para producir interferencias constructivas (donde interesa) y destructivas (donde no), lo que demanda una alta precisión en los retardos (una fracción del periodo de RF).
- La secuencia de salida (resultado de la suma) es un A-scan en RF, del que hay que extraer la envolvente (intensidad) y preparar para su visualización.
- Generalmente este proceso debe realizarse en tiempo real.

En la Fig. 9.25 se muestra cómo llegarían idealmente las señales de eco correspondientes a los dos focos y en la Fig. 9.26 el procedimiento arriba citado.

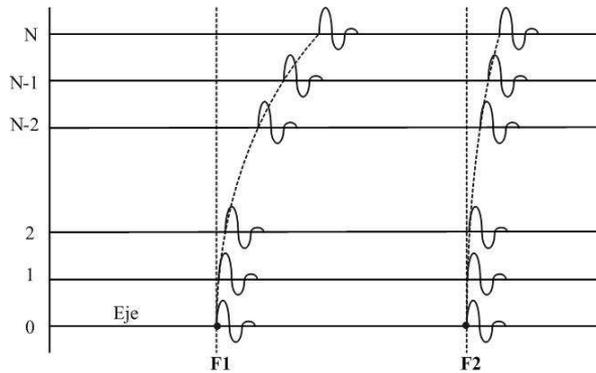


Figura 9.25. Focalización en recepción. Arribo de las señales

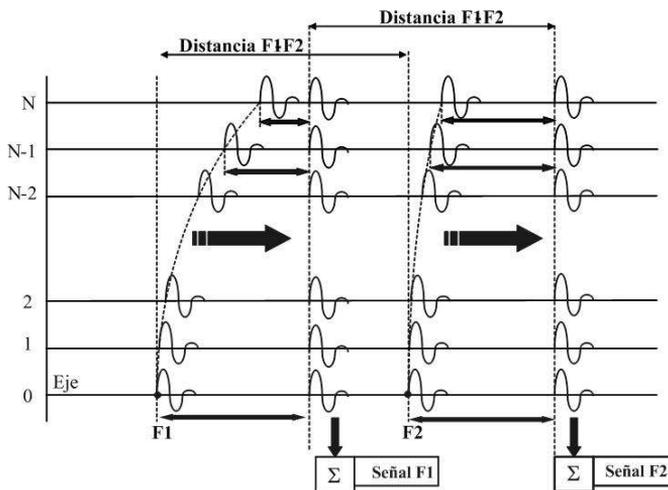


Figura 9.26. Focalización dinámica básica.

- Las señales se RETRASAN un tiempo en función de z , x y θ y después se suman

Ejemplo 9.3

Se tiene una imagen sectorial con: 128 líneas, $R= 1024$ muestras/línea, array lineal $N = 64$, a 25 imágenes/s. La capacidad mínima del sistema de procesamiento debe ser:

$$L * R * N * I = 128 * 1024 * 64 * 25 = 210 \text{ MS} / s$$

Se trata de una cifra muy grande, debe haber alguna forma de disminuirla.

9.5.4.1. Técnicas Confocales

Si disponemos de focalización dinámica en recepción y capacidad de deflexión electrónica, también podemos aproximarnos a la focalización dinámica en emisión y en tiempo real usando las técnicas confocales, esto es, focalización dinámica en Emisión y Recepción. Focalizan en emisión y recepción operando en tiempo real:

- Múltiples focos/línea en emisión y recepción.
- Tiempo equivalente a 1 disparo/línea.

En la Fig. 9.27 se muestra el concepto de las técnicas confocales usando en este caso, 3 disparos casi simultáneos. Con esta técnica se aprovecha la profundidad de campo del foco.

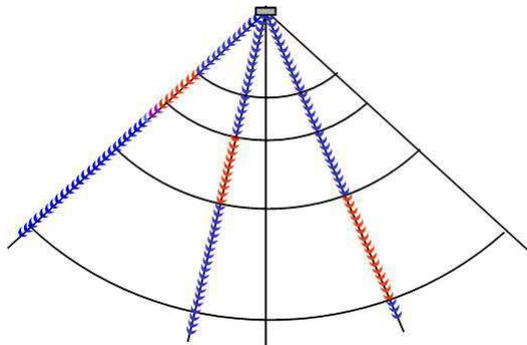


Figura 9.27. Técnicas confocales, principio de funcionamiento

En las Figs.9.28 a 9.30 se puede observar cómo evoluciona en cada disparo el frente de onda. Resultando que con K disparos se obtienen K zonas focales que cubren K líneas.

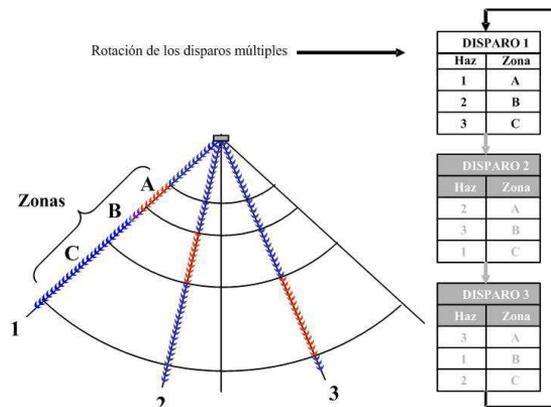


Figura 9.28. Técnicas confocales. Rotación del haz 1

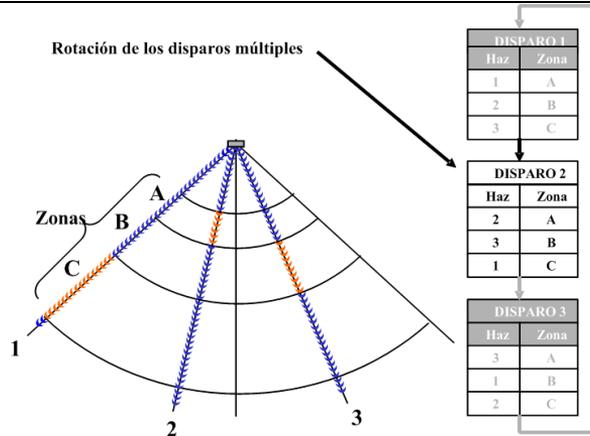


Figura 9.29. Técnicas confocales. Rotación del haz 2

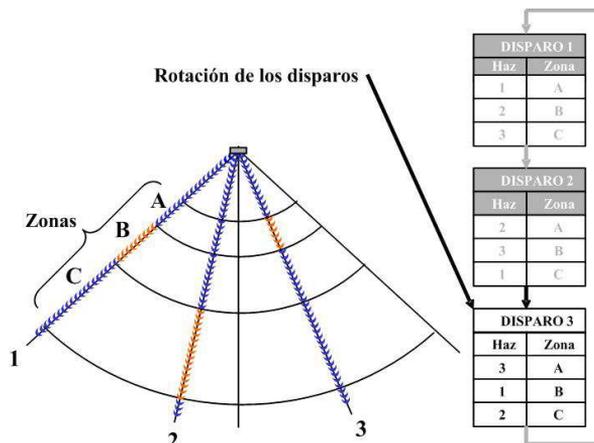


Figura 9.30. Técnicas confocales. Rotación del haz 3

Resumiendo:

- Los arrays permiten focalizar en EMISIÓN y en RECEPCIÓN utilizando lentes arbitrarias.
- La focalización en EMISIÓN es un proceso relativamente sencillo (retrasar una señal digital).
- La focalización en RECEPCIÓN es un proceso mucho más complejo (retrasar múltiples señales analógicas, conservando sus características: forma, amplitud, frecuencias, etc.).
- En general, se requieren grandes aperturas para mejorar la resolución lateral ($\text{sen } \alpha \approx \lambda/D$). *Grandes aperturas con pocos elementos muy distanciados*

resulta económico, pero se tienen LÓBULOS DE REJILLA. Con muchos elementos a $d \approx \lambda/2$ es caro y complejo

La investigación se centra en la búsqueda de técnicas que permitan reducir la complejidad del hardware requerido para la focalización dinámica, la influencia de los lóbulos secundarios y de rejilla, eliminar aberraciones y artefactos en la imagen, aumentar la cadencia de visualización.

9.6. Técnicas electrónicas de focalización dinámica en recepción

En general, se tienen cinco procedimientos para realizar la focalización dinámica en recepción que permiten en menor o mayor grado obtener el resultado esperado:

1. Técnicas analógicas.
2. Técnicas digitales convencionales.
3. Técnicas mixtas.
4. Técnicas de Apertura Sintética (SAFT).
5. Muestreo pasa-banda e interpolación.
6. Técnicas de Muestreo Selectivo (SST).

La primera y tercera fueron las más usadas al principio debido fundamentalmente al estado de la tecnología. El concepto de las técnicas analógicas, ya lo mostramos en el apartado 9.5.3. Obviamente, las técnicas analógicas pertenecen a la historia del principio del gobierno de un array, razón por la cual no se profundizarán.

9.6.1. Técnicas digitales convencionales

En la Fig. 9.31 se observa el esquema básico generalizado de lo expuesto en el apartado anterior donde se había esquematizado en forma muy escueta. Se tienen por elemento del array una memoria de señal (eco) y una memoria de focos. En ésta están programados los focos para la aplicación específica. Con esta se gobiernan las estradas del multiplexor para que a la salida se tenga la señal esperada. La salida de los n bloques (uno por elemento del array), se dirigen a un sumador que entrega a su salida la señal total, es decir el A-Scan resultante del proceso de focalización, que ingresa a un detector de envolvente. A la salida de éste se realiza la conversión de coordenadas y se presenta en un display. El periodo del reloj que trabaja a alta frecuencia determina la resolución del sistema, ya que, la resolución del retardo es igual al periodo de muestreo. La memoria de focos contiene los códigos de focalización. Normalmente basta con una memoria de K bits para realizar la focalización dinámica en $m \cdot K$ muestras. K representa el número direcciones principales del array y $m \geq 1$ representa el número de focos por cada foco. El lector interesado en profundizar este tema puede consultar la referencia [7].

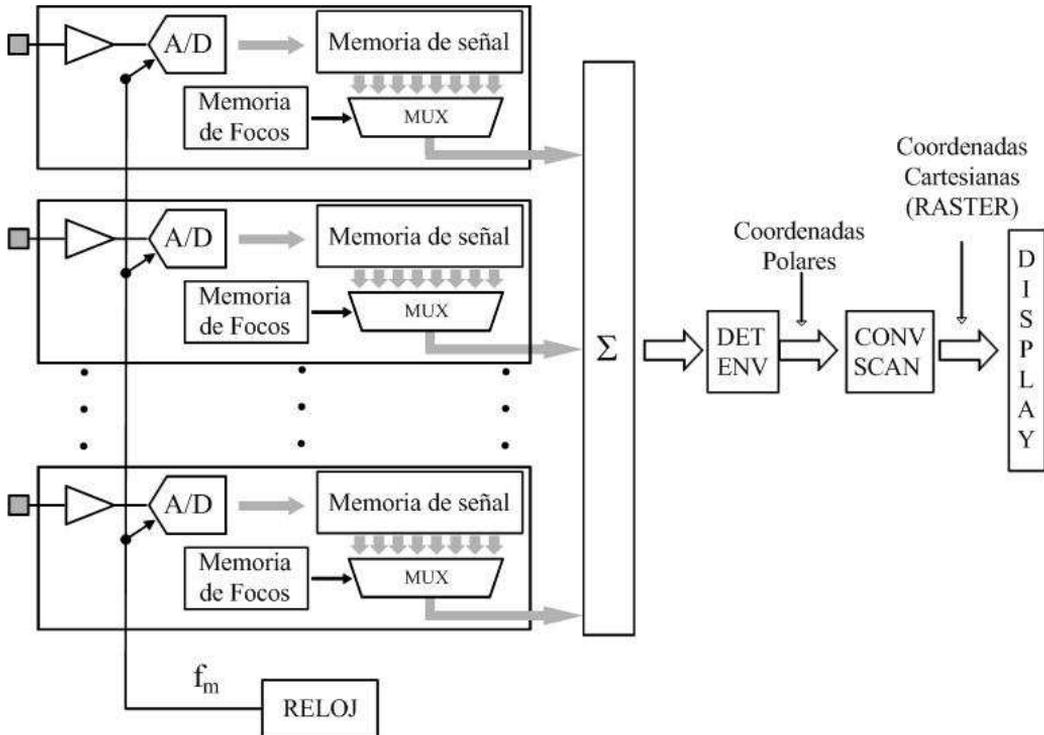


Figura 9.31. Focalización con técnicas digitales convencionales

9.6.2. Técnicas mixtas

Las técnicas mixtas presentan la combinación de técnicas analógicas con digitales y actualmente forman parte de la historia del gobierno de los arrays [18].

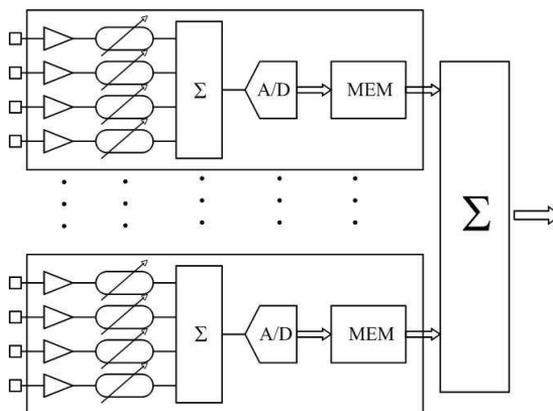


Figura 9.32. Focalización con técnicas mixtas (analógicas y digitales)

9.6.3. Técnicas de Apertura Sintética (SAFT)

Las técnicas de apertura sintética han sido y siguen siendo un campo fructífero de investigación en la focalización dinámica de arrays. En la Fig. 9.33 se observa el esquema de bloques básico de esta técnica. Se necesitan de N disparos y adquisiciones para formar una imagen. La composición de señales puede realizarse por software o por hardware [19]. Presenta la ventaja de ser una técnica sencilla de aplicar y además económica en cuanto a los recursos, ya que se necesita un solo disparo por canal analógico y digital.

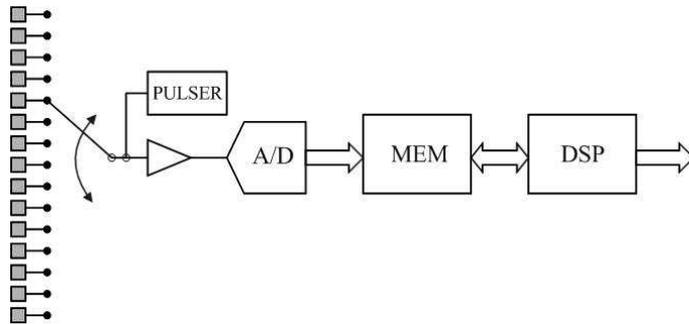


Figura 9.33. Focalización con técnicas de apertura sintética (SAFT)

Los inconvenientes son varios: en primer lugar no focaliza en emisión y presenta mayores lóbulos de laterales o de rejilla. En segundo lugar, debido a un único elemento activo en emisión, presenta baja SNR. También tiene limitaciones en la resolución temporal y evidentemente gran consumo de memoria.

9.6.4. Focalización por software

El método se basa en crear una tabla de índices k a muestras correspondientes de cada canal y sumar (Fig. 9.34). Como se tienen N elementos y R puntos de enfoque, resultan en N*R índices por cada línea.

Elemento	Profundidad z				
1	K(1,1)	K(1,2)	K(1,3)	ooo	K(1,R)
2	K(2,1)	K(2,2)	K(2,3)	ooo	K(2,R)
3	K(3,1)	K(3,2)	K(3,3)	ooo	K(3,R)
ooo	ooo	ooo	ooo	ooo	ooo
N	K(N,1)	K(N,1)	K(N,3)	ooo	K(N,R)

Figura 9.34. Focalización por software. Memoria de focalización

Ejemplo 9.4

$N = 64, R = 1024, L = 128 \Rightarrow 2^{23}$ punteros = 8M con un tiempo de acceso ≈ 4 ns.

9.6.4.1. Problemas

De todo lo visto, se está ante la presencia de tres problemas claves:

- Reducir la cantidad de memoria de focalización.
- Reducir la cantidad de memoria de señal adquirida.
- Reducir la velocidad de muestreo, manteniendo una alta resolución temporal en los retardos.

En los apartados 9.5.1 y 9.5.2 habíamos visto que usando aproximación binomial se simplificaba el cálculo. En la Fig. 9.35 se muestra la ecuación exacta y la simplificada con esta aproximación. Para el ejemplo anterior se tiene:

N = 64 elementos, L = 128 líneas, R = 1024 focos/línea

Con cálculo exacto: $M = 2^{23} = 8 \text{ M}$

Con cálculo aproximado: $M = 64 \text{ K} + 8 \text{ K}$

$$r = \sqrt{R^2 + x^2 - 2xR \operatorname{sen} \theta} \approx R \left(1 + \frac{x^2}{2R^2} - \frac{x \operatorname{sen} \theta}{R} \right)$$

<p>↓</p> <p>Cálculo exacto</p> <p>$r = f(x, R, \theta)$</p> <p>No se puede reducir</p> <p>$M = N \cdot L \cdot R$</p>	<p>↓</p> <p>Cálculo aproximado</p> <p>$r \approx f_1(x, R) + f_2(x, \theta)$</p> <p>Se reduce mucho:</p> <p>$M = N \cdot R + N \cdot L$</p>
--	--

Figura 9.35. Cálculo exacto y aproximado usando la aproximación binomial

El valor de M se reduce en un factor de 10^3 .

Al utilizar la aproximación binomial para el cálculo de los retardos, se reduce la cantidad de memoria de señal adquirida. Reducir la velocidad de muestreo, manteniendo una alta resolución temporal en los retardos.

- Resolución temporal y frecuencia de muestreo

Definiendo Φ_i = Fase para focalizar el elemento i. Si tomamos μ muestras/ciclo, podemos elegir la fase $[\Phi_i]$ con una resolución $2\pi/\mu$, esto es: $[\Phi_i]_{2\pi/\mu}$. Con señales del tipo $\cos(\omega_0 t + \phi) = \cos(\Phi)$, el error de amplitud al sumar con retardos cuantificados es:

$$\varepsilon = \sum_i^N \left(\cos \Phi_i - \cos [\Phi_i]_{2\pi/\mu} \right) \quad (9.26)$$

Además, se producen interferencias constructivas en lugares inesperados (periodicidad

de muestreo), aparecen lóbulos de cuantificación.

La relación de la amplitud nominal al error cuadrático medio de amplitud por la cuantificación del retardo es [20]:

$$R = \frac{\mu \sqrt{6N}}{\pi} \tag{9.27}$$

En la Fig. 9.36 se observa que para un conjunto de ondas continuas ($N = 64$) del tipo $\cos(\omega_0 t + \phi) = \cos(\Phi)$ con valores de μ entre 2 y 64, cuáles son los valores de R.

Ejemplo 9.5

$f_0 = 5$ MHz, $f_s = 80$ MHz

Si $200 \mu\text{s}/\text{línea}$ (15 cm en medios biológicos) en cada canal se adquieren:
 $M = 200 \cdot 80 = 16.000$ muestras/canal (para cada línea).

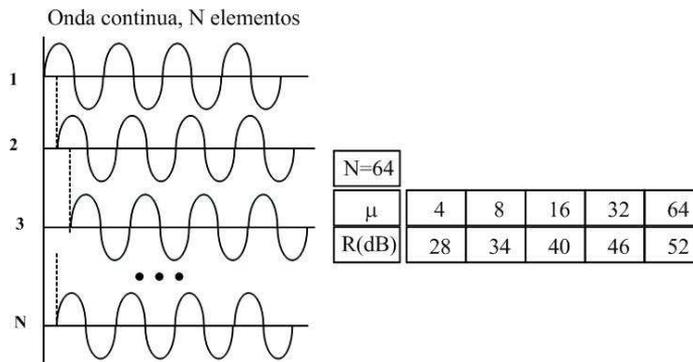


Figura 9.36. Ejemplo para un conjunto de 64 ondas continuas

El la Fig. 9.37 se resumen los inconvenientes citados.

MEMORIA datos	CONVERSION A/D	FOCALIZADOR	SISTEMA
2 x 1 M @ 12 ns	Alto costo	Alta velocidad	Alto consumo

Figura 9.37. Inconvenientes.

De lo anterior, podemos concluir que después de todo este esfuerzo, sólo se utiliza una pequeña fracción de las muestras adquiridas: aquellas que se suman para cada foco (1024 en cada canal). Esto indica que más del 90% de la información adquirida es inútil. En consecuencia, hay que utilizar métodos alternativos más eficientes con el objetivo de: Reducir la frecuencia de muestreo manteniendo una alta resolución

temporal en los retardos.

• **Arquitecturas clásicas para la conformación del haz durante la recepción**

La conformación del haz en recepción implica la realización de las siguientes operaciones sobre las señales recibidas por cada uno de los elementos del array, éstas son:

- Compensación atenuación distancia (CAD). Control de la ganancia del amplificador de entrada del sistema analógico (Consultar capítulo VI).
- Conversión analógica digital con una frecuencia de muestreo f_s de acuerdo al teorema de muestreo. Aquí, la variable discreta k , que normalmente es la relación $t \cdot f_s$, se la redondea al entero más cercano, es decir. $k = \text{round}(t \cdot f_s)$.
- Multiplicación de la señal previamente digitalizada por un factor de forma denominado “apodización” que se emplea para mejorar la forma del haz y reducir los efectos de los lóbulos laterales, a costa de ensanchar ligeramente el lóbulo principal, perdiendo un poco de rango dinámico. Para la apodización se emplean las funciones clásicas usadas en el campo del filtrado digital con el nombre de ventanas (Gaussiana, Bartlett, Hamming, Blachman, etc.)
- Aplicación de un retardo individual a cada señal, variable con el tiempo y con el ángulo de deflexión necesario, a fin de poner en fase las señales de cada canal.
- Obtener la secuencia de la suma coherente a la salida del sumador.

En la Fig.9.38 se muestra el esquema en bloques de lo arriba señalado.

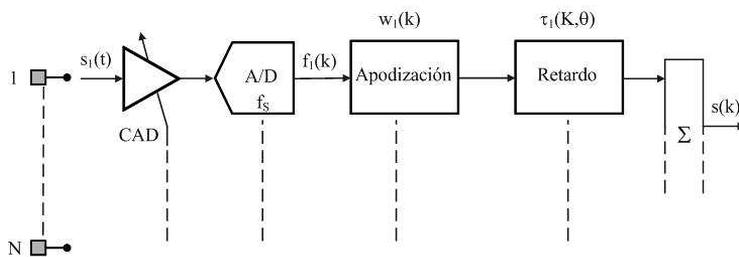


Figura 9.38. Diagrama en bloques de un conformador genérico

9.6.5. Focalización con interpolación

La interpolación facilita la obtención de una señal muestreada a una frecuencia L veces superior a la de muestreo original, que debe verificar el teorema del muestreo. En consecuencia, la señal resultante tiene una resolución temporal L veces superior a la original. Esta alternativa se desprende de la teoría de la interpolación. A continuación, ampliaremos los conceptos vertidos en el apartado 5.4.4.

Sea $x(k) = x(kT)$ la secuencia que resulta al muestrear una señal continua $x(t)$ con periodo de muestreo T que verifica el criterio de Nyquist: $T < 1/(2f_{max})$. Según la teoría

de muestreo, puede reconstruirse exactamente $x(t)$ a partir de $x(k)$.

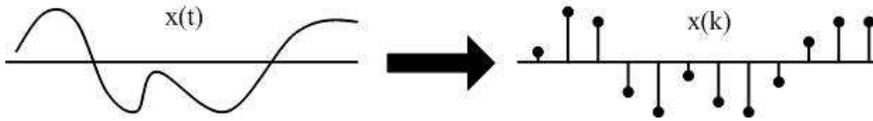


Figura 9.39. Principio del muestreo

La reconstrucción por interpolación lineal no es muy exacta. Para aproximarse a la reconstrucción ideal se emplea un FIR (filtro de respuesta impulsiva finita), multiplicando $x(k)$ con una función sinc [21], como se observa en la Fig. 9.40.

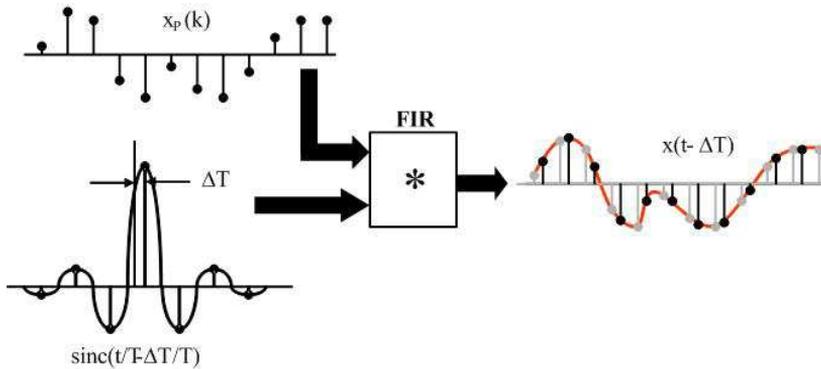


Figura 9.40. Reconstrucción de $x(t)$ a partir de $x(k)$ con FIR y función sinc

Veamos con un poco más de detalles el procedimiento de interpolación para sólo un eco. El proceso de interpolación comienza construyendo un tren de pulsos unitarios, sincronizados con los pasos por cero de la señal recibida [22,23]. Este tren de impulsos va a utilizarse como ventana de una señal $z(t)$, de forma que la señal resultante $z_w(t)$ respete la información de las transiciones y elimine la restante. La razón de esta operación es que un filtro de interpolación (filtro FIR pasa bajo y simétrico) espera encontrar una muestra no nula y $L-1$ muestras nulas cada L muestras. De este modo, la cola de $z(t)$ también se convierte a su representación impulsiva. Definiendo una señal analógica $x_a(t)$ que se muestrea a intervalos iguales de tiempo T :

$$x(n) = x_a(nT) \tag{9.28}$$

en el dominio de la frecuencia se tiene:

$$X_s(w) = \frac{1}{T} X_a(w), \quad -w_s \leq w \leq w_s \tag{9.29}$$

Si la señal muestreada se considera como una señal en tiempo discreto $x(n)$, su transformada de Fourier es:

$$X(\Omega) = \frac{1}{T} X_a\left(\frac{\Omega}{T}\right), \quad -\pi \leq \Omega \leq \pi \quad (9.30)$$

donde $\Omega = wT$.

De acuerdo a la Ecu. (9.30), el espectro de la señal interpolada con un periodo $T'' = \frac{T}{L}$ está dado por:

$$X(w) = \frac{L}{T} X_a\left(L\frac{\Omega}{T}\right) = \begin{cases} LX(L\Omega), & |\Omega| \leq \frac{w_0 T}{L} \\ 0, & \frac{w_0 T}{L} < |\Omega| < \pi \end{cases} \quad (9.31)$$

A partir de lo cual se desprende que el proceso de interpolación incrementa por un factor L ($L \geq 2$) la velocidad de muestreo (sobre muestreo) y la amplitud de la señal de entrada. El intervalo entre pulsos del tren de pulsos, viene dado por el semiperiodo de la señal:

$$T_D = \frac{1}{2f_0} \quad (9.32)$$

donde f_0 es la frecuencia del transductor relativa a la de muestreo. La primera transición se produce en $t = t_0 + t_R$, siendo t_0 el instante en que comienza el eco, y las restantes a intervalos T_D . El tren de impulsos puede representarse matemáticamente como:

$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_D) \quad (9.33)$$

donde: $\delta(t)$ representa al impulso unitario. De este modo, se tiene que la nueva secuencia es:

$$z_w(t) = d(t) z(t) \quad (9.34)$$

Es evidente que para retardos múltiplos de $T/2$, siendo T el periodo de la señal, no se detectarán ecos.

Finalmente, esta secuencia se la ingresa al filtro de interpolación, obteniendo así los valores intermedios entre muestras no nulas. Denominando $B(t)$ a la respuesta al impulso del filtro, se tiene que:

$$\hat{y}(t) = z_w(t) * B(t) \quad (9.35)$$

será una estimación del eco. Sin embargo, desde el punto de vista práctico, el proceso de reconstrucción del eco presenta dos problemas:

1. Cruces por cero. En general, los cruces por cero de la señal recibida no ocurrirán exactamente en un número entero de muestras y además, debido a factores tales como pequeños desplazamientos entre las señales, y por efectos del ruido, será muy dificultoso sincronizar el tren de impulsos con las transiciones de la traza.
2. Ceros en el interpolador. La dificultad de poder estimar con exactitud la secuencia de ceros (L) en el filtro interpolador.

Evidentemente, de las dos dificultades, la primera es la más restrictiva. Para paliar la primera se pueden realizar, entre otras, dos modificaciones a la idea original:

- Incrementar la frecuencia del tren de impulsos con el fin de lograr acercarse lo más posible a las cercanías de los cruces por cero. A partir del tren de pulsos original, generar un tren de impulsos sincronizándolo con el valor máximo de la traza. El valor máximo de la traza está indicando la posición de la traza donde la diferencia con respecto a la referencia es máxima. Por ello, al sincronizar de esta forma el tren de impulsos, se está asegurando que al menos el valor más representativo de la presencia del eco, sea capturado por el interpolador.
- Con respecto a la secuencia de ceros en el filtro interpolador, normalmente se opta por un valor de L (Ecu. 9.31) que sea un compromiso entre una suave interpolación, obteniendo el mejor factor de forma de los ecos.

La Fig. 9.41 muestra en ambiente de simulación un eco (teórico) y el inicio del proceso de interpolación ($f_0 = 5$ MHz, $f_m = 66$ MHz) [23]. Para las condiciones de simulación se tiene que el periodo de la señal en muestras (enteras) es de 7 muestras, adoptándose un periodo para el tren de impulsos de 2 muestras.

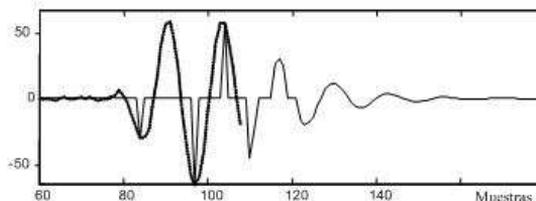


Figura 9.41. Inicio del proceso de interpolación

La Fig. 9.42 muestra el detalle de la mejora que se consigue sincronizando el tren de impulsos con el valor máximo de la traza. En la parte superior vemos el eco simulado. En la parte inferior, el resultado que evidencia el efecto de la sincronización.

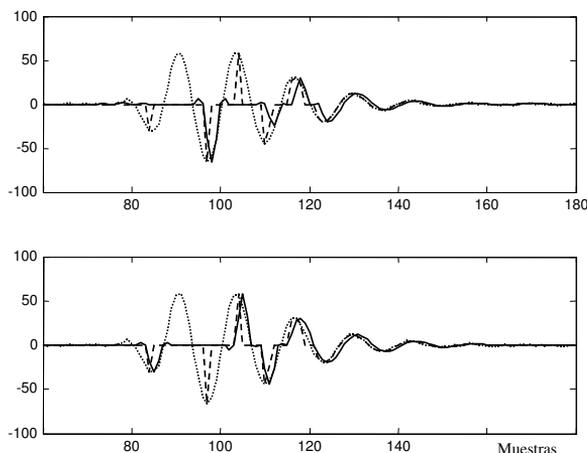


Figura 9.42. Registro superior, tren de impulsos no sincronizado. Registro inferior, con sincronismo

Si se tuviera que interpolar por ejemplo 3 puntos, se tendría a la salida del FIR la señal y_k formada por:

$$y_k = C_1 x_{k-1} + C_2 x_k + C_3 x_{k+1} \quad (9.36)$$

donde: C_1 , C_2 y C_3 representan los coeficientes del filtro los que varían dinámicamente.

Para la aplicación de esta técnica se han estudiado tres posibilidades:

1. Señales de radiofrecuencia
2. Banda base
3. Generación dinámica de retardos

9.6.5.1. Radiofrecuencia

El esquema general de focalización mediante interpolación se muestra en la Fig. 9.43. De lo anterior, una señal muestreada a intervalos $T_s = 1/f_s$ puede interpolarse para generar muestras a intervalos $T`s = 1/f_s$ introduciendo $L-1$ ceros entre cada dos muestras consecutivas [21], seguido de un filtrado pasa bajos con frecuencia de corte $f_c = f_s/2L$ y ganancia L .

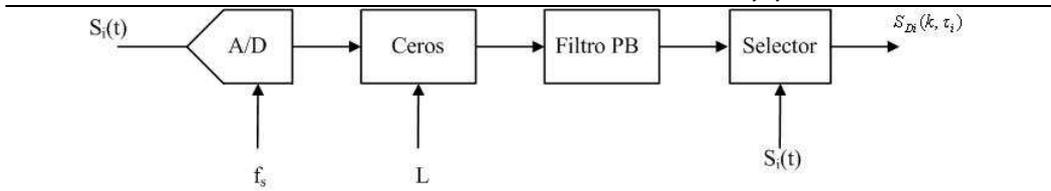


Figura 9.43. Señales de Radiofrecuencia

La señal recibida se muestrea con una frecuencia f_s de acuerdo a Nyquist. A continuación se incorporan los ceros (L) cada dos muestras y se la introduce al filtro pasa bajos. Como resultado de las operaciones, la señal de salida queda interpolada a una frecuencia $L f_s$. Finalmente, un selector elige una de cada muestra interpoladas para obtener la señal retrasada, que corresponde al retardo a aplicar para el foco actual.

Como se observa, esta metodología necesita de una arquitectura de hardware bastante complicada, siendo el elemento más conflictivo el filtro pasa-bajos debido a las operaciones que debe realizar a alta frecuencia. Se han estudiado formas de paliar este inconveniente. La que mejor resultado ha dado es cambiar de lugar el filtro pasa bajos a la salida del sumador, esto es un solo filtro para todo el sistema. Como el filtro es común a todos los canales, puede ser de mayor orden, logrando disminuir el error en la interpolación.

9.6.5.2. Banda base

En este caso se obtiene una señal analítica

$$y(k) = I(k) + jQ(k) \quad (9.37)$$

Compuesta de una señal en fase $I(k)$ y de otra en cuadratura $Q(k)$, a partir de la señal de entrada, es decir:

$$\begin{aligned} I(k) &= s(k) = A(k) \cos(w_0 k + \varphi) \\ Q(k) &\approx A(k) \text{sen}(w_0 k + \varphi) \end{aligned} \quad (9.38)$$

Donde $w_0 = 2 \pi f_R/f_S$ representa la frecuencia angular de la señal recibida, normalizada a la frecuencia de muestreo (f_R/f_S) y k representa el tiempo en los instantes de muestreo $t = k T_S$. La secuencia $Q(k)$ puede obtenerse si el muestreo de $s(t)$ se realiza a una frecuencia $f_S = 4 f_R$ dando $w_0 = 2 \pi f_R/f_S = \pi/2$:

$$I(k-1) = A(k-1) \cos(w_0 k + \varphi - \pi/2) \approx A(k) \text{sen}(w_0 k + \varphi) = Q(k) \quad (9.39)$$

Es decir, cada muestra en fase va seguida de una muestra en cuadratura. La interpolación se realiza introduciendo desfasajes $\cos(w_0 k + \varphi - \pi/2)$, siendo L el

factor de sobremuestreo, resultando:

$$\begin{aligned} I(k, l) &= A(k) \cos(w_0(k + l/L) + \varphi) \\ Q(k, l) &= A(k) \text{sen}(w_0(k + l/L) + \varphi) \end{aligned} \quad (9.40)$$

La expresión anterior se denomina interpolación en banda base y normalmente se realiza con un rotador CORDIC [24], que simplifica su implementación en hardware. En la Fig. 9.44 se muestra el esquema de este método de interpolación para un solo canal.

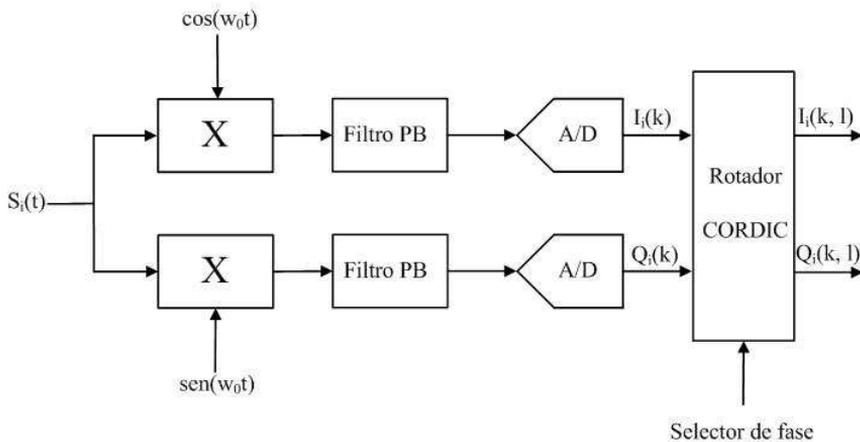


Figura 9.44. Esquema en bloques de la interpolación en banda base

CORDIC es un acrónimo de Coordinate Rotation Digital Computer (Rotación de coordenadas mediante el uso de un computador digital). El algoritmo original fue propuesto por primera vez por Jack Volder en el año 1959, con el propósito de calcular funciones trigonométricas mediante la rotación de vectores. Fue desarrollado en el departamento de Aeroelectrónica de la firma Conviar, para substituir una parte de un computador analógico de navegación del bombardero B-58. Posteriormente, en la firma Hewlett-Packard se generalizó el algoritmo, permitiendo calcular funciones hiperbólicas, exponenciales, logarítmicas y operaciones básicas de multiplicación, división y raíz cuadrada. La rotación de vectores puede utilizarse a su vez para conversión de sistemas de coordenadas (cartesiano a polar y viceversa). Actualmente, el algoritmo se implementa en el interior de un FPGA mediante programación VHDL. Si se compara este método con el de Radiofrecuencia, éste presenta la ventaja de permitir reducir, la frecuencia de muestreo prácticamente a la de la señal $f_s \cong f_R$, ya que las señales en fase y en cuadratura contienen toda la información necesaria para obtener la envolvente o amplitud de la señal. El mayor inconveniente de la implementación de este método es que se necesita un rotador CORDIC por cada canal, que complica el hardware.

9.6.5.3. Generación dinámica de retardos

Esta técnica tuvo sus orígenes usando arquitectura analógica. Como vimos en el apartado 9.5.3, los retardos se generaban usando una línea de retardos y un multiplexor (Figs. 9.20 y 9.21), controlados mediante un control de focalización dinámica. Si en la Ecu. (9.24) eliminamos el tiempo de propagación, la expresión queda formada por el término que define el retardo de focalización y el segundo por el retardo de deflexión del haz:

$$\tau_n = \frac{1}{C} \left[\frac{x^2}{2R} - x \operatorname{sen} \theta \right] \quad (9.41)$$

El primero, depende en forma parabólica de la distancia del elemento al centro del array y de la profundidad. El segundo término, depende de la orientación del foco respecto a cada elemento del array. Por todo esto, la expresión (9.41) también indica que los retardos de focalización dinámica decrecen con el tiempo, que redundaría en una simplificación del sistema. También vimos en el mismo apartado, que la ventaja de la simplificación traía una reducción considerable de la memoria de los retardos. Entonces, si se parte de un número m_0 que selecciona la salida de una etapa de retardo más alejado de la entrada, el control de focalización dinámica debe determinar el instante de tiempo en el que ha de eliminarse una etapa de retardo, simplemente reduciendo en una unidad el valor de m . Normalmente, la resolución temporal (T_s) es igual al periodo de muestreo, así que, para alcanzar una resolución temporal adecuada y conseguir el mayor rango dinámico posible en la imagen, se debe descomponer el retardo total en dos etapas, una de retardo grueso según el procedimiento descrito, seguida de otra de retardo fino. En la Fig. 9.36 se muestra el esquema usado para focalización con técnicas digitales convencionales (Fig. 9.45) con la separación de los retardos. Para el control de los retardos, se han propuesto un sin número de métodos que pueden agruparse en dos opciones:

- Basados en tablas
- Basados en calculadores

Los primeros, se basan en la generación de una tabla formada con ceros y unos con una entrada por cada muestra, que determinan si el valor de m debe reducirse en una unidad o no para la muestra actual. La mayor limitación reside en que necesita una gran cantidad de memoria de focalización. La segunda, se basa en circuitos que permiten aproximar la expresión (9.25) mediante dispositivos lógicos, para realizar los cálculos en tiempo real y usar menos memoria. Si se combinan, permiten aprovechar las ventajas y disponibilidad de dispositivos como los FPGA.

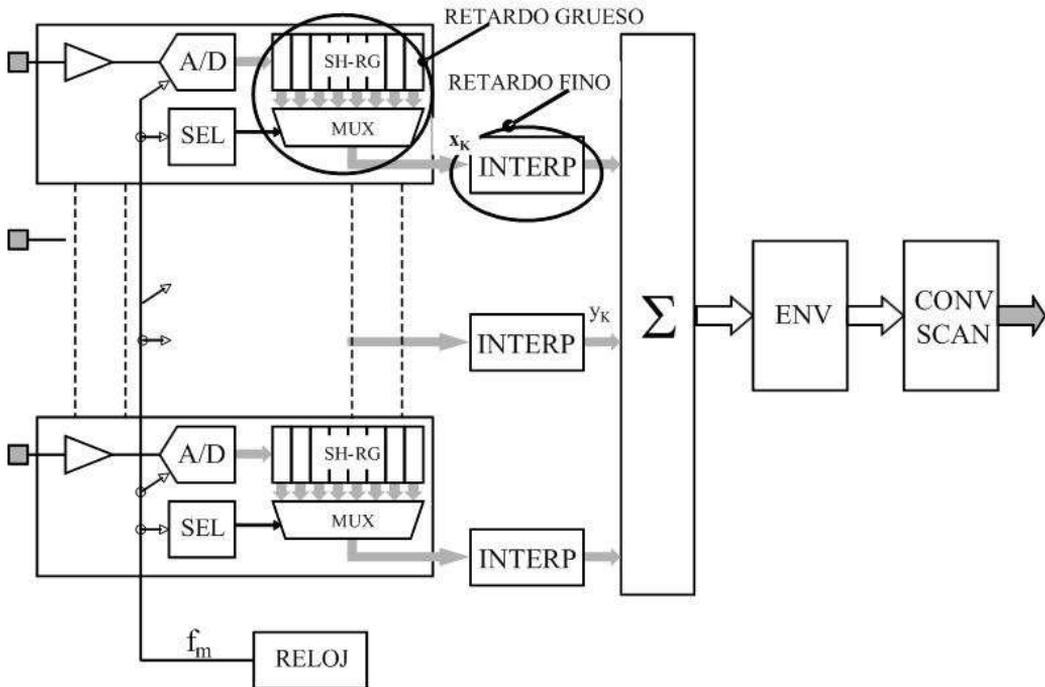


Figura 9.45. Generación dinámica de retardos

9.6.5.4. Técnicas de Muestreo Selectivo (TMS)

Hasta ahora, las aproximaciones estudiadas realizan el muestreo regular de los haces de ultrasonido, sin tener en cuenta el proceso de visualización. En muestreo selectivo, en lugar de retrasar las señales, se adquieren las muestras en el instante de llegada desde cada foco a cada elemento, se almacenan y se suman ordenadamente. El reloj de muestreo de cada canal de frecuencia NO UNIFORME, determina los instantes de adquisición:

$$T_{CLK}(x, R, \theta) = T_A + \frac{1}{C} \left[\frac{x^2}{R} - 2x \operatorname{sen} \theta \right] \quad (9.42)$$

Esta técnica se basa en el elemento denominado digitalizador selectivo (TMS), formado por una cadena de convertidores A/D encadenados de alta frecuencia de muestreo, una memoria RAM para validación de las muestras (MSEL), una segunda memoria RAM (MPRO) de selección de la función de procesamiento, un elemento lógico de procesamiento y control y un FIFO de salida donde se almacenan transitoriamente los resultados para su transmisión a la visualización. Para cada muestra adquirida, MSEL indica con un bit si debe ser ignorada o ser entregada al módulo TMS. El contenido de MPRO indica, de forma codificada, el destino de cada muestra entregada por el bloque anterior:

- Transferir la muestra al FIFO de salida.
- Guardarla en un FIFO local para un posterior procesamiento.
- Utilizar la muestra actual como segundo argumento de una operación de interpolación con el contenido del FIFO local, suministrando el resultado al FIFO de salida.

El diagrama en bloques básico de TMS se muestra en la Fig. 9.46.

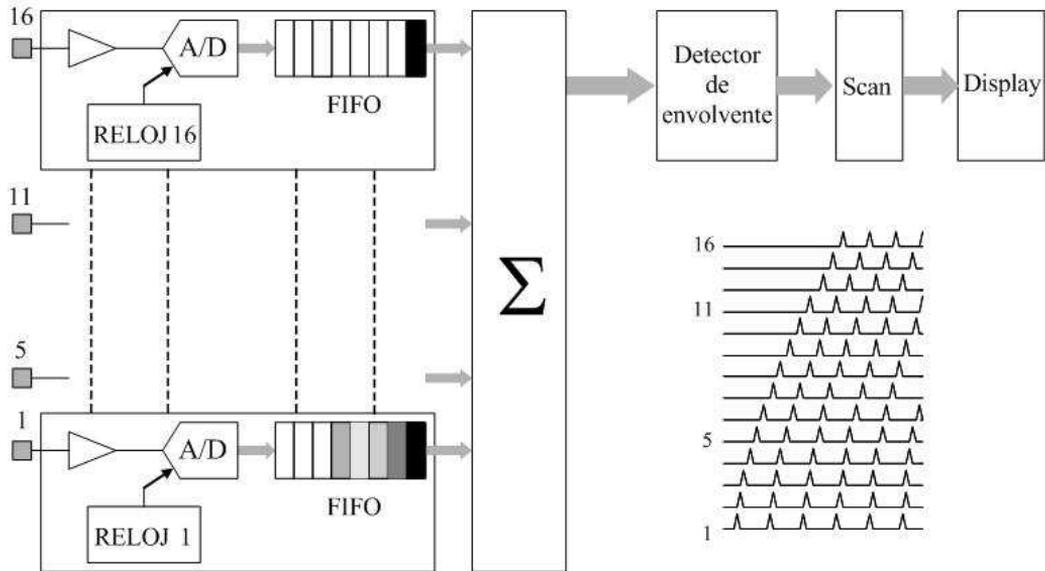


Figura 9.46. Diagrama en bloques de la técnica TMS

A los fines de simplificación, se han concentrado los dos FIFOs en uno. El lector que desee profundizar el hardware, puede consultar entre otras la referencia [8]. En la Fig. 9.47 se muestra el detalle del elemento MSEL y en la Fig. 9.48 el registro conteniendo los 1 o 0 que le indican al FIFO si la muestra actual debe o no tenerse en cuenta.

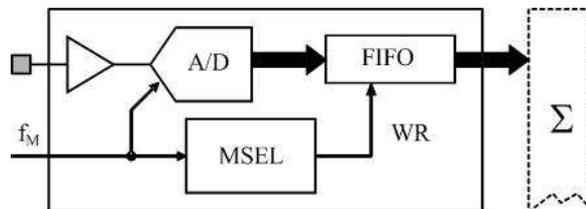


Figura 9.47. Esquema en bloque del digitalizador y actuación de MSEL

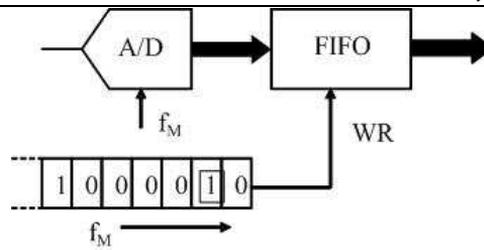


Figura 9.48. Detalle de la selección de muestras

Resumiendo:

Para cada canal hay una memoria MSEL que indica las muestras que se toman. Se opera en alta frecuencia de muestreo (f_M) lo que proporciona una gran resolución de retardos. Esta técnica presenta el inconveniente de una mayor complejidad del digitalizador respecto de las anteriormente vistas [25].

9.7. Elementos de simulación

Si bien la simulación del campo acústico es un tema que supera ampliamente los alcances de esta obra, a continuación mostraremos mediante una serie de ejemplos simples, cómo puede visualizarse el campo radiado por un emisor simple o por un array. Esto es muy útil no sólo para mostrar gráficamente cómo se distribuye el campo acústico a los fines del estudio, sino también como herramienta de diseño.

9.7.1. Monopolo

Se trata del caso más simple que también se lo cita en los libros de física con el nombre de esfera vibrante, radiador de orden cero o fuente monopolar, entre otras. Es una esfera ideal de radio a que vibra a una determinada frecuencia produciendo ondas omnidireccionales de presión en el medio donde se encuentra. Como se vio en el apartado 9.2.1, la presión en un punto del espacio producida por una fuente de ultrasonido monopolar, puede expresarse como:

$$p(r) = \frac{A}{r} e^{-jkr} \quad (9.43)$$

donde A es la amplitud máxima de la oscilación, r la distancia del frente de onda al punto de interés y k el número de onda. A continuación en la Fig. 9.49 se muestra el código de simulación.

```
%C= velocidad del sonido en el medio considerado, f0 = frecuencia del emisor, fm =  
%frecuencia de muestreo, k = número de onda, gN = número de puntos de  
%discretización del espacio  
function [p]=monopolo(np,C,fo,fm)  
f = fo/np;  
%-----  
% grilla de puntos  
x0=0;  
y0=np/2;  
[x,y]=meshgrid(-np/2:np/2);  
jwt=sqrt(-1)* 2*pi*f* 0;  
k = 2*pi*f/c;  
r = sqrt(x.^2+y.^2);  
p1 = exp(jwt-k*r);  
%Graficacion  
imagesc(abs(p1)), axis equal; title('Monopolo')
```

Figura 9.49. Código simulación monopolo

Ejemplo 9.6

Simular el campo de presión para el caso de una fuente monopolar que oscila a una frecuencia f_0 de 100 Hz en aire.

Para este caso se elige una frecuencia de muestreo f_m igual a $10 \cdot f_0$ y el número de puntos de la grilla de discretización del espacio se adopta en 400 puntos. Entonces:

```
monopolo(400,344,100);
```

El resultado de la simulación se observa a continuación.

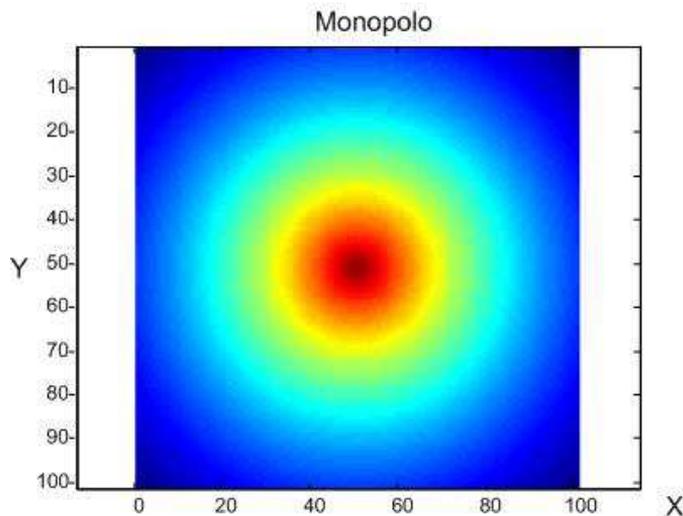


Figura 9.50. Simulación campo acústico de un monopolo

9.7.2. Dos fuentes monopolares

En este caso procedemos de forma similar al anterior teniendo en cuenta la expresión (9.2), donde hay que tener en cuenta la separación d entre las dos fuentes y la fase con que interfieren. Las diferencias con el código para el monopolo son: se define una variable $deltaphi$ para variar la diferencia de fase (en términos de λ), de forma similar, con " sep " se usa para variar la distancia entre cada monopolo. Con Lx se puede variar la longitud del campo de trabajo. A continuación se observa el código.

```
function [x,y,p1,p2] = bipolo2(c,fo,Lx,np,n,sep)
deltaphi=n*pi/2; % diferencia de fase entre p1 y p2
lambda = c/fo; % longitud de onda
x0=sep*lambda;
y0=0;
xmin = -Lx/2;
xmax = Lx/2;
Fm = np/Lx; % frecuencia de muestreo del espacio
[x,y]=meshgrid(xmin:1/Fm:xmax); % grilla de puntos
wt= 2*pi*fo*0;
k = 2*pi*f/c;
r = sqrt((x+x0/2).^2+(y+y0/2).^2);
p1 = exp(1j*(wt- k*r + 0*pi))./r; % monopolo
rp = sqrt((x-x0/2).^2+(y-y0/2).^2);
p2 = exp(1j*(wt-k*rp + deltaphi))./rp; % monopolo desplazado
p = p1+p2;
figure(1); imagesc(xmin:1/Fm:xmax,xmin:1/Fm:xmax,log(abs(p)))
axis equal; title('Bipolo'); xlabel('X'); ylabel('Y');
```

Figura 9.51. Código simulación dos fuentes monopolares

Ejemplo 9.7

Simular el campo de presión para el caso de dos fuentes monopolares separadas a una de 0.3λ , 0.5λ , 0.6λ , y λ que oscilan a una frecuencia de 40 kHz, sumergidas en aire y diferencia de fase igual a cero.

```
bipolo2(344,40e3,0.2,2003,0,0.1);
bipolo2(344,40e3,0.2,2003,0,0.3);
bipolo2(344,40e3,0.2,2003,0,0.5);
bipolo2(344,40e3,0.2,2003,0,1);
```

Los resultados de la simulación se observan en la Fig. 9.52. Debido a que se supone que el medio es aire y teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo es de 40 kHz, se adopto Lx en 20 cm.

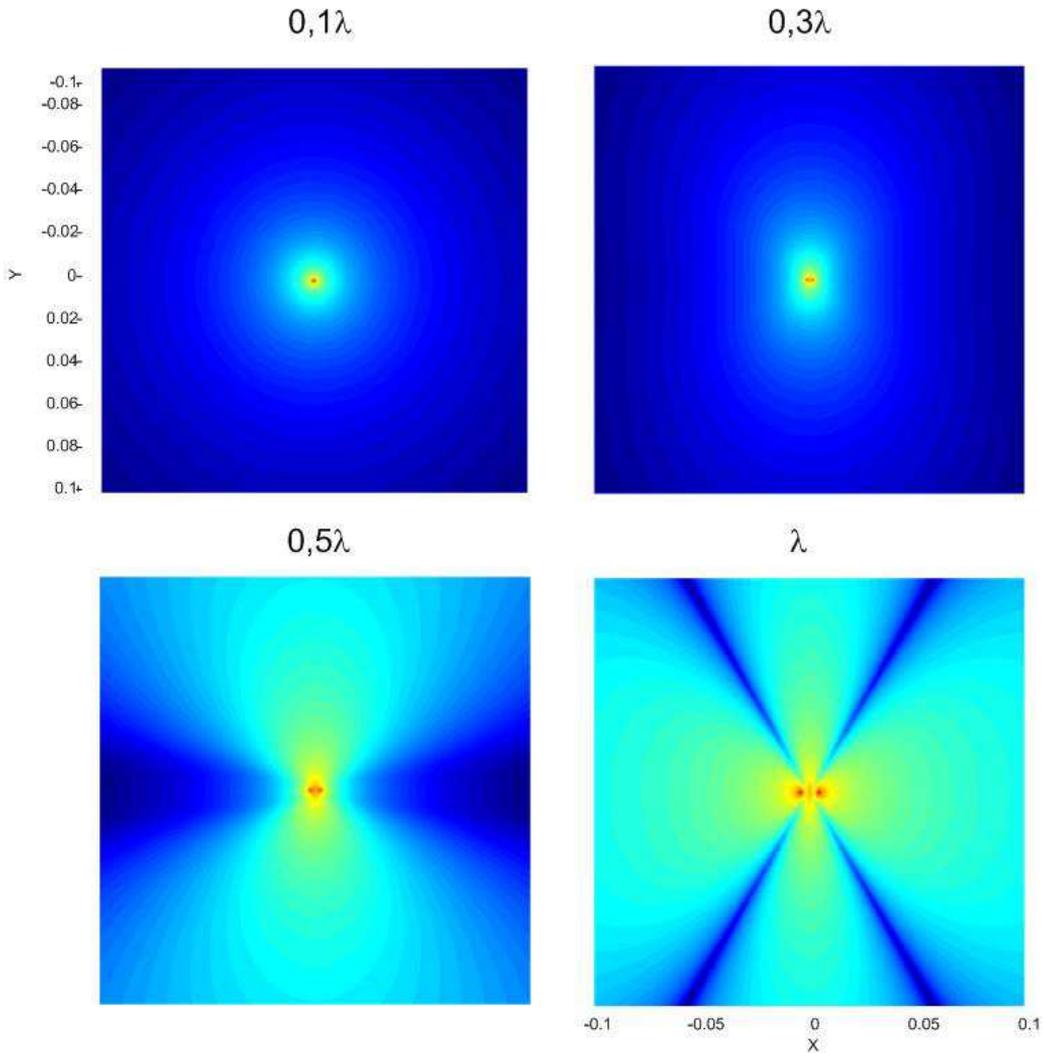


Figura 9.52. Resultado de la simulación de dos fuentes monopulares separadas a 0.1λ , 0.3λ , 0.5λ y λ y diferencia de fase 0

Ejemplo 9.9

Repetir el ejemplo anterior para una diferencia de fase de $3/2 \pi$

bipolo2(344,40e3,0.2,2003,3/2,0.1);

bipolo2(344,40e3,0.2,2003, 3/2,0.3);

bipolo2(344,40e3,0.2,2003, 3/2,0.5);

bipolo2(344,40e3,0.2,2003, 3/2,1);

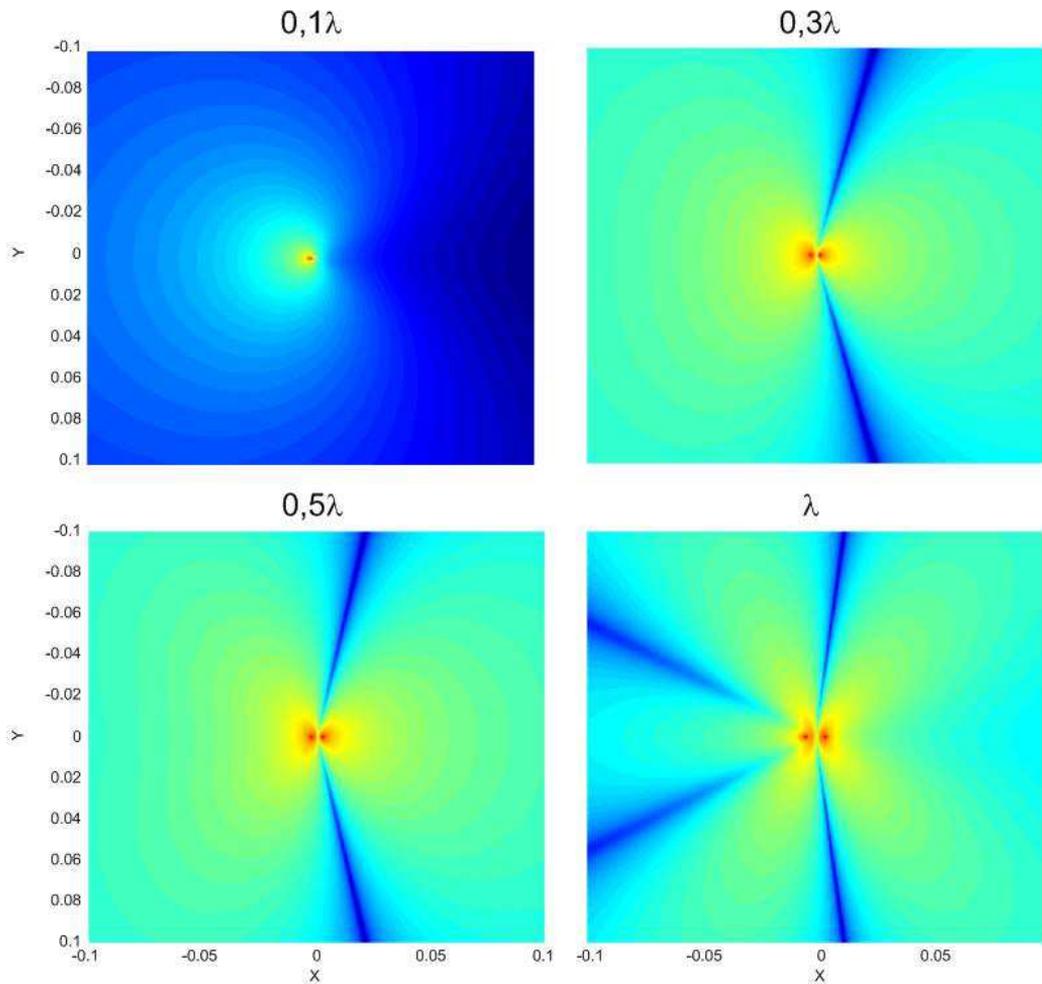


Figura 9.53. Simulación de dos fuentes monopulares separadas a $0,1\lambda$, $0,3\lambda$, $0,5\lambda$ y λ y diferencia de fase de $3/2 \pi$

9.7.3. Array

A continuación veremos dos ejemplos: uno de focalización sobre el eje axial y uno de focalización y deflexión a un punto arbitrario. Para ello, nos basaremos en la siguiente función denominada array como se muestra en la Fig. 9.54. N es el número de elementos del array, $sepi$ es el factor de separación entre cada elemento, f la frecuencia de trabajo, con dir la dirección, np el número de puntos de la grilla, R el radio desde el elemento al foco.

```
function [phi ] =array(N,sepy,R,c,f,Lx,condir,gN,dy,xe)
xe = 0;
l = 3e-3; % ancho del transductor (m)
lambda = c/f; % longitud de onda
deltay=sepy*lambda;
xmin = -Lx/4;
xmax = Lx*3/4;
ymin = -Lx/2;
ymax = Lx/2;
Fse = gN/Lx; % frecuencia de muestreo del espacio
[x,y]=meshgrid(xmin:1/Fse:xmax,ymin:1/Fse:ymax); % grilla de puntos
w= 2*pi*f;
k = 2*pi*f/c;
p=x*0; % inicializo la presión en cada punto
for i=1:N
r = sqrt((x-xe).^2+(y+deltay*N/2-deltay*i).^2); % distancia cada punto al elemento i
thet = atan2((y+deltay*N/2-deltay*i),(x-xe));
if condir
    dir = ( sin(pi*l/lambda*sin(thet))./(pi*l/lambda*sin(thet)) );
else
    dir=1; % omni
end
phi(i) = (sqrt(R(1).^2+(R(2)-deltay*i+deltay*N/2).^2)-sqrt(R(1).^2+R(2).^2))/c;
p = p + dir.*exp(1j*(w*phi(i) - k*r ))./r; % acumulador
end
figure(1)
imagesc(xmin:1/Fse:xmax,ymin:1/Fse:ymax,log(abs(p)))
axis equal; hold on
plot(R(1),R(2),'or'); plot(0,(-N/2:N/2)*deltay,'b')
hold off
```

Figura 9.54. Código simulación para un array

Ejemplo 9.10

Simular la distribución del campo acústico de un array de 4 elementos apoyado sobre una placa de aluminio, que trabaja a una frecuencia de 1 MHz.

a- Focalizando sobre el eje. b- Focalizando en el punto $R=[0.1 \ 0.05]$. c- Para las mismas condiciones, para 16 elementos focalizando sobre el eje y d- Focalizando para el punto $R=[0.1 \ 0.05]$.

Entonces:

```
array(4,[0.1 0.0]);
array(4,[0.1 0.05]);
array(16,[0.0 0.0]);
array(16,[0.0 0.05]);
```

El resultado de la simulación se muestra a continuación en la Fig. 9.55.

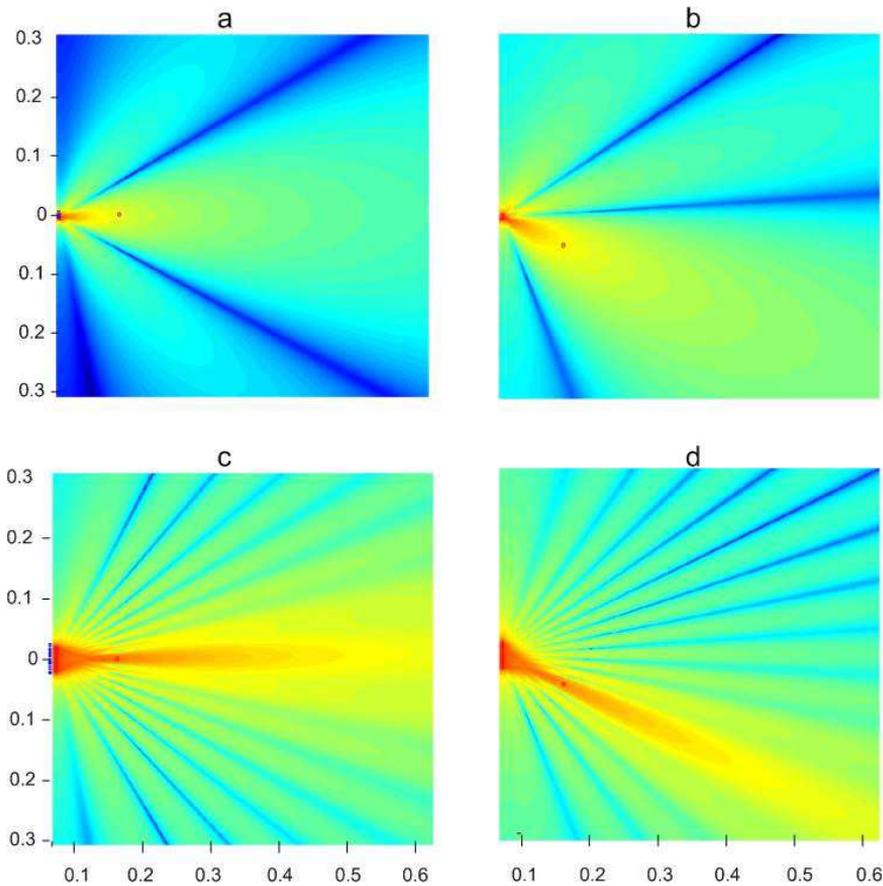


Figura 9.55. Resultado de la simulación. a- $N = 4$, $R = [0,1 \ 0,0]$, b- $N = 4$, $R = [0,1 \ 0,05]$, c- $N = 16$, $R = [0,1 \ 0,0]$, d- $N = 16$, $R = [0,1 \ 0,05]$

El lector interesado en herramientas de simulación gratuitas y de libre acceso, puede ingresar a los sitios web indicados en [28,29,30].

Con respecto a las simulaciones anteriores es importante hacer las siguientes aclaraciones: en primer lugar como elementos activos del array se usó un elemento circular y no rectangular, como sucede en la realidad. En segundo lugar, el campo acústico generado fue senoidal y no pulsado. Finalmente, no se empleó apodización.

9.8. Ejemplo de array en una aplicación específica

9.8.1. END

En el campo de los END las aplicaciones de los arrays son muy diversas, una de ellas es la inspección de la interfaz acero-hormigón en el área de la extracción de petróleo.

El tubo de acero por donde se extrae el petróleo está protegido por una camisa de hormigón. Por diversas razones estructurales la camisa o el tubo pueden deteriorarse, poniendo en riesgo la operación de extracción, razón por la cual es necesario realizar una inspección cada cierto tiempo. De acuerdo a las normativas, se realizan en forma simultáneas dos ensayos, usando pulso-eco y la técnica “Pitch & Catch” (ver capítulo VII) empleándose un array 2D para obtener la imagen de la interfaz acero-cemento. En la Fig. 9.56 se muestra un esquema elemental de lo citado. Para realizar la inspección se introduce el array en el interior del tubo, se lo lleva hasta el final del tubo (puede llegar a ser de una longitud de hasta 10 km) y se comienza a levantar a medida que se toman las mediciones hasta llegar a la superficie.

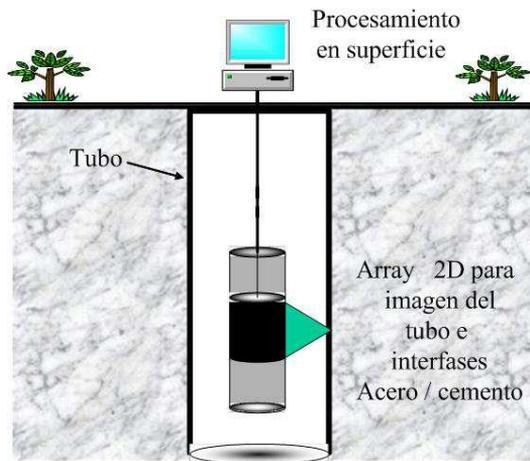


Figura 9.56. Esquema de la inspección de la interfaz acero-cemento

Por razones obvias, el array es de tipo cilíndrico y la deflexión del haz es en forma cónica como se observa en la Fig. 9.57. Para este caso, el cono está formado por sub array de 10 por 14 elementos, con una altura de 30 mm. Para la técnica de Pitch & Catch se necesita de dos array, uno para focalizar la emisión y otro la recepción, resultando en total 3 arrays. Pero, debido a que uno de los arrays puede emplearse para pulso-eco y para emisión, sólo son necesarios dos, tal como se indica en la Fig. 9.58.

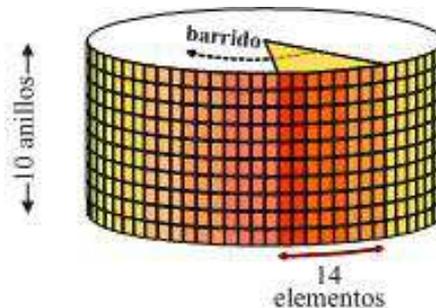


Figura 9.57. Ejemplo de array cilíndrico

El esquema del montaje final como las dimensiones de la zonda incluidas las medidas de la electrónica se ven en la Fig. 9.59.

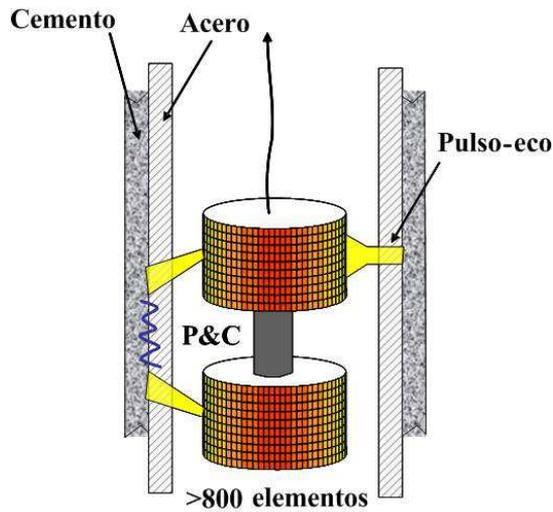


Figura 9.58. Esquema de los arrays para pulso-eco y Pitch & Catch

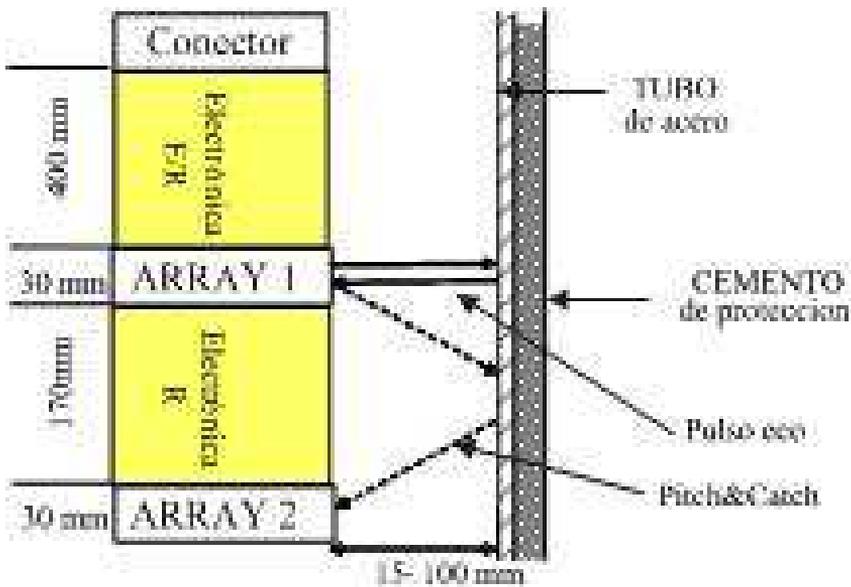


Figura 9.59. Disposición de los array y electrónica

9.8.2. Medicina

En la Fig. 9.60 se muestra un ejemplo de simulación de imágenes en modo B usando la técnica de Phased Array. Se trata de un software que corre bajo plataforma Matlab y es de distribución gratuita [28]. La imagen de la izquierda muestra la simulación de un phantom. Es decir, un cuerpo que simula un objeto que es enfocado por el array. En el centro, la imagen modo B a la salida del array. A la derecha, filtrando armónicas.

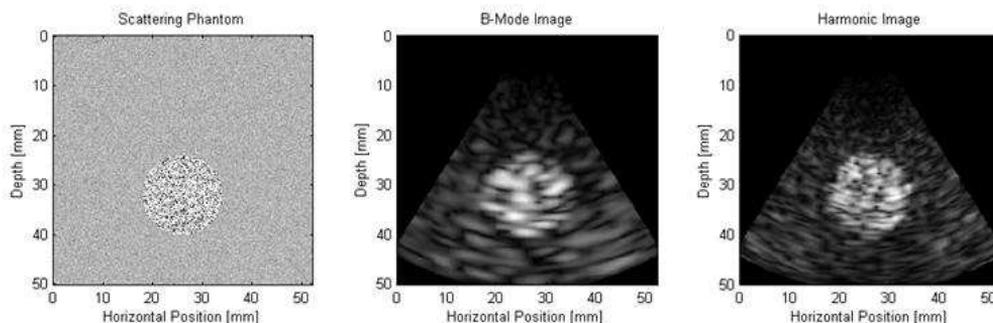


Fig. 9.60. Ejemplo de Phased Array

El software permite al usuario modificar los parámetros de la simulación, tales como, frecuencia de muestreo, frecuencia de trabajo, número de puntos y separación de los mismos en la grilla, apertura de la imagen, ángulo de barrido, etc.

9.9. Resumen del capítulo

Los parámetros básicos de un array son las resoluciones axial y lateral, el rango dinámico-SNR y otros parámetros que tienen que ver con las técnicas empleadas para obtener la mejor focalización posible. Estos están relacionados con dos aspectos, la cerámica propiamente dicha y la electrónica empleada para el control del array. La cerámica impone por un lado el ancho de banda y el tamaño de la apertura, es decir la resolución axial y lateral son funciones. Por otro, el rango dinámico conjuntamente con la SNR que se relacionan con los lóbulos laterales. La electrónica es responsable de la resolución lateral en lo que respecta a la focalización, en el rango dinámico y en la SNR con lo que se denomina resolución temporal y en la ausencia de artefactos, como son los lóbulos de rejilla.

Ya sea para la focalización en emisión como en recepción, el concepto es, por medio de retardos, emular a una lente óptica arbitraria mediante el uso de los mismos. La focalización es relativamente simple ya que se trata de retrasar una señal digital (pulso). En cambio, la focalización en recepción es bastante más compleja ya que además de retrasar múltiples señales analógicas se debe conservar sus parámetros de forma, amplitud, frecuencias, entre otras.

En principio hay dos sistemas básicos para generar una imagen ultrasónica usando

arrays, los denominados barridos lineal y sectorial (Phased Arrays). El primero, el más simple de generar, se basa en la hipótesis de que no se realiza la deflexión del haz y consiste en excitar simultáneamente a pocos elementos del array, trabajando en coordenadas cartesianas. Presenta el inconveniente de que el tamaño de la abertura es fija. Para su implementación necesita disponer de N pulser, uno por cada elemento del array y de un solo conversor AD. En el caso de focalización en recepción, es necesario contar con N conversores AD. Los segundos, permiten la deflexión del haz estando todos los elementos activos logrando cubrir mayor área con menor apertura. En este caso es necesario contar con N pulser y N conversores AD, con un sistema de deflexión y focalización para la emisión y otro para la focalización en recepción, ambos realizados en ambiente de software. Las técnicas confocales permiten optimizar la focalización dinámica tanto en emisión como en recepción, a costa de importantes esfuerzos de software.

La apodización es necesaria ya que permite mejorar la forma del haz y reducir los efectos de los lóbulos laterales ensanchando ligeramente el lóbulo principal perdiendo un poco de rango dinámico. Las funciones clásicas usadas en el campo del filtrado digital con el nombre de ventanas (Gaussiana, Bartlett, Hamming, Blachman, etc.) permiten mejorar la calidad de la imagen.

Existe un conjunto de diferentes procedimientos electrónicos para realizar la focalización dinámica en recepción: Técnicas analógicas, digitales convencionales, mixtas, Apertura Sintética (SAFT), de Muestreo pasa-banda e interpolación y de Muestreo Selectivo (SST). Cada una presenta ventajas y desventajas y de una simple estructura electrónica a estructuras de elevada complejidad. Dependiendo de la aplicación específica el diseñador deberá adoptar la que mejor cumpla con las especificaciones. El lector interesado en profundizar sobre este tema puede consultar las referencias [3,8,10,11,12,14,25,26] al final del capítulo.

9.10. Preguntas y Problemas propuestos

9.10.1. Obtener el diagrama de radiación para dos fuentes puntuales separadas por $\lambda/2$, 2λ , $3\lambda/2$, λ . ¿Qué sucede para una separación mayor a $\lambda/2$?

9.10.2. Con los resultados del problema anterior, obtener LL, LP, LR.

9.10.3. Para un array de $N = 128$ elementos, $d = \lambda/2$ (0,25 mm), ($D=16$ mm), foco a $R = 80$ mm. $c = 6200$ m/s (medios metálico, aluminio) y deflexión $\theta_{MAX} = 35^\circ$. Calcular T_A , T_P y T_X .

9.10.4. Para una imagen sectorial de un array lineal con 256 líneas, $R = 2056$ muestras/línea, $N = 128$, a 55 imágenes/s. Calcular la capacidad de procesamiento.

9.10.5. Realizar el diagrama en bloques para un sistema de emisión usando en la

técnica confocal basado en cuatro disparos.

9.10.6. Explicar qué criterio usa en la apodización para la selección de una ventana Gaussiana, Bartlett, Hamming y Blachman. Justifique la respuesta.

9.10.7. Realizar el esquema en bloques genérico de un rotador CORDIC para interpolación en banda base.

9.10.8. Realizar el esquema en bloques de las secuencias de una unidad de control para aplicarlo a la técnica TMS (usar como referencia la Fig. 9.46).

9.10.9. Desde el punto de vista de la focalización, ¿cuál es la diferencia entre un array lineal y un array sectorial circular de la Fig. 3.33?

9.10.10. ¿Cómo se aplica el concepto de campo cercano cuando se trabaja con arrays?

9.10.11. Simular la distribución del campo acústico de un array de 4 elementos que se encuentra sumergido en agua y que trabaja a una frecuencia de 2 MHz, focalizando sobre el eje.

9.10.12. Repetir el problema anterior para un array de 8 y 16 elementos. Obtenga conclusiones.

9.10.13. Repetir el problema 9.10.11, focalizando a 60°

9.10.14. Repetir el problema 9.10.12, focalizando a -40° .

9.10.15. En referencia a un sistema de barrido sectorial (Fig. 9.14), ¿de qué está formado el interior de los bloques deflexión y focalización en emisión y focalización en recepción?

9.10.16. Si se tuviera que diseñar un sistema de barrido simple (Fig. 9.12) para un array de 8 elementos que trabaja a una frecuencia de 2 MHz, ¿qué características eléctricas y frecuenciales deberían cumplir los excitadores, el multiplexer (SEL), los amplificadores de entrada y el conversor AD?

9.10.17. Para un array de 8 elementos que trabaja a 1 MHz apoyado sobre una pieza de aluminio de 5 cm de espesor. Generar los retardos necesarios para focalizar sobre el eje a una distancia de 4 mm. Graficar la evolución de las ondas.

9.10.18. Elegir una de las simulaciones del ejemplo 9.10 y aplicar al resultado apodización mediante ventanas: Gaussiana, de Bartlett, de Hamming y de Blachman. Obtener conclusiones.

9.11. Referencias

- [1]- Kinsler. Fundamentos de Acústica. Editorial Limusa, 1995.
- [2]- Roeder, Mecánica Elemental. Editorial Eudeba, 1980.
- [3]- Yago Gómez-Ullate Ricón. Estudio de Sistemas Ultrasónicos basados en Multitransductores para la Detección de Defectos en Estructuras tipo Placa. Tesis Doctoral, Univ. Politécnica de Madrid, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, 2007.
- [4]- Mark S. Ureda. Line Arrays: Theory and Applications Audio Engineering Society. Convention Paper Presented at the 110th Convention 2001 May 12–15 Amsterdam, The Netherlands.
- [5]- M. Urban, C. Heil, P. Baumen. Wavefront Sculpture Technology. Audio Engineering Society Convention Paper Presented at the 111th Convention 2001 September 21–24 New York, NY, USA.
- [6]- Naidu, S. Prabhakar. Sensor Array Signal Processing. CRC, Pres. 2000.
- [7]- Parrilla Romero, M. Conformación de Haces Ultrasónicos mediante Muestreo Selectivo con Codificación Delta. Tesis doctoral, Facultad de Informática, Universidad Politécnica de Madrid, 2004.
- [8]- Camacho Sosa Días, J. Imagen Ultrasónica por Coherencia de Fase. Tesis doctoral. Facultad de Ciencias Físicas, Sección Departamental de Arquitectura de Computadores y Automática (Arquitectura y Tecnología de Computadores e Ingeniería de Sistemas y Automática), Universidad Complutense de Madrid, 2011.
- [9]- Yago Gómez - Ullate Ricón. Estudios de Sistemas Ultrasónicos Basados en Multitransductores para la Detección de Defectos en Estructuras Tipo Placa. Tesis doctoral. Escuela Superior de Ingenieros Industriales, Universidad Politécnica de Madrid 2007.
- [10]- Godoy Vilches, G. Metodología de Diseño de Arrays Bidimensionales de Geometría Anular para la Generación de Imagen Ultrasónica Volumétrica. Tesis doctoral. Departamento de Electrónica, Escuela Universitaria Politécnica, Universidad de Jaén, 2004.
- [11]- Camacho, J., Fritsch, C., Parrilla, M., Ibañez, A. Modular System for Real Time Image Generation with Ultrasound Arrays. IBERSENSOR 2006. Montevideo, 27-29 de septiembre de 2006.

- [12]- Camacho, J., Ibañez, D., Pereyra, O., Canetti, R. Negreira, C. USON II - Sistema de Emisión y Recepción de Señales de Ultrasonido para Arrays de Elementos Piezoeléctricos. IBERSENSOR 2006, Montevideo, 27-29 de septiembre de 2006.
- [13]- Martínez, O., Parrilla, M., Camacho, J., Ibañez, D., Fritsch, C., Gómez-Ullate, L. 2D cylindrical array beamforming architecture based on Sigma-Delta Modulation. IBERSENSOR 2006, Montevideo, 27-29 de septiembre de 2006.
- [14]- Acevedo, P., Sotomayor, A., Calas, H., Mispalma, F. Estudio de la Formación de Imágenes Ultrasónicas mediante la Técnica de Focalización por Apertura Sintética Clásica. IBERSENSOR 2006, Montevideo, Uruguay, 2006.
- [15]- Mark, S. Ureda, Analysis of Loudspeaker Line Arrays. J. Audio Eng. Soc., Vol. 52, No. 5, May 2004.
- [16]- Mark S. U. Line Arrays: Theory and Applications, AES 110TH. Convention, Amsterdam, Netherlands, 2001 MAY 12–15.
- [17]- Urban, M, Heil C., Bauman, P. Wavefront Sculpture Technology. AES 111TH Convention, New York, NY, USA, 2001 September 21–24 2.
- [18]- Siemens, US. Pat. 4.829.491.
- [19]- Martínez, O., Parrilla, M., Izquierdo, M. A., Ullate, L. Application of digital signal processing techniques to synthetic aperture focusing technique images, Sensor and Actuators. A-Physical, 76:448-456, 1999.
- [20]- Kino, G. S. Acoustic waves: devices, imaging, and analog signal processing. Ed. Prentice Hall Inc, 1987.
- [21]- Oppenheim: Discrete Time Signal Processing, Prentice Hall, 1998.
- [22]- Fritsch, C., Veca, A. Detecting small flaws near the interface in pulse-echo. Ultrasonics, 42 (2004) 797-801.
- [23]- Veca, A. Análisis, modelación y caracterización de la zona ciega del transductor receptor para optimizar sistemas de ultrasonido en régimen impulsivo. Tesis doctoral, Editorial Universidad Nacional de San Juan, 2005.
- [24]- Petrofsky, J. G., Maslak, S., Cole, C. R. Ultrasonic receive beamformer with phased sub-arrays. United States #5676147, 14 Oct. 1997.
- [25]- Fritsch, C. Curso de Imagen Ultrasónica: Técnicas Electrónicas de Focalización

de Haces Ultrasónicas. II Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos, Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas (RITUL). La Rábida (Huelva), España, 6-10 Agosto, 2001.

[26]- Fritsch, C., Parrilla, M., Jiménez, D., Sánchez, T. Técnica de muestreo selectivo: Una alternativa para visualización de imágenes sectoriales. Congreso Iberoamericano de Acústica, Acústica 2000.

[27]- S. Chang, S. Park, US. PAT. 5,581,036, 1996.

[28]- A MATLAB toolbox for the time domain simulation of acoustic wave fields.
<http://www.k-wave.org/index.php>

[29]- UltraSim® Ultrasound Training Simulator.
<http://www.mn.uio.no/ifi/english/research/groups/dsb/resources/software/ultrasim/download/>

[30]- Field II Ultrasound Simulation Program.
http://field-ii.dk/?./downloading_8_20.html

Capítulo

X

Efecto Doppler en Medicina

SUMARIO
10.1. Introducción
10.2. Clasificación
10.2. Sistemas Doppler de Onda Continua
10.3. Sistemas Doppler Pulsado
10.4. Diferencias entre los Sistemas de Onda Continua y los Pulsados
10.5. Combinación Doppler Imagen
10.6. Variantes del Doppler Pulsado
10.7. Resumen del capítulo
10.8. Problemas propuestos
10.9. Referencias

10.1. Introducción

Al comienzo del texto, en el capítulo I (apartado 1.16.1.1) se mostró la expresión de la variación de la frecuencia para el caso del murciélago. En el capítulo II (apartado 2.12.2.3) justificamos que de los tres casos posibles, el que nos atañe es el de emisor en reposo y receptor en movimiento. A continuación y como punto de partida de este capítulo, completaremos el análisis del apartado 1.16.1.1 desde el punto de vista de los sensores de ultrasonido (Fig. 9.1).

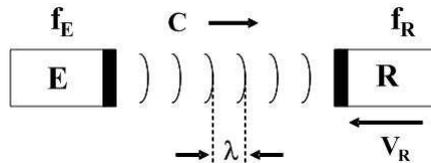


Figura 9.1. Emisor en reposo, receptor en movimiento

Haciendo el mismo análisis realizado en el apartado 1.16.1.1: La frecuencia que detecta el receptor moviéndose hacia el emisor es:

$$f_R = f_E + \frac{V_R}{\lambda} \quad (10.1)$$

teniendo en cuenta la expresión (1.9):

$$f_R = f_E + \left(\frac{V_R}{c} \right) f_E \quad (10.2)$$

La diferencia de frecuencias entre el emisor y el receptor es:

$$f_d = f_R - f_E = \frac{V_R}{c} f_E \quad (10.3)$$

Como se está operando en modo pulso-eco (ida más vuelta),

$$f_d = 2 \frac{V_R}{c} f_E \quad (10.4)$$

De acuerdo al valor de \$f_d\$, se puede inferir si el receptor se acerca o se aleja del emisor.

Ejemplo 10.1

Determinar \$f_d\$ para una frecuencia de emisión \$f_E = 5\$ MHz, velocidad del receptor \$V_R = 1\$ m/s y \$c\$ la velocidad del sonido en medio acuoso.

Reemplazando estos valores en la expresión (10.4), se tiene:

$$f_d = 6,66 \text{ kHz}$$

La frecuencia de emisión, la velocidad del receptor y la velocidad del sonido en el medio, representan un claro ejemplo del efecto Doppler en medicina. En la Fig. 10.2 se muestra el concepto físico del efecto Doppler, donde se mapea el universo del objeto en movimiento al universo del sistema de medición. El universo del objeto está caracterizado por la detección y conversión del movimiento del objeto al sub espacio de la frecuencia. En el universo del sistema, se procede de forma inversa, del espectro de frecuencias se estima la velocidad y sentido del movimiento del objeto bajo estudio.

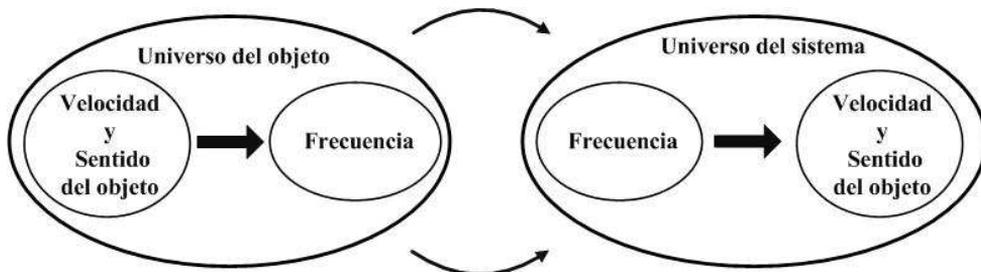


Figura 10.2. Concepto de efecto Doppler

La Expresión (10.5) modela en forma sintética la representación analítica de lo expresado en la Fig. 10.2.

$$\begin{aligned} U_o &\Rightarrow U_s \\ V &\Rightarrow f \Rightarrow A \\ V &\Rightarrow A \end{aligned} \quad (10.5)$$

donde: V está representando la velocidad del objeto incluyendo el sentido del movimiento (directo e inverso), f el cambio de frecuencia y A la amplitud proporcional a la velocidad.

10.2. Clasificación

En general, en todas las áreas de la tecnología donde se emplea el efecto Doppler, se lo clasifica en primer lugar como Doppler continuo (en inglés CW) y Doppler pulsado (PW). Estos a su vez pueden clasificarse en direccionales y no direccionales. Los direccionales son capaces de detectar el sentido de movimiento de un cuerpo sólido o líquido, a diferencia de los no direccionales, los cuales sólo son capaces de detectar los cambios de amplitud y de frecuencia. En la Fig. 10.3 se muestra la correspondencia física entre el universo del objeto y el universo del sistema según se trate de Doppler direccional o no. En la parte izquierda de la figura, se representa el espectro de

frecuencias que genera el objeto que se mueve en una ventana de velocidades cuando se lo “ilumina” con una fuente de ultrasonido de frecuencia f_0 . En el receptor (universo del sistema), según sea el principio de funcionamiento, podrá discernir o no, el sentido de las velocidades. En la parte derecha de la Fig. 10.3 se tiene el denominado “espectro trasladado”. En el caso direccional (superior derecho), a ambos lados de la frecuencia de trabajo del palpador (f_0), se obtiene información de velocidad. En el registro inferior, se muestra cómo es el espectro trasladado cuando no puede determinar el sentido de la velocidad del objeto, este es el caso del Doppler no direccional.

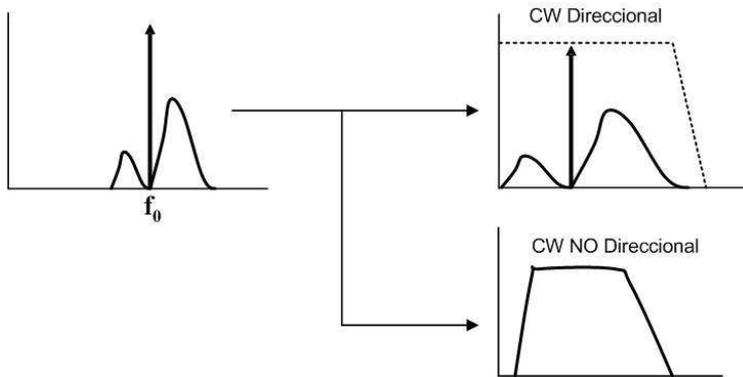


Figura 10.3. Concepto de Doppler direccional y no direccional

De lo anterior, se desprende un importante concepto básico: el receptor Doppler es el que define si se trata de direccional o no. Independientemente del tipo de Doppler, el resultado esperado es la estimación de la velocidad del objeto iluminado, entonces, la información a la entrada del receptor debe ser transformada a velocidad proporcional a la frecuencia. Esto se muestra en la Fig. 10.4. Una vez realizada esta transformación, debe cuantificarse para poder ser evaluada. Para esta tarea se utiliza un cuantificador específico relativo (depende de la aplicación), a la precisión con que se quiera indicar la velocidad del objeto. En la figura que se está tratando se ha elegido un cuantificador discreto por tonos de grises (4,16, 32,...,).

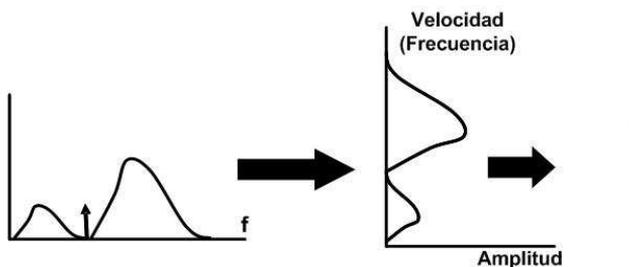


Figura 10.4. Conversión de frecuencia a velocidad y cuantificación de la indicación

El resultado final del proceso se muestra en la Fig. 10.5, en la que se ha usado como ejemplo la determinación de la velocidad de la onda de pulso arterial. El periodo de

10.3. Sistemas Doppler de Onda Continua

Los sistemas CW se consideran como los más simples teniendo algunas ventajas sobre los sistemas pulsados. Estos sistemas transmiten y reciben el ultrasonido de forma continua, factor que los invalida para resolver objetos (“range”) en un medio, pudiendo detectar sólo cambios de amplitud, de sentido y de frecuencia, aún en el caso de señales fuertemente atenuadas, que provienen de grandes distancias. Para lograr este funcionamiento continuo, se necesita usar un transductor ultrasónico que pueda trabajar como emisor y como receptor [6], ambos, físicamente separados (independientes) pero compartiendo el mismo encapsulado (ver capítulo III).

10.3.1. Sistemas Doppler de Onda Continua no Direccionales

El diagrama en bloques de un sistema CW no direccional se encuentra en la Fig. 10.7 [1]. Evidentemente se trata de un sistema similar al usado en comunicación por AM [2,3]. El oscilador (también denominado “oscilador maestro”) produce una señal senoidal, con una frecuencia que según la aplicación, puede estar comprendida entre 2 y 10 MHz. La frecuencia seleccionada dependerá de la profundidad de penetración. En el caso de estudio de vasos superficiales, se emplean frecuencias del orden de los 8 MHz, y en el caso de estructuras más profundas (como el caso del corazón fetal), 2 MHz es una cifra típica (recordar que frecuencia y penetración son inversamente proporcionales). La salida del oscilador sigue dos caminos: por un lado, ingresa a un amplificador que adapta la tensión de salida y la impedancia del transductor emisor. Por otro, ingresa a un mezclador (X) como referencia. La señal Doppler que ingresa al sistema a través del transductor receptor (R), es amplificada por medio de un amplificador de radio frecuencia y enviada al mezclador para demodularla. Como resultado se obtiene la señal $x(t)$ modulada en amplitud, que se expresa como:

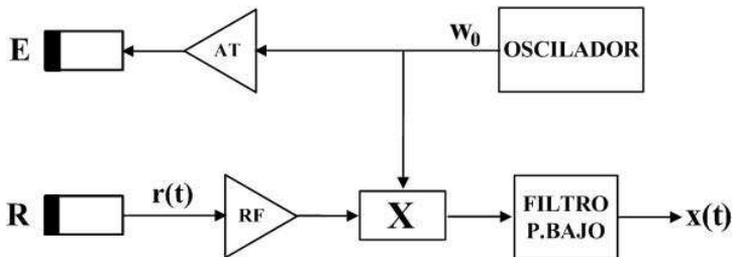


Figura 10.7. Esquema en bloques de un sistema de ultrasonido para Doppler CW no direccional

$$x(t) = R_o \cos(w_0 t + \phi_0) + R_F \cos(w_0 t + w_F t + \phi_F) + R_R \cos(w_0 t - w_R t + \phi_0) \quad (10.5)$$

donde: R_F , R_R y R_o son las amplitudes de las componentes del flujo directo, inverso y de la componente del oscilador, respectivamente. Por lo anterior estamos ante el caso de un receptor de AM con frecuencia central w_o y bandas laterales en $w_o + w_F$ y en $w_o -$

w_F (Fig. 10.8). Como resultado de la demodulación se elimina la frecuencia central y el solapamiento de las bandas laterales, es decir, el espectro trasladado a banda base [2], obteniéndose la señal Doppler $B_F \cos(w_F + \phi_F)$. Evidentemente, se pierde el sentido del movimiento.

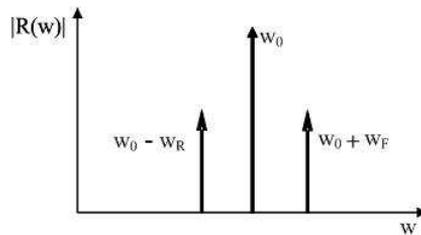


Figura 10.8. Espectro Doppler no direccional

10.3.2. Sistemas Doppler de Onda Continua Direccionales

A diferencia del CW no direccional, en este caso se tiene a la salida del demodulador, información de la componente directa e inversa, tal como se observa en el espectro de la Fig. 10.9. Como la velocidad del flujo en sentido inverso siempre es menor que la de sentido directo, la amplitud de la componente espectral $w_0 - w_R$, siempre será menor.

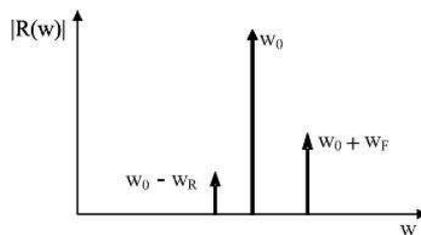


Figura 10.9. Espectro de Doppler continuo direccional

10.3.3. Demodulación

Existen tres alternativas básicas para demodular y obtener la información Doppler [2,4]:

- Filtrado de Banda Lateral o Detector de Envolvente
- Demodulación Heterodina.
- Demodulación por Cuadratura de Fase.

10.3.3.1. Filtrado de Banda lateral o Detector de Envolvente

La señal de AM (portadora modulada), representada por medio de un generador VAM en la Fig. 10.10 es rectificada por el diodo D. Se trata de una rectificación de media onda. De la teoría de la rectificación se puede calcular el valor medio a través de la relación:

$$V_m = \frac{R}{(R + rd)} V_p (1 + m_a \cos w_m t) \quad (10.6)$$

donde: rd es la resistencia directa del diodo, m_a , el índice de modulación y w_m la frecuencia de la modulante. Cuando la amplitud de la señal de entrada cae por debajo del umbral de conducción del diodo (típicamente 250 mV), éste no puede conducir y el capacitor C se descarga a través de la resistencia R. De manera que la tensión V_{dp} crece a una relación $rd \cdot C$ y decrece en relación al producto RC.

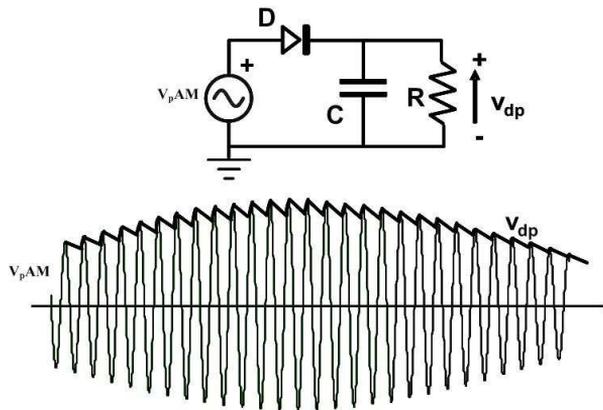


Figura 10.10. Detección de envolvente

Como consecuencia de cargas rápidas y descargas lentas, V_o no puede seguir exactamente la envolvente pero es una buena aproximación. El comportamiento del circuito RC es el de un filtro pasa bajos, con el que se intenta eliminar la portadora. Obviamente, sobre los terminales de la salida se tendrá además una componente de continua que puede eliminarse por medio de un capacitor en serie. Además, si se incorpora un amplificador a continuación del capacitor de desacople como muestra la Fig. 10.11, se puede elevar el nivel de la modulante. El amplificador es, en realidad, un filtro pasa bajos activo con baja frecuencia de corte (200 a 800 Hz). Esta alternativa de detección simple y económica se emplea fundamentalmente en los detectores de latidos fetales [1,3,4]. Dado a que en esta aplicación sólo interesa conocer la existencia o no del latido fetal, la salida del amplificador se conecta a un amplificador de potencia para audio, logrando nivel suficiente para alimentar a un parlante [1].

10.3.3.2. Demodulación Heterodina

Con el nombre de *heterodinaje*, *conversión*, *batido* o *mezcla*, se conocen aquellos sistemas de comunicaciones que, manteniendo la banda base de la señal modulante (en nuestro caso de banda angosta, 2bW), *cambia la frecuencia de su portadora* [2]. El principio básico de funcionamiento consiste en el producto de esta señal recibida $v_o(t) = v_o \cos (w_c t + \phi)$ por otra de un oscilador local $v_x(t) = V_x \cos w_x t$ cuyo, (Fig. 10.12). Por lo anterior, las ecuaciones que definen el comportamiento se basan en el producto

de cosenos. A la salida del mezclador hay un filtro pasa bajos.

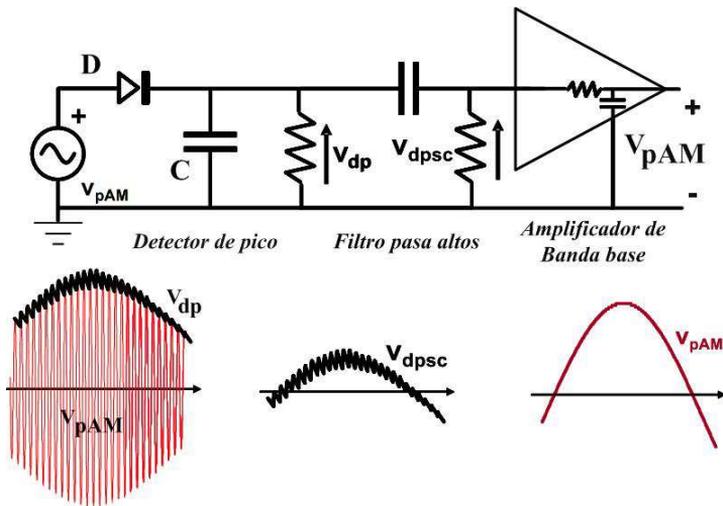


Figura 10.11. Detección de envolvente con desacople de continua y filtrado pasa bajos

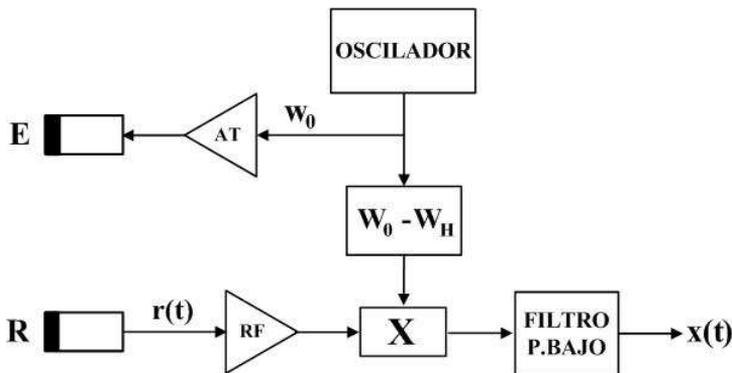


Figura 10.12. Demodulación Heterodina

Cuando la frecuencia ω_c es muy alta, y la diferencia $\omega_c - \omega_x$ no es lo suficientemente chica como para trabajarla cómodamente, se recurre a la *conversión múltiple*, es decir, un mezclador seguido de otro. En este caso, los osciladores deben ser muy estables ya que, en caso contrario, se afectara el índice de modulación angular. El mezclador puede contener en sí mismo al oscilador local ó puede ser excitado independientemente. Una variante de lo anterior que resuelve los inconvenientes citados, se muestra en la Fig. 10.13. El sistema traslada el espectro a la banda base y por medio de un filtro pasa bajos y otro pasa altos, se obtienen las componentes directas e inversas, componiendo la señal total por medio de un sumador. Pese a este proceder, pueden quedar vestigios de la portadora [5].

Ejemplo 10.2

Supóngase: $f_o = 5 \text{ MHz}$, $f_H = 3 \text{ kHz}$. Por lo que, la frecuencia a la salida del oscilador programable queda en $f_o - f_H = 4.997 \text{ MHz}$. ¿Cuáles son los rangos de frecuencias máximas para las componentes directa e inversas? La pregunta está vinculada al diseño de los filtros pasa altos y pasa bajos. Usando la expresión (10.4) para velocidades del flujo de 0.5 m/s y 1 m/s, obtenemos:

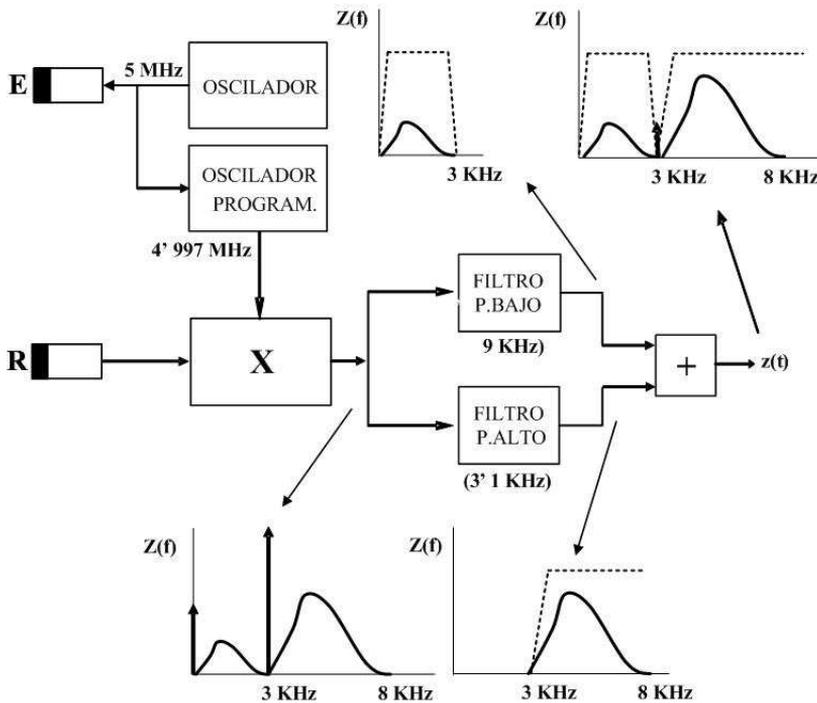


Figura 10.13. Variante de Demodulación Heterodina

$$f_{d(1\text{m/s})} = 6,25 \text{ kHz}, f_{d(0,5\text{m/s})} = 3,12 \text{ kHz}$$

Estos valores están en el orden de los límites de frecuencia de corte que se indica en la Fig. 10.13. Con respecto a f_d para el flujo inverso, típicamente es un poco inferior a 0.5 m/s por lo que la máxima f_d estaría muy cerca pero por debajo de 3 kHz.

10.3.3.3. Demodulación por Cuadratura de Fase

La demodulación por cuadratura de fase es muy usada fundamentalmente por su efectividad funcional y simplicidad [4,5]. Trabaja bajo el principio de detección coherente ó sincrónica empleando para ello, señales de referencia en cuadratura. En la Fig. 10.14 se muestra el esquema en bloques de este sistema de demodulación. La señal recibida se envía a dos demoduladores coherentes, que emplean la señal del oscilador maestro como señal de referencia. Uno de ellos recibe la señal en cuadratura. Las salidas de ambos demoduladores pasan por un filtro pasa bajos, teniendo disponible a la salida del sistema las señales $Q(t)$ y $D(t)$ [4]:

$$\begin{aligned} D(t) &= A \cos(\phi_0) + R_F \cos(w_F t + \phi_F) + R_R \cos(w_R t - \phi_R) \\ Q(t) &= A \sin(\phi_0) + R_F \sin(w_F t + \phi_F) + R_R \sin(w_R t - \phi_R) \end{aligned} \quad (10.6)$$

A partir de estas señales se extraen las componentes del flujo. Estas componentes se pueden procesar en el dominio de la fase y/o en el dominio de la frecuencia. El procesamiento en el dominio de la fase, da como resultado señales bidireccionales, demoduladas en banda base que están en correspondencia con el movimiento directo e inverso del medio. Teniendo en cuenta el esquema de la Fig. 9.14 y de la expresión (10.6), obtenemos:

$$\begin{aligned} D'(t) &= \frac{1}{2} R_F \cos(w_F t + \phi_F) + \frac{1}{2} R_R \cos(w_R t - \phi_R) \\ Q'(t) &= \frac{1}{2} R_F \sin\left(w_F t + \phi_F + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} R_R \sin\left(w_R t - \phi_R - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (10.7)$$

Prácticamente, para la demodulación se emplean circuitos integrados comerciales. Las dos señales deben estar exactamente desfasadas 90° entre sí. Esto se logra usando un sistema digital cuya entrada es la señal de un oscilador a cristal y la salida, las señales en cuadratura.

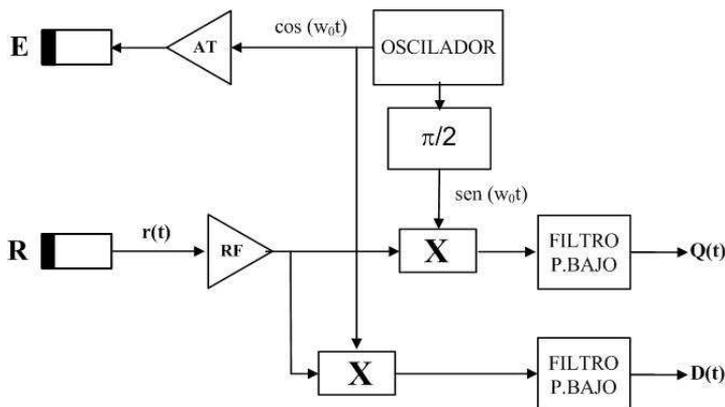


Figura 10.14. Demodulación por Cuadratura de Fase

En la referencia [4] se dispone de bastante material para la implementación de esta demodulación. La información bidireccional modulada en amplitud, es de suma importancia en la medición del sentido de movimiento de los flujos arteriales y venosos en angiología.

10.3.4. Estimación de la velocidad y ángulo de incidencia

Si graficamos la Ecu. (2.63) en función de la frecuencia de trabajo y de la velocidad del

sonido en el medio en cuestión, obtenemos para 1, 2 y 5 MHz las siguientes gráficas:

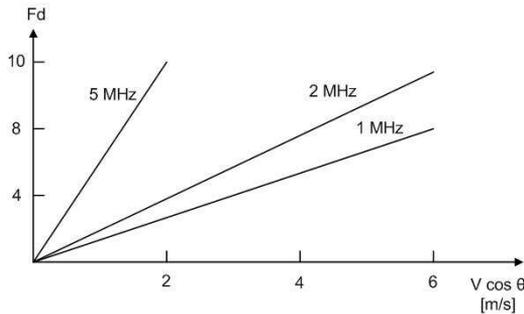


Figura 10.15. F_d en función de f_t y de la velocidad

Además de la frecuencia de trabajo, el ángulo con que el haz de ultrasonido incide sobre el tejido influirá en f_d . Evidentemente $v \cos \theta$ será máximo para $\theta = 0^\circ$ y cero para $\theta = 90^\circ$ tal como lo indica la Fig. 10.16. El transductor no puede colocarse a $\theta = 0^\circ$, entonces, debe buscarse el menor ángulo posible para obtener la mayor sensibilidad.

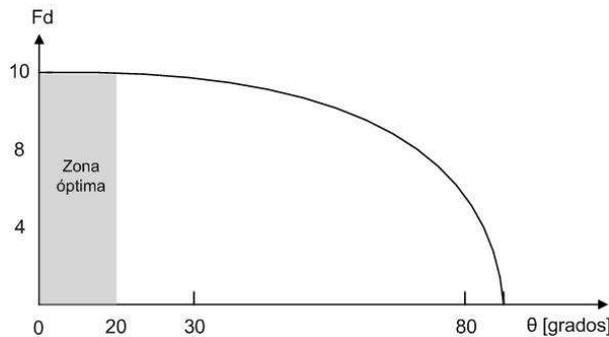


Figura 10.16. F_d en función de la posición angular del transductor

A partir de ensayos, el ángulo de incidencia del haz queda determinado como:

$$0 < \theta \leq 20^\circ \quad (10.8)$$

Lo anterior está indicando una diferencia fundamental con la ecografía ya que, para esta aplicación, la mejor información se tiene para incidencia normal, es decir, $\theta = 90^\circ$. Finalmente, el parámetro que nos interesa es la velocidad del fluido. De la Ecu. (2.63), obtenemos:

$$V = \frac{F_d \cdot c}{2 f_0 \cos \theta} \quad (10.9)$$

Si mantenemos constante c , f_0 , $\cos \theta$ y definimos una constante como $cte = c/2 f_0 \cos \theta$, entonces,

$$V = cte \cdot F_d \quad (10.10)$$

Si el valor de la cte se almacena en la memoria del sistema, el cómputo de la velocidad sólo es función de F_d .

10.4. Sistemas de Doppler Pulsados

A diferencia de los sistemas continuos, los pulsados (PW) emiten trenes de pulsos cortos a intervalos regulares, pudiendo recibir ecos durante un intervalo de tiempo previamente definido [4,5,6]. El ancho del intervalo de tiempo, determina el alcance o rango (en distancia) que puede ser interrogado un objeto. Si bien el proceso de demodulación coincide con los sistemas CW, tienen el agregado de un sistema de conmutación para la emisión y recepción. Los sistemas de Doppler PW difieren de los CW, tanto desde el punto de vista de su estructura circuital (circuitos de conmutación) como del diseño del sensor. Sin embargo, el proceso de demodulación de los sistemas PW coincide con los sistemas CW, en consecuencia, los PW pueden concebirse como direccionales o no direccionales al igual que los CW. En la Fig. 10.17 se muestra el principio de funcionamiento del PW. La señal superior representa al oscilador maestro **O** de frecuencia fija [5].

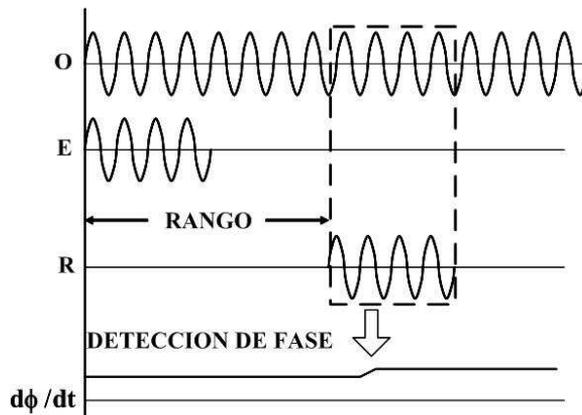


Figura 10.17. Concepto de Doppler pulsado

La siguiente señal indica el pulso de emisión **E**, compuesto por una muestra de varios ciclos del **O**. La tercera gráfica **R** representa el eco de un objeto ubicado a partir de una cierta distancia del transductor denominado rango. El rango puede variarse (por software) dentro de ciertos límites donde se realiza el estudio. La última gráfica muestra la determinación de la diferencia de fase $d\phi/dt$ entre el pulso de emisión y la recepción. En la Fig. 10.18 se muestran cuatro ciclos del proceso citado. Es importante hacer hincapié en que el proceso es continuo, manteniéndose el periodo de repetición y

el ancho del pulso de excitación, es decir, se mantiene constante el ciclo de actividad. Con PRF se define el periodo de tiempo que representa al rango.

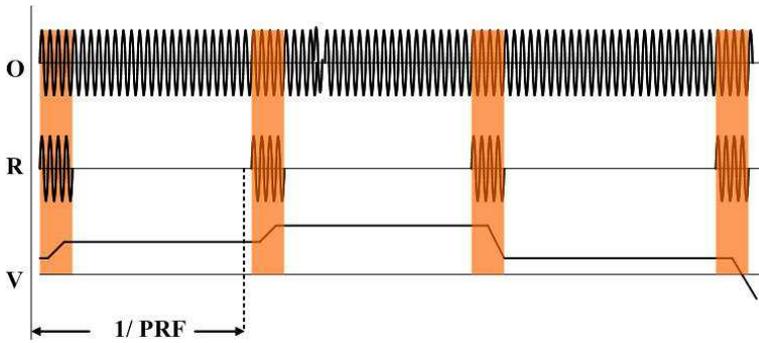


Figura 10.18. Cuatro ciclos de la figura 10.17

El diagrama en bloque de un sistema Doppler PW no direccional se muestra en la Fig. 10.19 [4,6]. La señal a la salida del oscilador maestro (OM) pasa a través de una llave al driver de salida, que es controlada por la CPU. El intervalo de tiempo que la llave permanece cerrada para que pase un número completo de ciclos del OM depende del muestreo del sistema. El pulso resultante de RF es introducido a un amplificador de radio frecuencia y enviado al transductor emisor. Los ecos que se producen en el tejido retornan y son captados por el transductor receptor, son amplificados (RF) y se introducen en el mezclador X para realizar la demodulación. A continuación pasan por un filtro pasa bajos que elimina la componente de RF y son muestreados con la llave L_2 la que se encuentra abierta durante la transmisión. Esta llave es en realidad un circuito de muestreo y retención. A la salida del muestreador hay un filtro anti aliasing (pasa banda), para suprimir las señales espurias que introduce el muestreo. Finalmente, un amplificador de baja frecuencia da los niveles de ganancia necesarios.

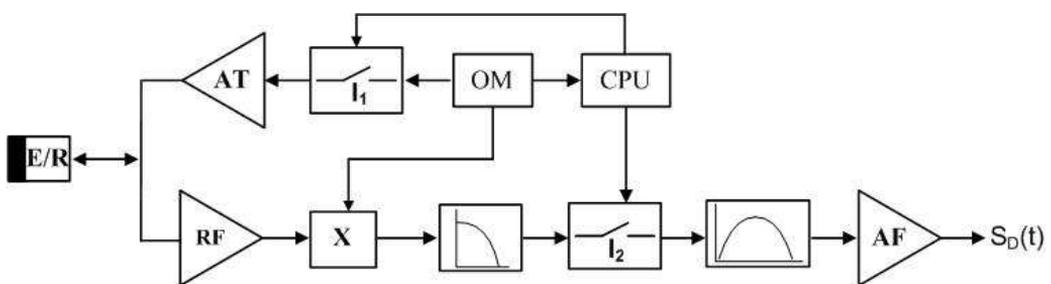


Figura 10.19. Esquema en bloques de un sistema Doppler PW no direccional

La Fig. 10.20 muestra el pulso de transmisión de duración t_p , la ventana de tiempo t_g en la que se encuentra trabajando la llave L_2 y la ventana temporal desde que se habilita la transmisión y se abre L_2 .

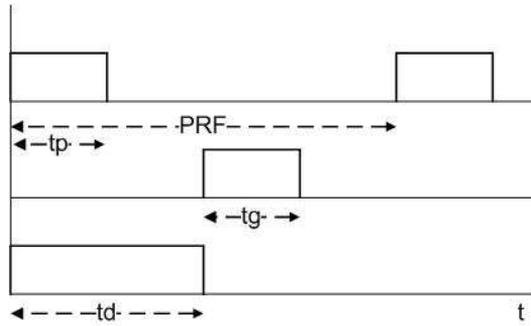


Figura 10.20. Ventanas de tiempo en PW.

Definiendo con d_1 la distancia comprendida entre el transductor y el inicio del rango, entonces,

$$d_1 = \frac{c(t_d - t_p)}{2} \quad (10.12)$$

donde: c es la velocidad del sonido en el medio. De forma similar se define d_2 como la distancia entre el transductor al final del rango de medición:

$$d_2 = \frac{c(t_d + t_g)}{2} \quad (10.13)$$

Por lo tanto el rango puede ser expresado como:

$$d_r = d_2 - d_1$$

reemplazado, se tiene:

$$d_r = \frac{c(t_g + t_p)}{2} \quad (10.14)$$

donde: d_r es la demora entre la transmisión y la habilitación de L_2 . Se puede demostrar que si $t_g \approx t_p$ se tiene la mejor sensibilidad para una resolución axial una dada. Para $t_g > t_p$ la sensibilidad decrece debido a la posibilidad de cambios producidos por scattering de señales con oposición de fase [4].

Ejemplo 10.3

Para un sistema PW que trabaja a 5 MHz a una profundidad inicial de 1 cm en un medio con $c = 1600$ m/s. Determinar los tiempos de trabajo definidos en la Fig. 10.20.

Como $f_0 = 5$ MHz, el periodo $t_0 = 0,2$ us. Suponiendo que se adopta que el pulso de excitación tenga un ancho $t_p = 10 t_0$, $t_p = 2$ us. Teniendo en cuenta lo visto, si se toma $t_g = t_p$, $t_g = 2$ us.

Por otra parte, el tiempo necesario para penetrar 1 cm, es de 6.25 us, entonces $t_d = 6,25$ us.

Finalmente, para el periodo de repetición del ciclo, PRF se tiene en cuenta que, después de la primera reflexión si se espera un tiempo igual a t_d , no existirán ecos por la atenuación del medio por lo que PRF será:

$$PRF = 2(t_g + 2t_d) = 29 \mu s$$

10.4.1. Limitaciones del Doppler Pulsado

El Doppler pulsado presenta dos grandes limitaciones: en primer lugar, igual que el CW la desviación Doppler es proporcional al coseno del ángulo que forma el haz ultrasónico con el flujo sanguíneo. Si el haz es paralelo al flujo, el ángulo es cero y el coseno 1, de manera que la desviación Doppler representa verdaderamente la velocidad del flujo. Con otros ángulos, esta premisa ya no es cierta. En la práctica no se utilizan ángulos mayores de 20° ya que producen estimaciones del flujo significativamente más bajos de lo que son en realidad.

Ejemplo 10.4

Estimar el error cometido en una medición cuando el ángulo que forma el haz ultrasónico y el flujo es de 2, 5, 20 30 y 45 grados. El instrumento está calibrado para la condición ideal, $\theta = 0$ grados. Para esta condición, $V = 0.5002$ m/s, $f_d = 3.126$ kHz, $f_0 = 5$ MHz y $c = 1.600$ m/s. A partir de la Ecu. (10.9), se tiene:

$V_{2^\circ} = 0,5005$, $V_{5^\circ} = 0,5021$, $V_{20^\circ} = 0,5323$, $V_{30^\circ} = 0,5775$, $V_{45^\circ} = 0,707$. En función de estas cifras, se deja que el lector estime el error cometido para $\theta > 0$.

En segundo lugar, la máxima velocidad del flujo que puede medirse viene determinada por la frecuencia con la que el sistema emite un pulso y abre la ventana de medición (t_d en la Fig. 10.20) y por la profundidad a la que se encuentra el volumen de muestra. A frecuencias bajas, el volumen de muestra es pequeño, por lo que, la posibilidad de encontrar anomalías en la velocidad y dirección de los eritrocitos es escasa. A frecuencias mayores puede ocurrir que un segundo impulso sea emitido antes de que el eco del primero haya llegado de retorno al transductor. Por otra parte, cuando mayor sea la profundidad a la que se encuentra la muestra, más tiempo tarda el eco en volver, por lo que puede ocurrir que, la señal de retorno sea interferida por un nuevo pulso antes de que pueda ser captada por el transductor.

En la práctica, la máxima velocidad del flujo sanguíneo que puede ser determinada sin

ambigüedad, viene dada por el límite de Nyquist que está dado por la frecuencia de repetición de pulso y la profundidad de la muestra. Si este límite se supera, se produce una saturación de la señal o "aliasing". El aliasing ocurre a partir de los 0.40-0.60 m/s [4,6,7], siendo así que el flujo cardiaco normal puede alcanzar 1.5 m/seg y en algunas patologías hasta 6 m/s. En estos casos el PW no tiene utilidad y hay que recurrir al CW.

10.4.1.1. Ambigüedad en la velocidad y en el rango

Para extraer el desplazamiento Doppler se debe comparar la relación de fase entre la señal de referencia obtenida a partir del OM y la que llega al receptor. El máximo cambio de fase que puede obtenerse entre dos pulsos está limitado al intervalo $-\pi$ a $+\pi$ radianes. Esto se debe que medidas angulares se repiten cada 2π radianes y si el objeto se mueve a una distancia de más de $\lambda/4$ entre muestras, su velocidad puede ser interpretada incorrectamente. Esta limitación se debe al teorema del muestreo, donde la frecuencia de muestreo debe ser por lo menos el doble de la componente de frecuencia más alta.

$$f_{d\max} = \frac{f_s}{2} \quad (10.15)$$

donde: $f_{d\max}$ es el máximo desplazamiento Doppler que puede ser detectado sin ambigüedad y f_s la frecuencia de repetición del pulso o frecuencia de muestreo. Por lo tanto, la máxima velocidad que puede ser detectada sin ambigüedad, V_{\max} se encuentra por reemplazar en la Ecu. (2.63) la expresión anterior, entonces [4,6]:

$$f_{d\max} = \frac{f_s}{2} = \frac{2 f_t V_{\max} \cos \theta}{c} \quad (10.16)$$

donde f_t y f_r son las frecuencias de transmisión y recepción del ultrasonido respectivamente, V , la velocidad del cuerpo enfocado y θ el ángulo entre el haz de ultrasonido y la dirección del movimiento del cuerpo. La posición de la llave L_2 (Fig. 10.19) está determinada por el tiempo de demora, entre la transmisión y el comienzo del tiempo de adquisición de la señal recibida. Por lo tanto, hay un grado de ambigüedad en la determinación del rango debido a que las señales que arriban al transductor, pueden ser ecos resultantes del pulso de transmisión anterior. Estas señales se localizan alrededor de una distancia dn definida como:

$$dn = \frac{c(t_d + n t_s)}{2} \quad (10.17)$$

donde: t_s es el tiempo entre pulsos de transmisión y n es cero o un entero positivo. En la práctica, debido a la atenuación del pulso ultrasónico, las señales que retornan desde partes más profundas del tejido, son tanto más débiles que pueden ser ignoradas [3]. Por otro lado, cuando f_s se incrementa, el PW tiende al CW donde no existe un límite

de velocidad, pero sí una disminución en la resolución. Si para la medición de flujo se usan pulsos que retornan al sistema durante el ciclo de transmisión, para evitar ambigüedad, el máximo rango d_{\max} al que puede operar el sistema está dado por:

$$d_{\max} = \frac{c}{2 f_s} \quad (10.18)$$

Despejando V de la Ecu. (10.16) y reemplazando f_d por d_{\max} de la Ecu. (10.15), obtenemos:

$$V_{\max} = \frac{c f_s}{4 f_t \cos \theta} \quad (10.19)$$

máxima velocidad a detectar sin ambigüedad. Si además de no tener ambigüedad de velocidad, imponemos que tampoco haya ambigüedad en el rango, afectamos la Ecu. (10.19) con la expresión (10.18), obteniendo:

$$d_{\max} \cdot V_{\max} = \frac{c^2}{8 f_t \cos \theta} \quad (10.20)$$

Obviamente se trata de un sistema acoplado, donde se debe lograr una situación de compromiso entre V_{\max} y la profundidad máxima de trabajo. En la Fig. 10.21 se muestra una grafica comparativa de la velocidad de la muestra en función de la distancia, tomando como parámetro la frecuencia del ultrasonido. En general en la práctica se dan pocos problemas de ambigüedad de velocidad, salvo en ecocardiografías donde el flujo es turbulento [10].

Ejemplo 10.5

A partir de los datos obtenidos en el ejemplo anterior, estimar la d_{\max} y V_{\max} para que no exista ambigüedad si $f_0 = 5$ MHz. Partimos de la expresión (10.15) obteniendo:

$$f_{d_{\max}} = \frac{1}{2 t_{rep}} = 17,24 \text{ KHz}$$

Para la penetración usamos la expresión (10.18):

$$d_{\max} = \frac{c}{2 f_s} = 23,2 \text{ cm}$$

La velocidad máxima la obtenemos de la Ecu. (10.19),

$$V_{\max} = \frac{c f_s}{4 f_t \cos \theta} = 2.8 \frac{m}{s}$$

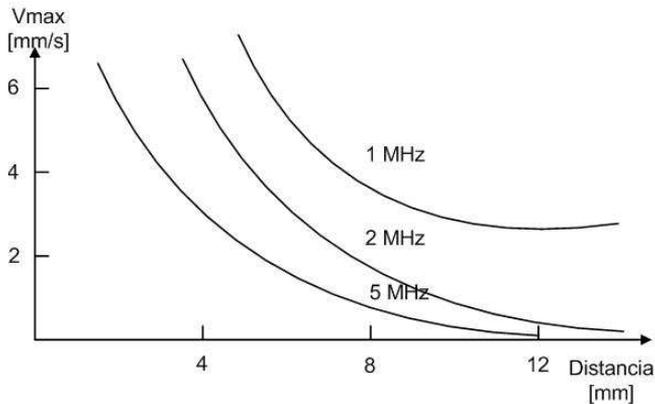


Figura 10.21. $V_{\max} = f(d)$ con f_0 como parámetro.

En la práctica se tiene como prioritario d_{\max} o V_{\max} . Con el valor prioritario se trabaja con la Ecu. (10.20) obteniéndose los demás parámetros de interés.

10.4.2. Doppler Pulsado Direccional

La Fig. 10.22 muestra el esquema en bloques de un sistema PW direccional [4,6]. Básicamente se trata del sistema no direccional (Fig. 10.19) al que se ha agregado un demodulador, una unidad de muestreo y retención (sample and hold, S&H) y un filtro pasa banda (antialiasing). Las unidades de muestreo y retención reemplazan a la llave L_2 de la Fig. 10.24.

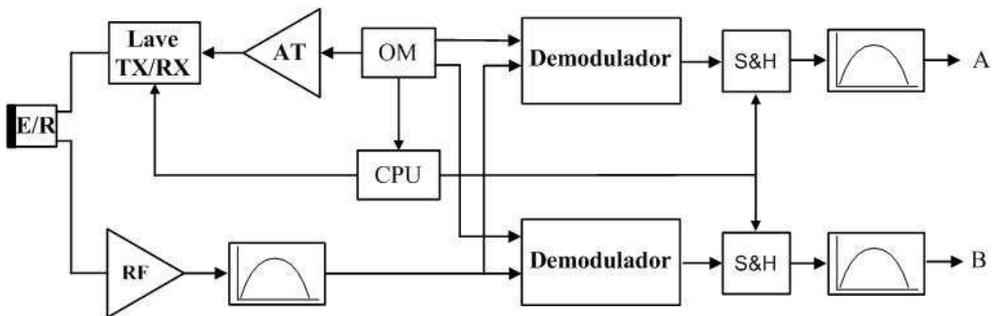


Figura 10.22. Esquema de un sistema Doppler pulsado direccional

Debido a que las señales provenientes de cuerpos en estado estacionario y de pequeñas señales de los cuerpos en movimiento, son amplificadas con la misma ganancia, el receptor requiere de un gran rango dinámico para evitar saturación de señales

provenientes de las paredes de las arterias. Por ello, el receptor debe tener también la capacidad de recuperarse rápidamente de la saturación y disponer de un ancho de banda que es inversamente proporcional a la resolución axial del sistema.

Los transductores para Doppler son excitados con tensiones pico a pico entre 20 y 100 Volts y la ráfaga está acotada entre 1 y 10 us. Los requisitos del transmisor son el ancho de banda necesario y el slew rate.

La demodulación por cuadratura de fase usada en la mayoría de los sistemas CW, también puede ser usada en PW dado que sus requerimientos son similares, el ancho de banda debe ser idéntico al del receptor.

Como se citó en el apartado anterior, la unidad de muestreo y retención, puede ser implementada usando un circuito comercial. El requerimiento del ancho de banda debe ser inversamente proporcional al ancho de la ventana de tiempo que se está muestreando.

Con respecto a los filtros, también se usa el criterio de los sistemas anteriores, eliminar señales espurias como resultado del muestreo. Típicamente se usan filtros clásicos de hasta 8 polos y filtros basados en la teoría del capacitor conmutado [8]. Independientemente de la estructura de filtrado que se emplee, están encuadrados en una ventana frecuencial comprendida entre 100 y 800 Hz.

La CPU cumple la misma función que para los sistemas CW. Puede realizarse con un procesador que cumpla sólo la función de abertura y cierre de las llaves o con uno que forme parte del control total del sistema.

10.4.2.1. Determinación de la dirección del flujo

Ahora surge una pregunta: ¿Cómo extraemos los componentes del flujo? Hay varios métodos y variantes de ellos para lograr este objetivo. Al principio, para separar las componentes directa e inversa se ensayaron variantes de los métodos usados para CW. Este método, trabaja correctamente sólo cuando el flujo es unidireccional, porque si simultáneamente se presentan señales de flujo directo e inverso, la relación de fase entre las señales directas y en cuadratura es indeterminada. El método es susceptible a conmutar en presencia de componentes de gran amplitud y baja frecuencia como es el caso de flujo pulsado sobre paredes venosas. Por todo lo comentado, este método no es apto para PW. Entre los métodos más usados podemos citar: Técnica del filtro de fase, uso de tablas, empleo de la transformada de Fourier, detectores analógicos de envolvente, etc. [4,6]. A continuación citaremos los tres primeros:

10.4.2.2. Técnica del filtro de fase

El sistema de ecuaciones de la expresión (10.7) puede ser resuelto simultáneamente para extraer las componentes directas e inversas del flujo [4]. La base de este método se esquematiza en la Fig. 10.23. Ambos canales, el directo y en cuadratura son

desfasados 90° y sumados al otro canal, lo que se traduce en dos canales de flujo completamente separados.

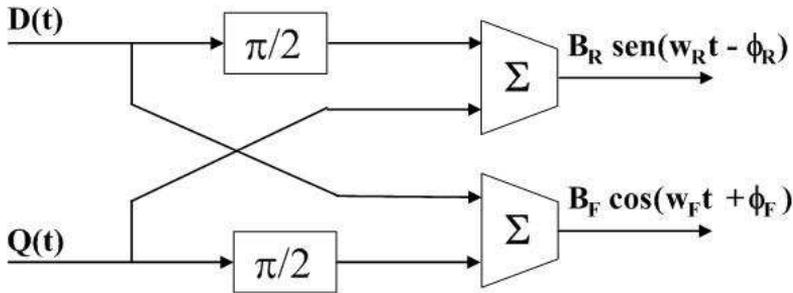


Figura 10.23. Extracción de los componentes del flujo por la técnica filtro de fase

10.4.2.3. Técnica Digital

Hay un número grande de métodos equivalentes para lograr la separación de las componentes del flujo usando el método de filtro de fase. Una variante moderna es mediante la implementación de la "técnica digital" (Fig. 10.24) [4]. Ésta se basa en la aplicación de la transformada digital de Hilbert en la entrada directa que produce un desplazamiento de fase de 90° y, a la señal $Q(t)$ se le aplica una demora idéntica a la producida por la transformada de Hilbert usando un filtro pasa todo.

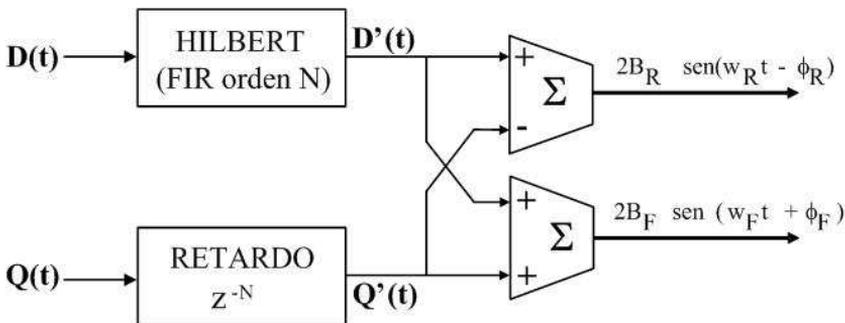


Figura 10.24. Técnica digital de separación de los componentes del flujo

En forma analítica:

$$\begin{aligned}
 D(t) &= B_F \cos(w_F t + \phi_F) + B_R \cos(w_R t - \phi_R) = X_F(t) + X_R(t) \\
 Q(t) &= B_F \text{sen}(w_F t + \phi_F) - B_R \text{sen}(w_R t - \phi_R) = H[X_F(t)] - H[X_R(t)] \quad (10.21)
 \end{aligned}$$

Obteniéndose finalmente:

$$\left. \begin{aligned} D'(t) &= H[X_F(t)] + H[X_R(t)] \\ Q'(t) &= H[X_F(t)] - H[X_R(t)] \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} D'(t) + Q'(t) = 2H[X_F(t)] \\ D'(t) - Q'(t) = 2H[X_R(t)] \end{cases} \quad (10.22)$$

La Fig. 10.25 muestra dos registros obtenidos con las técnicas arriba comentadas. A la izquierda un ecodoppler normal, a la derecha, un ecodoppler anormal, donde se observa por un lado el ensanchamiento de la base del registro y por otro, el incremento del reflujo (flujo inverso) [9,7].

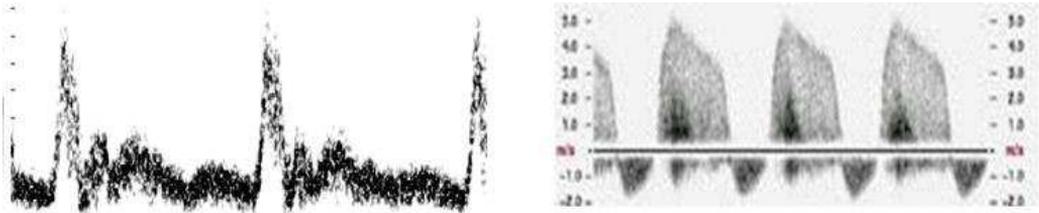


Figura 10.25. Ejemplos de registros ecodoppler

En el registro de la Fig. 10.26 se muestra con relación temporal, el ecodoppler sin procesar (parte superior) y el procesado en la parte inferior [9,10].

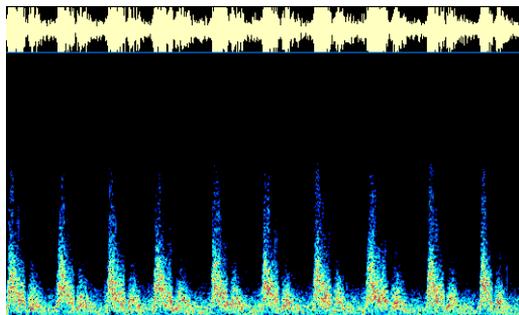


Figura 10.26. Eco sin procesar y procesado

En la Fig. 10.27 se muestra el registro anterior dejando sólo dos ciclos del ecodoppler, para resaltar la relación temporal entre el eco sin procesar y el procesado.

10.4.2.4. Transformada compleja de Fourier

Este método se basa en las propiedades de simetría de la transformada compleja de Fourier donde, si la señal de entrada está en cuadratura, las componentes directas e inversas del flujo aparecen a ambos lados del lóbulo principal de la transformada.

La mayor ventaja del método es que la separación entre las componentes se genera en el dominio de las frecuencias.

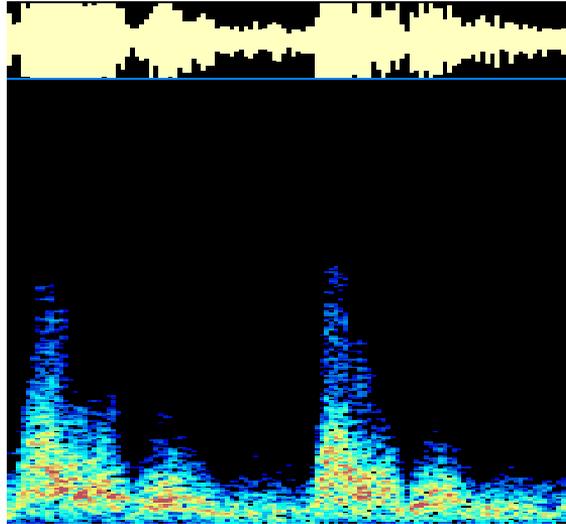


Figura 10.27. Detalles de la Fig. 9.26

A partir del beneficio que trae el trabajar en el dominio de las frecuencias se abre un abanico de posibilidades para la extracción de propiedades de la señal de eco. Por ejemplo, en la Fig. 10.28 se observa la relación de la variación de la frecuencia Doppler en función del tiempo [9].

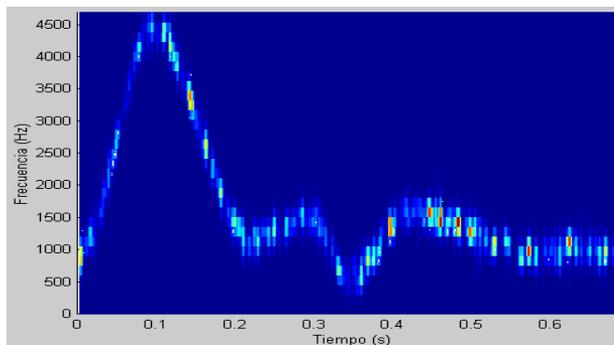


Figura 10.28. Frecuencia en función del tiempo

Como el lector puede ver, se visualizan los píxel que forman el trazado. Esto se debe a la baja resolución, resultado de una frecuencia de muestreo baja. Finalmente, en la Fig. 10.29 se tiene un ejemplo de la distribución de potencia de un ecodoppler.

10.5. Resumen de las diferencias entre Doppler Continuo y Pulsado

En la tabla 10.1 se indican las principales ventajas y desventajas de los sistemas CW y PW [10].

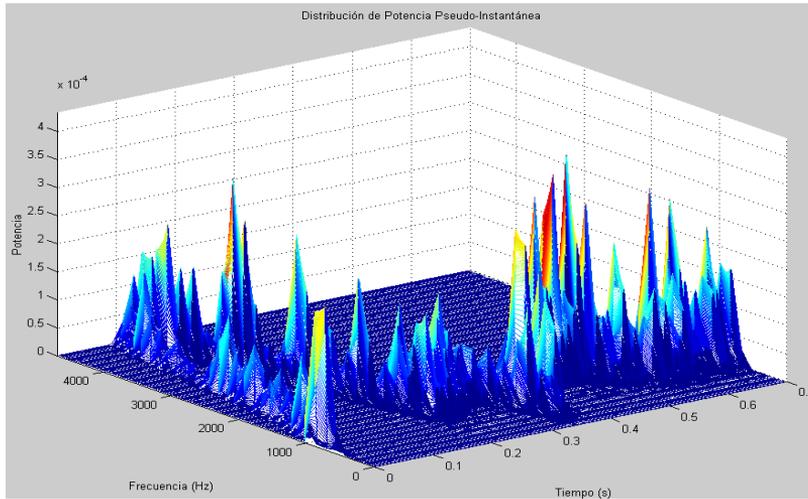


Figura 10.29. Distribución de potencia

Técnica	Doppler Continuo (CW)	Doppler Pulsado (PW)
Ventajas	Brinda distribución de velocidades de los glóbulos rojos	Brinda distribución de velocidades de los glóbulos rojos
	Permite determinar velocidades máximas, mínimas y promedio	Permite determinar velocidades máximas, mínimas y promedio
	Presenta variación temporal del flujo	Presenta variación temporal del flujo
	Mejores posibilidades de acceso a zonas pequeñas	El volumen de la muestra puede definirse a diferentes profundidades
	Emite y recibe continuamente	Permite estudiar sitios determinados: resolución de rango
	Puede medir altas velocidades	
Desventajas	No tiene información de profundidad	La velocidad máxima está limitada por la profundidad: se produce aliasing
	No permite estudiar sitios determinados: ambigüedad de rango	Siempre requiere información ecocardiográfica para ubicar su posición
		Emite y espera el regreso del eco para hacerlo nuevamente

Tabla 10.1. Resumen de las ventajas y desventajas del CW y PW

10.6. Combinación Doppler Imagen

Dependiendo de la aplicación, la información dada por el Doppler debe ser o no referenciada a una ecografía normal. Si estamos estimando flujo con un medidor en una cañería de transporte de petróleo, en una cañería que transporta fluido en una industria o, estamos usando un detector de latidos fetales, la información indicada por el medidor sólo depende de la experiencia, habilidad y de la información previa del operador del sistema. Estaríamos en un caso similar a un sistema de A-scan para END. Sin embargo, cuando se necesita además de cuantificar el flujo, disponer visualmente y de forma exacta el sector y los alrededores dónde se está realizando la observación, es necesario como marco de referencia, superponer a la información Doppler la entregada por una ecografía. Todos los sistemas modernos de Doppler clínico incorporan simultáneamente la imagen ecográfica del sector de trabajo. La Fig. 10.30 muestra un ejemplo. El fondo de la imagen en color gris es el B-scan y la zona de colores amarillentos naranja, representa las diferencias de flujo en el interior de la arteria.

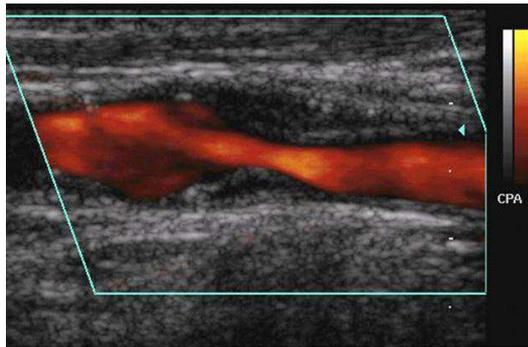


Figura 10.30. Imagen B-Scan más Doppler

La Fig. 10.31 muestra otro caso de Doppler Imagen donde, a diferencia de la imagen anterior, se cuantifica la velocidad del flujo con una escala numeral.

10.7. Variantes del Doppler Pulsado

A fin de aumentar las posibilidades de detección e incrementar la resolución del sistema tomando como base el PW, se han desarrollado las siguientes variantes [6,10]:

- Doppler Color
- Doppler de Energía
- Doppler de Pared

10.7.1. Doppler Color

El Doppler Color (DC) utiliza el efecto Doppler generado por los glóbulos rojos en movimiento. A diferencia del Doppler espectral, el DC utiliza el color para codificar la frecuencia de corrimiento Doppler. El color y los diferentes tonos de los mismos son determinados por la dirección y la magnitud del cambio de frecuencia.

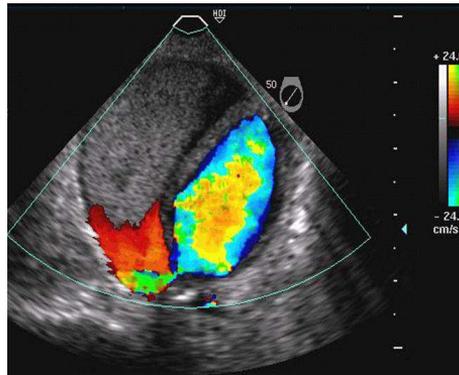


Figura 10.31. Ejemplo de Doppler más imagen ecográfica con indicación cuantificada de velocidad del flujo

El color representa información hemodinámica sobre la imagen bidimensional, para lo cual el equipo procesa los datos en secuencia. En primer lugar, se representa en un plano de coordenadas la información del canal de amplitud eco cardiográfico y se adopta el umbral por encima del cual se determina el pixel como tisular y se le otorga un valor en la escala de grises. En segundo lugar, si dicho pixel se encuentra por debajo de ese umbral, se analiza la variación de fase o frecuencia Doppler y se le asigna un color de acuerdo a la velocidad y dirección del flujo de un mapa de colores. En tercer lugar se analiza la varianza de las señales Doppler con relación a la media y se representa con el agregado del verde. Finalmente se analiza la amplitud (power).

El DC codifica la dirección del flujo en dos colores. Azul para los flujos que se alejan del transductor y rojo para los que se acercan. La velocidad la informa con tonos más brillantes. Desde rojo intenso a anaranjado, los amarillos indican distintas velocidades que se acercan al transductor y azul y celeste para velocidades que se alejan. El tercer parámetro que permite evaluar el color es el tipo de flujo. Los flujos turbulentos se caracterizan por presentar un espectro de velocidades amplio con múltiples velocidades en el mismo sitio.

Para codificar la turbulencia se usa la varianza, la que expresa las desviaciones de las diferentes velocidades presentes con respecto a la media. Esto se codifica con el agregado de color verde generando así un patrón mosaico. El color es un recurso básicamente cualitativo. De los tres parámetros básicos de un flujo evaluable con Doppler: carácter, dirección y velocidad, el color es más útil para los dos primeros.

Al superponer la codificación de flujos sobre imagen tisular se agregan otras limitaciones en cuanto a resolución espacial y temporal. Como vimos, al aumentar la frecuencia de transmisión se mejora la resolución axial pero se limita la resolución de velocidad y viceversa. Al usar bajas frecuencias de transmisión la resolución axial de la imagen tisular del DC es muy inferior a la imagen bidimensional pura. La resolución

lateral de las imágenes tisular y de DC, dependen del ancho del haz, el cual es comparable en ambos métodos. La resolución temporal de DC es sensiblemente menor que la de la imagen tisular. La adquisición de color toma tiempo en desmedro del **frame rate** y de la calidad de la imagen bidimensional. La frecuencia de actualización de la imagen (FR) o (CPS) se encuentra en relación inversa a la calidad del color (nº de puntos de muestreo y densidad de líneas del scan), que influyen en la calidad final de la imagen obtenida. Como generalmente la profundidad y la resolución de velocidad son los parámetros más importantes, éstos se mantienen sacrificando el ángulo sectorial, la frecuencia de imagen y la densidad de líneas. El cambio de frecuencia Doppler no implica necesariamente mayor o menor velocidad. Esta influenciado por la ganancia del sistema. Los mapas en color del flujo se superponen sobre los ecocardiogramas que se muestran en gris. No obstante, debido a que se trata de una variante del PW aparece el aliasing si se excede el límite de Nyquist. Los cuatro mapas de flujo se muestran a continuación en la Fig. 10.32.

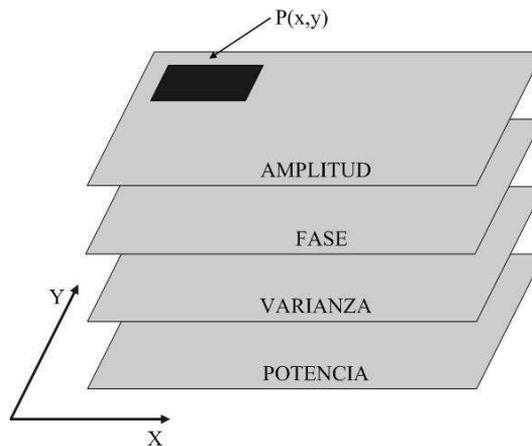


Figura 10.32. Concepto de Mapas de Flujo

- **Ventajas.** Capacidad para localizar e informar la dirección del flujo
Permite estudiar varios planos simultáneamente
Reduce el tiempo de estudio
- **Limitaciones:** Las mismas que las del PW. Si se usan bajas frecuencias, la resolución axial es inferior a la de una ecografía normal. La frecuencia de actualización es inversamente proporcional a la calidad del color. El número de puntos de muestreo (densidad de líneas del A-scan) influye en la calidad final de la imagen obtenida. Presenta dependencia angular.

10.7.2. Doppler de Energía (Power Mode)

Una característica introducida en el PW es codificar la "fuerza" de la señal Doppler, es decir, su amplitud, su intensidad, potencia o energía. Esta técnica no tiene problemas de aliasing ni dependencia angular. Por otra parte permite determinar el flujo de

pequeños vasos y de baja velocidad. Dependiendo de los diferentes fabricantes, esta técnica recibe diferentes nombres: Color Power Doppler, Ultrasound Angio, Color Doppler Energy, Color Power Angio. Asigna valores a diferentes amplitudes de la señal Doppler. La amplitud está determinada por la concentración de los dispersores (glóbulos rojos) que producen el desplazamiento de frecuencia. Esto significa que la amplitud no está relacionada con la velocidad del flujo sino, con el volumen en movimiento. Normalmente se utilizan colores diferentes a los empleados en otros modos por ejemplo, magenta. El Doppler de potencia integra el área bajo el espectro. La ventaja respecto a otros modos es la presentación uniforme del flujo, aún en aquellas zonas de incidencia normal. Sin embargo se pierde información de dirección, velocidad y característica del flujo, por lo que puede promediarse con mayor cantidad de líneas de barrido disminuyendo la relación señal/ruido. En la Tabla 10.2, se muestra una comparación entre este modo y el modo color [10].

Técnica	Doppler Color	Doppler de Potencia
Ventajas	Brinda distribución espacial de las velocidades	Brinda distribución espacial de las partículas en movimiento
	Permite calcular para cada ubicación el valor medio, la varianza y el signo de la velocidad	Determina presencia del flujo
		Es independiente del ángulo
		No se produce aliasing
Desventajas	No realiza una caracterización completa del flujo	Mejora la sensibilidad
		No permite evaluar ninguna característica del flujo

Tabla 10.2. Comparación Doppler Color con Doppler de Potencia

10.7.3. Doppler Pared

Esta variante de PW realiza el análisis del movimiento de las paredes cardíacas, donde se tiene baja velocidad y alta amplitud del flujo, a diferencia del resto del organismo donde se tiene alta velocidad y baja amplitud. Debido a que se trata de flujo turbulento y rotacional, el sistema tiene filtros de amplitud para suprimir las señales producidas por el flujo, en general se tratan de filtros adaptivos.

10.8. Resumen del capítulo

En este capítulo abordamos las aplicaciones del ultrasonido basadas en el efecto Doppler orientadas al campo de la medicina. Para ello partimos de conceptos básicos expuestos en el capítulo II, en especial al caso de emisor en reposo y receptor en movimiento. En primer, lugar analizamos los sistemas de Doppler continuo en lo que respecta a la demodulación y extracción de la velocidad de movimiento del objeto en estudio. Estos sistemas continuos presentan la ventaja de simplicidad, dado que la demodulación puede abordarse directamente de la teoría de las comunicaciones, en especial, la demodulación en banda base con sus variantes. Además de permitir determinar velocidades mínimas, máximas y promedios, la electrónica necesaria para la implementación es simple. Una de las principales desventajas es la necesidad de

contar con transductores emisor-receptor separados. Estos no permiten información precisa de profundidad y en algunas aplicaciones presenta el inconveniente de ambigüedad de rango, lo que significa la incapacidad de diferenciar la zona exacta del origen de la señal de eco, ya que registra todas las velocidades del flujo a lo largo de la trayectoria del haz de ultrasonido. Si se emplean transductores de pequeño tamaño, permite determinar flujos desde zonas de difícil acceso. Las mayores aplicaciones son aquellas orientadas a la medición de flujo, tanto en el ámbito de la medicina como en la industria. Para el primero se tienen los detectores de frecuencia fetal y en el ámbito de los segundos, los medidores de flujo denominados caudalímetros ultrasónicos que, además de indicar la velocidad del fluido, pueden presentar simultáneamente la variación temporal del mismo. En general se trata de sistemas electrónicos mixtos, estos es, analógicos y digitales, con una componente analógica importante.

Los sistemas de Doppler pulsado emiten pulsos y reciben los ecos en una ventana temporal acotada. Necesitan de una electrónica más elaborada que los continuos y si bien se trata también de sistemas mixtos, la componente digital es más importante. Como ventajas respecto a los sistemas CW puede citarse entre otros, que brinda información de la variación temporal del flujo, el volumen de la muestra puede definirse a diferentes profundidades y permite estudiar sitios determinados. Como desventajas, la velocidad máxima a determinar está limitada por la profundidad debido al aliasing y requiere de información ecocardiográfica para ubicar su posición. Además, no permiten al mismo tiempo más de un pulso de ultrasonido hacia el objeto en estudio o regresando de éste. Con respecto a la frecuencia de muestreo, debe ser superior a la máxima frecuencia de trabajo del sistema, es decir, se debe cumplir en todo momento el teorema del muestreo. Típicamente la velocidad máxima del flujo a medir está en el orden de 1,5 m/s. No obstante, existen equipos que pueden llegar a 6 m/s [10].

Si el perfil del flujo es parabólico, esto es, flujo laminar, existe poca dispersión espectral ya que se tiene una banda estrecha de velocidades. Si se está ante el caso de flujo turbulento, los cambios en la velocidad y dirección instantánea son significativos. En este caso donde el flujo presenta remolinos periféricos con flujo de velocidad y dirección divergente, se dice que hay un marcado ensanchamiento espectral que en algunos casos puede opacar la señal resultante y se debe recurrir al empleo de técnicas de filtrado especiales. Como variantes del PW se tiene “Doppler Color”, “Doppler de Energía” y “Doppler Pared”. Los dos primeros permiten estudiar a los eritrocitos en movimiento en varias profundidades (planos) simultáneamente. El tercero, se emplea fundamentalmente para el estudio de las paredes de las cavidades cardíacas donde el flujo es turbulento. Estas tres variantes hacen uso intensivo de colores para cuantificar el flujo. Como son variantes del PW presentan las mismas limitaciones.

10.9. Problemas propuestos

10.9.1. Una forma similar de obtener a la frecuencia Doppler f_d , expresión (10.4) es a partir de: $f_R = f_E + V_R/\lambda$. Donde: V_R , λ , f_R y f_E representan la velocidad del receptor, la

longitud de onda en el medio de propagación, frecuencia del receptor y emisor, respectivamente. Determinar la f_d teniendo en cuenta que $\lambda = c/f$.

10.9.2. Determinar la f_d a partir de la ecuación anterior para los siguientes casos: $f_E = 1$ MHz a 10 MHz en pasos de 1 MHz. $V_R = 1$ m/s, $C = 1650$ m/s. Graficar $f_d = f(f_E)$.

10.9.3. a- Escribir las ecuaciones generales de excitación y de respuesta de Doppler continuo. Indicar el significado de los términos. Simplificar las ecuaciones para el caso de flujo directo exclusivamente. b- Dibujar el espectro emitido y el recibido.

10.9.4. Dibujar el espectro recibido teniendo en cuenta que $f_E = 5$ MHz, $f_{df} = 5,005$ MHz, suponer que la relación de amplitudes de las señales recibidas, $V_f / V_r = 2$. Si la diferencia de amplitudes entre la señal emitida y la máxima recibida están en el orden de 1000 veces, cuál debería ser la ganancia (en dB) del receptor.

10.9.5- Dibujar el esquema en bloques de un sistema Doppler continuo no direccional e indicar la forma del espectro recibido a la salida del mismo.

10.9.6. Repetir el problema 10.9.4 incluyendo la componente de flujo inverso. $f_{dr} = 4.997$ MHz.

10.9.7. Repetir el problema 10.9.5 para un sistema de flujo direccional teniendo en cuenta los datos del punto anterior.

10.9.8. El espectro trasladado de una señal Doppler direccional está indicando la distribución de amplitud en función de la frecuencia. ¿Cómo haría para visualizar la variación de velocidad del medio inspeccionado en función de la amplitud del espectro trasladado?

10.9.9. ¿Qué características debe cumplir un transductor para mediciones basadas en eco-Doppler? Justifique la respuesta.

10.9.10. Componer el diagrama en bloques de un detector auditivo de latidos fetales basado en eco-Doppler, explicando brevemente el significado de cada uno. Explicar los elementos (bloques) necesarios que deben agregarse al esquema anterior, para que el detector indique además, la frecuencia de los latidos.

10.9.11. Explique la diferencia fundamental entre Doppler continuo y Doppler pulsado.

10.9.12. A partir de lo expuesto en el punto anterior, explicar cuáles son las ventajas y desventajas de cada uno.

10.9.13- En función de lo expresado en el punto anterior en eco-Doppler, ¿cuáles son

los inconvenientes más restrictivos a enfrentar?

10.9.14- Dibuje el diagrama en bloques de ecógrafo-Doppler de presentación digital, explicando el significado de cada uno.

10.9.15- Explique las diferencias entre un ecógrafo (genérico) y uno Doppler, indicando además, límites de prestaciones de cada uno.

10.10. Referencias

- [1]- Cañas, J. A. Sistema Detector de Latidos Cardíacos Fetales. Tesis de Maestría. Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba, 1998.
- [2]- Latti, B. P. Introducción a la teoría y Sistemas de comunicación. Ed. Limusa, 1974.
- [3]- Gonorovski, I. S. Señales y Circuitos Radiotécnicos. Editorial Mir. 1972.
- [4]- Evans, D. H. Doppler Ultrasound. John Wiley & Sons, Ltd, 2000.
- [5]- Fritsch, C. Principios de Ecografía Doppler para Aplicaciones Médicas. RITUL Curso de Posgrado, La Rábida, Sevilla, España. 2002.
- [6]- Christensen, D. A. Ultrasonic Bioinstrumentation. John Wiley & Sons, 2000.
- [7]- Pandiella, M. A., Berná, C. E., Tripolone, J. A. Evaluación de la Función Diastólica. Curso Principios de Ultrasonidos y Fundamentos de Ecografía Médica. Comisión de Bioingeniería-Rama Estudiantil IEEE, Facultad de Ingeniería, UNSJ. Agosto 2001.
- [8]- Veca, A., Lage, A., Ruiz, M. Filtros Analógicos: clásicos, basado en Capacitor Conmutado y con FPAA. Primera edición, 2014. <http://dea.unsj.edu.ar/sredes/>.
- [9]- Nocetti, G. F., González, S. J. Procesamiento de Señales Doppler aplicado al Estudio del Flujo Sanguíneo. IV Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos, RITUL Santiago, Chile, 1 al 5 de julio de 2002.
- [10]- López Rodríguez, M. A., Narváez, F. B. Técnicas de Ultrasonidos Doppler y su Aplicación a las Valvulopatías. Curso Principios de Ultrasonidos y Fundamentos de Ecografía Médica. Comisión de Bioingeniería-Rama Estudiantil IEEE, Facultad de Ingeniería, UNSJ. Agosto 2001.

Capítulo XI

Generación de Ultrasonido de Potencia

SUMARIO

- 11.1. Introducción
- 11.2. Materiales para transductores de ultrasonido de potencia
- 11.3. Transductor Langevin
- 11.4. Análisis detallado de transductores Langevin
- 11.5. Modelos de transductores tipo Langevin
- 11.6. Detalles constructivos de transductores de alta intensidad
- 11.7. Sonar
- 11.8. Resumen del capítulo
- 11.9. Problemas propuestos
- 11.10. Referencias

11.1. Introducción

A decir verdad, las aplicaciones y la tecnología del ultrasonido como tal, se iniciaron en el área de potencia, después del hundimiento del transatlántico Titanic en abril de 1912. Los estudios y desarrollos emprendidos se encontraron con el inconveniente de la falta de rendimiento del transductor. Tuvieron que pasar cinco años para encontrar el transductor óptimo. Fueron los trabajos del físico francés Paul Langevin sobre cavitación los que permitieron arribar a un transductor de bajas pérdidas que lo hicieron idóneo para la aplicación. Langevin utilizó las propiedades piezoeléctricas del cuarzo para construir el primer sonar submarino. Si bien este dispositivo tenía poco alcance, sentó las bases de la detección submarina y del ultrasonido de potencia. El transductor de Langevin resulta de la aplicación de la teoría de líneas de transmisión a la radiación acústica. A este transductor también se lo conoce con el nombre de transductor tipo sándwich y, como veremos a continuación, las cerámicas se encuentran en el medio de dos piezas metálicas. Como el conjunto cerámicas y masas deben estar físicamente solidarias, usándose para tal fin un tornillo o perno, este tipo de transductores también se los suele denominar transductores pretensados. A diferencia de lo visto a lo largo de los capítulos, la electrónica necesaria para excitar a un transductor de potencia es mucho más sencilla ya que, lo fundamental es contar con un generador de tensión senoidal de potencia, ajustado a la frecuencia de resonancia del transductor. En esta área, la complejidad reside en el conocimiento profundo de las cerámicas piezoeléctricas y de los materiales usados en la construcción del transductor.

Las aplicaciones del ultrasonido se clasifican generalmente en dos grandes grupos que se refieren, respectivamente, al uso de bajas y altas intensidades. La mayoría de las aplicaciones del ultrasonido de potencia se llevan a cabo en el campo de frecuencia entre 18 y 200 kHz y con intensidades acústicas que varían desde aproximadamente $0,1 \text{ W/cm}^2$ hasta varios KW/cm^2 permitiendo obtener altas aceleraciones y concentración de energía en medios de muy diversa naturaleza.

Se los puede clasificar en dos áreas perfectamente definidas:

- *Los que producen modificaciones permanentes en el medio sobre el que se actúa.* Existe una amplia gama de procesos que pueden ser provocados mediante ultrasonido de potencia. Los más importantes en el área industrial son: mecanización, soldadura, formación de metales, etc. en medios sólidos; limpieza, aceleración de reacciones químicas, emulsificación, atomización, desespumación, secado, aglomeración de aerosoles, etc. en medios fluidos. En el área de la medicina se emplean en la eliminación de cálculos como es el caso de la litotricia.
- *Los que no producen modificación alguna en el medio sobre el que se actúa.* El caso típico de esta aplicación es la del SONAR. La energía acústica enviada al medio se emplea para determinar si en su trayecto existe algún elemento que

produzca un eco. Se emplea en la detección de banco de peces y como ayuda a la navegación. La potencia del sistema se utiliza para compensar la atenuación debida a la distancia y a la reflexión sobre el blanco.

Independientemente de la aplicación, estos procesos dependen fundamentalmente de la tecnología de generación del ultrasonido de alta intensidad. Los principales puntos a considerar en los transductores son, la capacidad de potencia, el rendimiento, la amplitud y distribución de la vibración y la dirección de la radiación emitida.

11.2. Materiales usados para la generación de transductores de potencia

Actualmente la mayoría de los transductores de ultrasonido son de naturaleza piezoeléctrica. Sin embargo, es interesante reseñar los recientes desarrollos de nuevos materiales magnetostrictivos que presentan propiedades muy prometedoras para la transducción de potencia. Los transductores son generalmente dispositivos formados por un conjunto de elementos de los cuales el elemento piezoeléctrico (o magnetostrictivo) constituye el motor del sistema, ya que es el que cambia sus dimensiones en respuesta a la acción de un campo eléctrico (o magnético). Otros componentes de la estructura del transductor son elementos pasivos que se utilizan para mejorar la transferencia de energía. Estos componentes son generalmente piezas de aleaciones metálicas.

11.2.1. Cerámicas piezoeléctricas

En los transductores actuales de potencia, los materiales piezoeléctricos que se emplean generalmente son de tipo cerámico. Las cerámicas piezoeléctricas presentan los mayores factores de conversión electromecánica y tienen, en términos generales, las propiedades más favorables para la transducción de potencia. En los materiales piezoeléctricos las propiedades elásticas y eléctricas están acopladas. Por tanto, los parámetros eléctricos y mecánicos tienen que estar presentes en las relaciones constitutivas. Generalmente, el esfuerzo T y la deformación S son los parámetros mecánicos considerados, mientras que el campo eléctrico E y el desplazamiento dieléctrico D , son los parámetros eléctricos, tal como se explicó en el capítulo III, apartado 3.5.

Un parámetro muy importante en el estudio y caracterización de los materiales piezoeléctricos es el factor de acoplamiento electromecánico k (ver Ecu. (3.26)). Este factor se define como la raíz cuadrada del cociente entre la energía que se obtiene en forma eléctrica (mecánica) bajo condiciones ideales y la energía total almacenada de la fuente mecánica (eléctrica). Aunque es claro que el factor de acoplamiento da una medida de la capacidad del material para traducir la energía de una forma a otra, no puede considerarse como rendimiento del transductor ya que no tiene en cuenta las pérdidas. El rendimiento es el cociente entre la potencia útil obtenida y la potencia total aplicada.

Las propiedades eléctricas y las dimensiones de un transductor piezoeléctrico dependen de las constantes dieléctricas, piezoeléctricas y elásticas del material. Los factores de calidad mecánico Q_m y eléctrico Q_E tienen en cuenta las pérdidas y determinan el rendimiento y el ancho de banda. En general, en materiales cerámicos las pérdidas dieléctricas no son muy

elevadas. En los transductores reales, el factor de calidad mecánico es generalmente el parámetro determinante. En las aplicaciones de los transductores es importante que las constantes características del material permanezcan estables con el tiempo, con la temperatura, con el esfuerzo mecánico o con el campo eléctrico. Por otra parte, los límites de utilización del material (máxima deformación, fatiga, temperatura límite, etc.) son los que establecen su capacidad de potencia. En la Tabla 3.2 se dieron las características, tipo y aplicaciones de las cerámicas actuales y en texto se citó a los factores de mérito y de acoplamiento de las cerámicas piezoeléctricas (apartado 3.5.1).

11.2.1.1. Limitaciones de potencia de las cerámicas piezoeléctricas

Las limitaciones de potencia de las cerámicas piezoeléctricas se deben a las pérdidas mecánicas y dieléctricas y se pueden caracterizar mediante circuitos equivalentes tal como lo vimos en el capítulo III. De hecho puede demostrarse [1] que la potencia radiada por una cerámica puede expresarse como:

$$P_R = \frac{\eta \omega U_m}{Q_m} \quad (11.1)$$

donde: η es el rendimiento electroacústico, ω la frecuencia angular de trabajo de ultrasonido, Q_m el factor de calidad mecánico y U_m la energía elástica almacenada en el transductor. De esta expresión se deduce claramente que la potencia radiada puede estar limitada por la máxima energía mecánica o eléctrica almacenada en el transductor. El límite mecánico que corresponde al comportamiento anelástico de los materiales, es más importante para los transductores de alto Q_m , mientras que el límite eléctrico lo es para los de bajo Q_m . El límite eléctrico se refiere principalmente a la despolarización de la cerámica sometida a altos campos eléctricos. El sobrecalentamiento producido por las pérdidas mecánicas en cerámicas piezoeléctricas, representa un límite térmico. Si este sobrecalentamiento es excesivo puede dar lugar a una disminución de las propiedades piezoeléctricas de la cerámica e incluso a su despolarización.

11.2.2. Materiales piezomagnéticos

El efecto magnetostrictivo se produce en materiales ferromagnéticos tales como aleaciones metálicas de níquel y cobalto, hierro-cromo-vanadio, etc. y, en ciertas cerámicas llamadas ferritas cuya fórmula general es $(MO)(Fe_2 O_3)$ donde M es un átomo bivalente. Es bien conocido que, cuando una barra de estos materiales se somete a un campo magnético, experimenta un cambio en su longitud. Inversamente, si se aplica un esfuerzo mecánico a una barra se origina un cambio en la intensidad de magnetización. El efecto magnetostrictivo es análogo al electrostrictivo: el incremento o decremento de longitud depende enteramente de la naturaleza del material y es independiente del sentido del campo aplicado. Por ello, cuando un campo magnético alterno se aplica según la dirección del eje de una barra ferromagnética, ésta oscilará con frecuencia doble de la del campo aplicado. Por lo tanto la curva de la deformación será una senoide rectificadas. Para obtener una respuesta sinusoidal pura será preciso polarizar la barra aplicando un campo magnético constante de suficiente intensidad.

Los campos alternos dan lugar a corrientes parásitas en los materiales magnéticos que producen pérdidas muy dependientes de la frecuencia. Los transductores magnetostrictivos son por ello dispositivos esencialmente de baja frecuencia. Se utilizan para frecuencias ultrasónicas de 20 a 25 kHz, pero las corrientes parásitas inducidas en el material son de considerable magnitud. Esto hizo que en los años 70', con los avances obtenidos en las cerámicas piezoeléctricas, se originase un abandono bastante generalizado del empleo de los materiales magnetostrictivos en los transductores ultrasónicos. No obstante, actualmente, se está trabajando con materiales magnetostrictivos basados en las tierras raras, que poseen un elevado efecto magnetostrictivo. En particular, la aleación de terbio, dysprosio y hierro que se conoce con el nombre de Terfenol, puede alcanzar deformaciones tan grandes como mil partes por millón. En este momento, la disponibilidad comercial de este material, está incrementando las posibilidades de utilización de los materiales magnetostrictivos en los transductores sónicos y ultrasónicos de potencia.

11.2.3. Diferencia ente materiales piezoeléctricos y piezomagnéticos

Es evidente que la amplia utilización de las cerámicas piezoeléctricas se debe a sus excelentes propiedades electromecánicas. Actualmente, las cerámicas en uso presentan mayores factores de acoplamiento electromecánico que la de los materiales magnetostrictivos (ver Tabla 11.1). Las pérdidas dieléctricas en las piezocerámicas son más bajas que las pérdidas magnéticas en la mayoría de los materiales magnetostrictivos y, las pérdidas mecánicas son muy bajas en las cerámicas piezoeléctricas (factores de calidad mecánicos mayores de 1000). Esto significa que la capacidad de potencia de las piezocerámicas es mayor y este es un punto esencial para los transductores de potencia.

	Cerámica piezoeléctrica	Niquel-cobalto	Terfenol
Factor de acoplamiento	0,7	0,5	0,7
Máxima deformación (ppm)	200	35	1000
Módulo de Young (Gpa)	74	190	26
Densidad (g/m ³)	7,5	8,9	9

Tabla 11.1. Comparación de materiales piezoeléctricos y magnetostrictivos.

Otra característica importante de las cerámicas es su facilidad para ser fabricadas según una gran variedad de formas, así como el hecho de que su polarización es permanente.

Los materiales piezocerámicos y magnetostrictivos tienen en común algunas limitaciones que en algunos casos, pueden ser superadas en aplicaciones de alta potencia. Tal es el caso de la baja resistencia a la tensión de estos materiales. Este problema en el caso de las cerámicas, se resuelve aplicando una pre-compresión permanente, de manera que la cerámica trabaja siempre en compresión durante todo el ciclo de vibración. Otro problema es el de cambio de propiedades en las cerámicas por envejecimiento. Esto se debe al lento decrecimiento de la polarización remanente, que hace que, el material tienda a volver al estado no polarizado. Esto supone la aparición de un cierto grado de comportamiento no-

lineal que se traduce en un incremento de las pérdidas dieléctricas.

11.2.4. Componentes metálicos

Como hemos mencionado anteriormente, los transductores son dispositivos compuestos por materiales activos, piezoeléctricos o magnetostrictivos, y otros materiales pasivos. En los transductores de potencia, los materiales pasivos son generalmente aleaciones metálicas de alta calidad mecánica. Las características de estos metales afectan a la capacidad de potencia y rendimiento del transductor. Las aleaciones de titanio (especialmente Ti-6Al-4V) son las mejores para alta potencia. Otros metales apropiados son el duraluminio, aluminio bronce, latón y acero. La Tabla 11.2 presenta algunas propiedades de los metales usados en los componentes de los transductores de potencia.

Material	Módulo de Young (10^{11}N/m^2)	Densidad 10^3Kg/m^3	Velocidad del Sonido (m/s)	Resistencia a la Fatiga (10^7N/m^2)	Máxima deformación (10^{-3})
Aleación de Ti (Ti-6Al-4V)	1,06	4,4	4900	72	6,8
Duraluminio	0,74	2,8	5130	19	2,6
Aluminio- bronce	1,43	8,5	4070	37	2,6
Latón	0,89	8,4	3240	15	1,5
Acero de herramientas	2,2	7,8	5200	55	2,5

Tabla 11.2. Propiedades de los metales para transductores de potencia

11.3. Transductor Langevin

El transductor piezoeléctrico más característico empleado en aplicaciones de potencia es el que se conoce como transductor Langevin, cuya estructura proviene de la de un transductor piezoeléctrico de cuarzo diseñado originalmente por Langevin [2] para producir cavitación. Cuando se emplearon por primera vez las cerámicas piezoeléctricas para traductores ultrasónicos de banda estrecha a bajas frecuencias, el transductor consistía en un simple bloque cerámico. Sin embargo, esta solución no resultó ser muy útil debido a la baja resistencia mecánica, a la tensión de las cerámicas y a las dimensiones necesarias para que el bloque cerámico fuese resonante a bajas frecuencias. Estas dificultades motivaron la reutilización y adaptación a las cerámicas del diseño de Langevin realizado para el cuarzo. Este diseño (ver Fig. 11.1), consta de una estructura formada por dos anillos cerámicos del mismo espesor, dispuestos entre dos cilindros metálicos, formando una estructura que vibra extensionalmente a media longitud de onda. Esta estructura queda fijada a través de un tornillo que aumenta la resistencia a la tensión de las cerámicas y permite trabajar a los distintos materiales como si fueran uno.

Cuando se emplea una pareja de cerámicas, estas se colocan con las polarizaciones en sentidos opuestos y separadas por un electrodo conectado al terminal de alta tensión del generador eléctrico (Fig. 11.2).

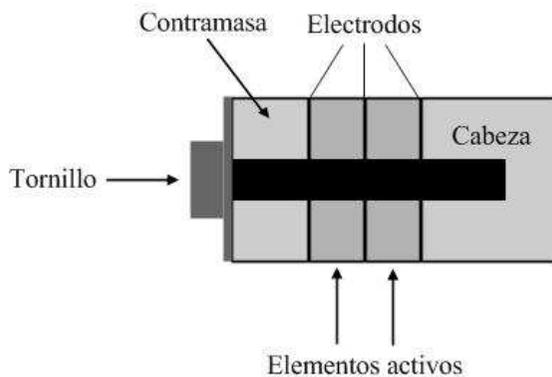


Figura 11.1. Esquema de un transductor Langevin

Este electrodo está situado exactamente en el plano central de la estructura y corresponde al plano nodal de vibración. El acoplamiento entre las cerámicas y los cilindros metálicos, se realiza pre-comprimiendo la estructura en la dirección axial mediante un tornillo. Esta pre-compresión aumenta la resistencia a la tensión de la estructura en general y de las cerámicas en particular.

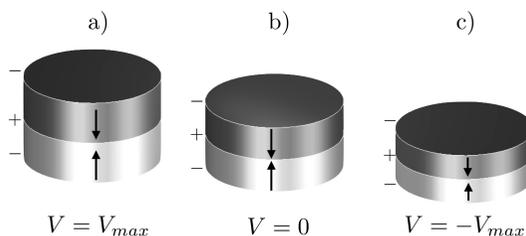


Figura 11.2: Comportamiento de un par de discos piezoeléctricos conectados en serie con la polaridad longitudinal invertida. Las flechas representan la dirección de la polarización de los discos piezoeléctricos

De acuerdo a la Fig. 11.2, además de las cerámicas se tiene:

- **Contramasa (Backing):** Se trata de un cilindro metálico posicionado en la parte trasera del elemento activo. El material del cilindro suele ser normalmente acero, el cual posee alta densidad y actúa como un gran atenuador, capaz de controlar las vibraciones del transductor, absorbiendo la energía que se produce en la parte trasera del elemento activo. De la adaptación de impedancias entre la contramasa y el elemento activo dependerá la resolución y la sensibilidad del transductor.
- **Cabeza (Matching):** Se trata de otro cilindro metálico ubicado entre el elemento activo y el medio de transmisión, cuya función es proteger a las cerámicas del entorno y, además, servir de transformador acústico acoplando las impedancias acústicas del elemento activo y el medio. El espesor necesario para conseguir este efecto es de $1/4$ de la longitud de onda emitida. El material más común para este tipo de placa es el aluminio con una impedancia acústica de $17,1 \cdot 10^6 \text{ Kg/m}^2\text{s}$.

- Buscando mejorar el acoplamiento acústico entre las cerámicas y los bloques metálicos y prevenir fallas por fatiga mecánica, se ha visto la necesidad de aplicar una presión entre 89 y 97 MPa para mantener unidas las masas metálicas con los cristales. La forma más simple de mantener unido el transductor es con un tornillo que atraviese todo el conjunto por el centro.

En la práctica, los transductores Langevin no siguen una estructura simétrica como la que se acaba de describir. En la Fig. 11.3 se muestran dos transductores tipo Langevin reales. El de la izquierda tiene una cámara por la que se hace circular un líquido refrigerante que ayuda a la disipación de calor [3].



Figura 11.3. Ejemplo de transductores tipo Langevin

El cálculo de las dimensiones del transductor puede hacerse a partir de las ecuaciones de Langevin [3]:

$$\operatorname{tg}\left(\frac{w_s l_i}{v_i}\right) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{w_s l_c}{v_c}\right) = q_i \quad (11.2)$$

$$q_i = \frac{\rho_{mc} v_c A_c}{\rho_{mi} v_i A_i}$$

donde: los subíndices “c e i” se usan para la cerámica y el medio. l representa el medio (piezoeléctrico o donde se propaga la energía ultrasónica). Con v , w , ρ y A , se representa a la velocidad de propagación, frecuencia angular de resonancia, densidad y área, respectivamente. Una vez escogidos los materiales, la frecuencia de resonancia y dos de las tres magnitudes geométricas, la ecuación anterior fija la dimensión desconocida. En muchas aplicaciones, los cilindros se construyen con metales de distinta densidad para incrementar la amplitud de vibración de la cabeza, que actúa como elemento radiante y mejorar el acoplamiento de impedancia del transductor al medio. En otros casos se requiere que el plano nodal, que constituye la zona en la que se soporta el transductor, esté situado en uno de los cilindros metálicos. El resultado en todos estos casos, es una estructura asimétrica tal como las que se presentan en la Fig. 11.4.

11.3.1. Transductores Langevin para aplicaciones en sólidos

Las aplicaciones de las ondas ultrasónicas de alta intensidad en sólidos (mecanizado, soldadura, etc.) [4,5] se basan en efectos mecánicos producidos por los desplazamientos de

amplitud finita. En estas aplicaciones se emplea el transductor Langevin acoplado a líneas metálicas de transmisión de diversa forma que producen amplificación de los desplazamientos en la sección final de trabajo. Estas líneas de transmisión, también llamadas amplificadores mecánicos son elementos resonantes a media longitud de onda, que pueden ser de forma escalonada, cónica, exponencial, catenoidal, etc. Sus dimensiones se calculan para que este elemento sea resonante a la misma frecuencia que la del transductor. La aplicación eficiente de estos transductores depende de lograr una suficiente amplitud de vibración en la punta del amplificador mecánico. Esta amplitud depende de la forma y dimensiones del elemento. Muchas veces es difícil diseñar uno de estos elementos con la forma correcta y la ganancia requerida. En estos casos se recurre a la utilización de varios elementos, de modo que se obtienen varios pasos de amplificación. En general, los amplificadores mecánicos que se emplean en la industria son aquellos que tienen formas más fáciles de diseñar y construir, tales como los cilíndricos o cónicos. El amplificador mecánico más extendido y posiblemente el más eficiente, es el de forma escalonada que, básicamente consiste en dos cilindros de un cuarto de longitud de onda cada uno y de distinto diámetro. El factor de amplificación de este elemento viene dado por el cociente entre las áreas de mayor y menor sección y resulta ser, para una relación fija entre los diámetros de entrada y salida, el mayor que es posible obtener con un solo elemento. En los amplificadores mecánicos presentados en la Fig.11.4, se asume que las dimensiones de la sección transversal tienen que ser menores que $1/4$ de la longitud de onda para obtener una vibración extensional pura del elemento.

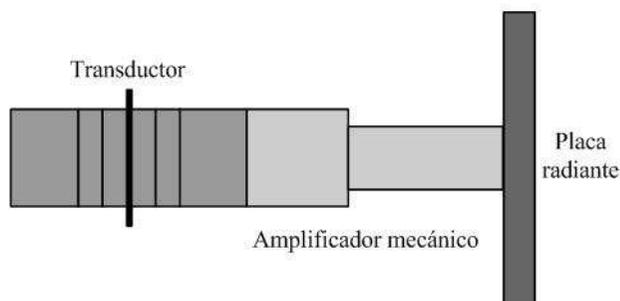


Figura 11.4. Esquema de transductor con amplificador mecánico y placa radiante

Sin embargo, muchas aplicaciones requieren que la superficie de trabajo sea grande, es decir, se necesitan amplificadores cuya sección sea de dimensiones mayores. Para este fin se diseñan y construyen amplificadores mecánicos con ranuras paralelas a la dirección longitudinal del movimiento. Estos amplificadores mecánicos de sección ancha, pueden considerarse como un conjunto multielemento de amplificadores de sección estrecha en el que, la dimensión de la sección transversal de cada elemento es menor que $1/4$ de la longitud de onda. Las ranuras son también útiles para la disipación del calor. Los amplificadores mecánicos de sección ancha pueden ser de formas geométricas muy diversas y el proceso para diseñarlos tiene que tener en cuenta que la sección puente que une los elementos, es una masa adicional que presenta una impedancia mecánica al elemento longitudinal. Recientemente se han propuesto nuevos métodos para el control nodal de la vibración de amplificadores mecánicos de sección ancha [4].

11.3.2. Transductores Langevin para aplicaciones en fluidos

El transductor Langevin anteriormente descrito se emplea directamente para aplicaciones en líquidos tales como, lavado ultrasónico y reacciones sonoquímicas. Dado que la dimensión transversal del conjunto cerámica-masa tiene que ser menor que $1/4$ de la longitud de onda, para cubrir superficies extensas, se necesita emplear conjuntos de estos elementos. Para aumentar la capacidad de potencia se construyen transductores con varias parejas de cerámicas piezoeléctricas. Además se le suele dar una cierta conicidad a la cabeza radiante para ampliar la sección de salida. Esto incrementa la impedancia de radiación y mejora la transferencia de energía. Muchos sistemas ultrasónicos para aplicaciones en líquidos están diseñados sobre la base de diferentes tipos de transductores Langevin.

Un nuevo concepto en la generación de energía ultrasónica en medios fluidos, se ha introducido en los últimos años con el llamado transductor de placa escalonada [4,5,6,7,8,9]. La generación de energía ultrasónica en fluidos (especialmente en gases) presenta notables problemas debido a la baja impedancia acústica y elevada absorción de estos medios. Por lo tanto, para obtener una eficiente transmisión de energía y producir altas intensidades, es necesario conseguir una buena adaptación de impedancia entre el transductor y el fluido, grandes amplitudes de vibración y alta concentración de energía. Además, para las aplicaciones industriales, es preciso que el transductor tenga gran capacidad de potencia y superficie radiante extensa. Los transductores comerciales existentes tienen muchas dificultades para cubrir estos requisitos. El nuevo transductor de placa escalonada posee en cambio, un elevado rendimiento y capacidad de potencia y una muy alta directividad. Este transductor consiste esencialmente en una placa extensa de perfil escalonado, que vibra flexionalmente en uno de sus modos propios, controlada en su centro por un vibrador piezoeléctrico (Fig. 11.5).

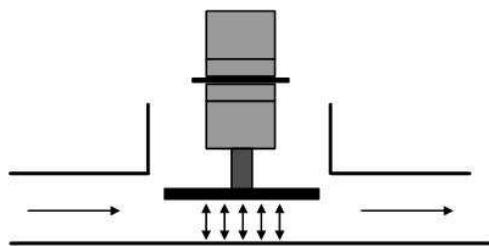


Figura 11.5. Esquema de aplicación a líquidos

El vibrador piezoeléctrico está constituido por un transductor Langevin y un amplificador mecánico. La extensa superficie de la placa aumenta la impedancia de radiación y ofrece al sistema vibrante una buena adaptación de impedancia. La forma especial de la placa permite obtener una radiación tipo pistón a pesar de la vibración flexional de la misma. En efecto, la radiación emitida por un radiador plano vibrando a flexión, presenta una muy escasa directividad debido a las cancelaciones de fase. Sin embargo, si los elementos superficiales del radiador que vibran en contrafase a ambos lados de una línea nodal, se desplazan alternativamente según la dirección del eje acústico del radiador, en media longitud de onda de la radiación en el medio, la emisión generada por un radiador con este nuevo perfil estará en fase en todo el haz. Mediante este procedimiento, es posible diseñar

radiadores para obtener distintas configuraciones del campo acústico. Así también se han diseñado y construido transductores de placa escalonada focalizados [7]. En la actualidad existen y han sido ampliamente experimentados, transductores con placas escalonadas de hasta 70 cm de diámetro y capacidad de potencia de aproximadamente 1 kW. Las características generales de estos transductores se pueden resumir en los siguientes datos: rendimientos del 75% al 80%, ancho del haz (a -3 dB) menores de 1,5 grados, rango de frecuencia experimentado 10-40 kHz, máximo nivel de presión sonora obtenida 170 dB. Los transductores de placa escalonada están siendo utilizados en el desarrollo de nuevas aplicaciones del ultrasonido de potencia en fluidos y en medios multifásicos.

11.4. Análisis detallado de un transductor tipo Langevin

Como se desprende de lo visto, la base del transductor Langevin tiene como punto de partida el análisis de una barra sometida a esfuerzos cuando se la hace vibrar. La Fig. 11.6 muestra el esquema simplificado de un transductor tipo Langevin de acuerdo a la Fig. 11.1, donde se ponen de manifiesto las impedancias puestas en juego. La impedancia de la cerámica, de la contramasa, de la cabeza, del aire y del medio al cual se envía la energía acústica, están representadas por Z_{ce} , Z_{cm} , Z_{ca} , Z_a y Z_m .

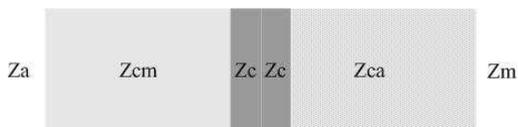


Figura 11.6. Interfaces en un transductor tipo Langevin

A las interfaces cerámica-contramasa y cerámica-cabeza se las suele denominar interfaces duras y a la contramasa-aire y cabeza-medio, interfaces blandas, siendo esta última mucho mayor que la contramasa-aire, esto es:

$Z_{cm} \gg Z_a$, $Z_{cm} > Z_c$, $Z_{ca} \geq Z_c$ y, si se tiene en cuenta aplicaciones en líquidos, $Z_{ca} > Z_m$. En la interfaz Z_{cm} - Z_a existirá reflexión total y por lo tanto inversión de fase de la onda reflejada. De acuerdo a la teoría acústica de oscilaciones longitudinales en una barra [10,11], la impedancia contramasa-cerámica está dada por:

$$Z_{cm-ce} = -j \rho_{cm} c_{cm} \operatorname{tg}^{-1}(kl_{cm}) \quad (11.3)$$

y la impedancia cerámica-contramasa:

$$Z_{ce-cm} = -j \rho_{ce} c_{ce} \operatorname{tg}(kl_{ce}) \quad (11.4)$$

donde: k es el número de onda y l la longitud o espesor del medio considerado. Ambas impedancias son reactivas puras y se cancelan para un espesor de $\lambda/4$. Dividiendo la Ecu. (11.4) por la Ecu. (11.3):

$$\frac{\rho_{ce} c_{ce}}{\rho_{cm} c_{cm}} \operatorname{tg}(kl_{ce}) \operatorname{tg}(kl_{cm}) = 1 \quad (11.5)$$

Pasando al primer miembro el producto de las densidades por las velocidades:

$$\frac{\rho_{cm} c_{cm}}{\rho_{ce} c_{ce}} = \operatorname{tg}(kl_{ce}) \operatorname{tg}(kl_{cm}) \quad (11.6)$$

Denominada ecuación de Langevin. Con la finalidad de calcular las dimensiones finales del transductor, se multiplica al numerador y denominador de la Ecu. (11.6) por el factor área de cada elemento, entonces:

$$\frac{A_{cm} \rho_{cm} c_{cm}}{A_{ce} \rho_{ce} c_{ce}} = \operatorname{tg}(kl_{ce}) \operatorname{tg}(kl_{cm}) \quad (11.7)$$

Esta expresión es idéntica a la Ecu. (11.2).

Para un transductor resonante a una frecuencia determinada, ambas componentes reactivas han de cancelarse mutuamente. Entonces, el sistema vibrante contramasa-cerámica se comporta como una lámina $\lambda/4$. Cuando se excita al transductor, parte de la vibración producida se dirige hacia la cabeza radiante y parte a la contramasa. Como la longitud de la contramasa es de $\lambda/4$, la señal llega a la interfaz contramasa-aire con una diferencia de fase de $\pi/2$. En ésta se produce reflexión total, es decir, un cambio de fase de 2π . La onda reflejada llegará a la interfaz cerámica-cabeza radiante con una diferencia de fase de 2π . En otras palabras, la radiación hacia adelante se compone en fase con la reflejada en la cara trasera del transductor, incrementando de este modo, la radiación al medio.

La determinación de la longitud de la cabeza y contramasa del transductor está basada en el conocimiento de la longitud total de la oscilación, que por lo que hemos visto debe ser de $\lambda/2$. En el caso de metales se la puede expresar como:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{v_z(f, l/d)}{2f_r} \quad (11.8)$$

donde: v_z es la velocidad del sonido en una barra de metal de diámetro d y longitud l , f_r la frecuencia de resonancia del transductor y $\lambda = v_z/f_r$. La longitud de un transductor simétrico se puede expresar como:

$$l' = 2l_{cm} + 2l_{ca} \quad (11.9)$$

donde: l es la longitud de una de las masas, por ejemplo, la contramasa, entonces:

$$l_{cm} = \frac{1}{2}(l' - 2l_{ce}) \quad (11.10)$$

Debido a que los valores reales de l_e dependen del tipo de metal y de la cerámica, para una longitud dada se emplea la siguiente expresión semi empírica [12]:

$$l_{cm} = \frac{1}{2}l' - Al_{ce} \quad (11.11)$$

donde: A es una constante que depende del tipo de metal y de las cerámicas usadas, como también de la frecuencia de trabajo. Si en la expresión anterior se sustituye l' de la Ecu. (11.9):

$$l_{cm} = \frac{v_z}{4f_r} - Al_{ce} \quad (11.12)$$

Válida para $l > d$.

En la práctica el valor de la cte. A se puede tornar un poco complicado, por ello, y como primera aproximación suele darle el valor de 0,5, quedando la Ecu. (11.12):

$$l_{cm} = \frac{v_z}{4f_r} - 0.5l_{ce} \quad (11.13)$$

Ejemplo 11.1

Se dispone de dos cerámicas con las siguientes características: $\rho = 7500 \text{ kg/m}^3$, módulo de Young (E) = $7,4 \cdot 10^{10} \text{ N/m}^2$, diámetro 38,1 mm, espesor 6,35 mm, frecuencia de trabajo $f = 22,5 \text{ kHz}$. El material de la cabeza y contramasas es acero inoxidable con $\rho = 7715 \text{ kg/m}^3$, módulo de Young (E) = $2,18 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2$. Determinar las dimensiones del transductor, primero de acuerdo a la expresión (11.6) y luego con la (11.13).

En primer lugar obtenemos las velocidades de propagación en función de la densidad y módulo de Young. De acuerdo con [12]:

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

reemplazado para la cerámica y la contramasas:

$$cc = \sqrt{\frac{7,4 \cdot 10^{10}}{7500}} = 3141 \text{ m/s}$$

$$ccm = \sqrt{\frac{2,18 \cdot 10^{11}}{7715}} = 7390 \text{ m/s}$$

Despejando de la Ecu. (11.6) l_p , se tiene:

$$l_p = l_{cm} = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\rho_{cm} c_{cm}}{\rho_{ce} c_{ce}} \cdot \frac{1}{\text{tg}(k_{ce} l_{ce})} \right] \cdot \frac{1}{k_{cm}}$$

reemplazando,

$$l_p = \text{tg}^{-1} \left[\frac{7715 \cdot 7390}{7500 \cdot 3141} \cdot \frac{1}{\text{tg}(2\pi \cdot 22,5 \cdot 10^3 / 3141 \cdot 6,35 \cdot 10^{-3})} \right] \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 22,5 \cdot 10^3 / 7390} = 60,6 \cdot 10^{-3}$$

$l_p = 60.6 \text{ mm}$, adoptándose igual valor para la cabeza radiante. Repitiendo el cálculo usando la Ecu. (11.13),

$$l_{cm} = \frac{7390}{4 \cdot 22,5 \cdot 10^3} - 0,5 \cdot 6,35 \cdot 10^{-3} = 63,8 \cdot 10^{-3}$$

$$l_{cm} = 63,8 \text{ mm}$$

La diferencia entre el uso de las expresiones (11.6) y (11.13) es del 5%.

Se puede modificar ligeramente la estructura básica del transductor de Langevin intercalando varias cerámicas entre la contramasa y la cabeza radiante. La interfaz entre las cerámicas agrupadas en pares, y cada mitad del transductor, puede ser considerada como un elemento vibrante de $\lambda/4$. En los casos donde se necesita entregar y/o concentrar más potencia al medio, se emplean más cerámicas y también puede acoplarse en la cabeza radiante un amplificador mecánico. La Fig.11.7 muestra el primer caso y la Fig. 11.8 ambas.

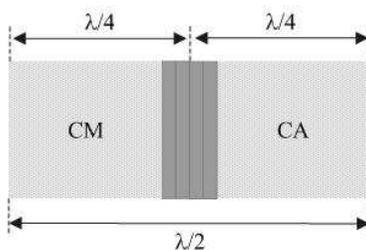


Figura 11.7. Transductor Langevin multicapa

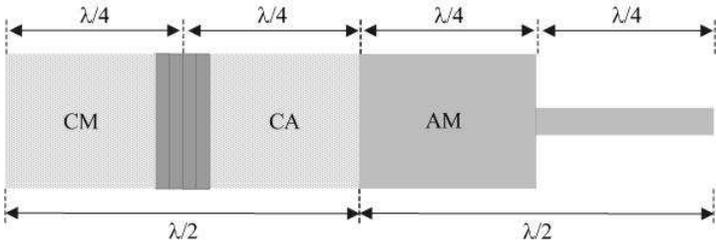


Figura 11.8. Transductor Langevin multicapa y terminado con amplificador mecánico

Como amplificador mecánico existe una gran variedad de modelos, uno de los más empleados son los denominados “horn” basados en la teoría de las líneas exponenciales y los llamados de doble cilindro (stepped horn). Si bien el tema excede los límites de esta obra, haremos un breve comentario sobre los segundos. La Fig. 11.9 muestra el esquema de un amplificador de doble cilindro.

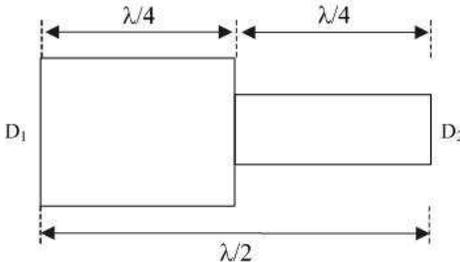


Figura 11.9. Esquema de amplificador mecánico tipo doble cilindro

Se puede demostrar [10] que la relación de velocidades respecto de las secciones S_2/S_1 está dada por:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{S_2 Y_2 c_1 \operatorname{tg}(w_e / 2 c_2)}{S_1 Y_1 c_2 \operatorname{tg}(w_e / 2 c_1)} \tag{11.14}$$

donde v_1 , S_1 , Y_1 y c_1 son la velocidad, la sección, el módulo de Young y la velocidad del sonido en la sección 1, respectivamente. El subíndice 2 corresponde a los mismos parámetros de la sección 2. Normalmente, las dos secciones están construidas con el mismo material, resultando $Y_1 = Y_2$, $c_1 = c_2$, quedando la expresión anterior como:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{S_2}{S_1} \tag{11.15}$$

El factor de amplificación es la relación de áreas de los extremos del amplificador. Si la relación $D_1/D_2 = 2$, la relación $v_2/v_1 = 4$.

En general, con transductores de alta intensidad la eficiencia electroacústica η es de

particular interés. En todos los casos prácticos se usa como buena aproximación [1]:

$$\eta \approx 1 - \frac{1}{k_{eff}^2 Q_e Q_l} - \frac{Q_l}{Q_{m0}} \quad (11.16)$$

donde: el primer cociente representa las pérdidas del dieléctrico y el segundo, las pérdidas mecánicas. Q_{m0} es el factor de calidad mecánico del transductor en ausencia de carga acústica, y Q_e es el factor de calidad eléctrico, recíproco del factor $\tan \delta$. El término Q_l es el factor de calidad mecánico debido a la carga acústica. En la expresión anterior se asume que $k_{eff} \sqrt{Q_e Q_{m0}} \gg 1$ y $Q_l \leq 0,1 Q_{m0}$. Con pequeña carga acústica Q_l es alto y viceversa, entonces:

$$Q_l = \frac{1}{k_{eff}} \sqrt{\frac{Q_{m0}}{Q_e}} = Q_{l_{opt}} \quad (11.17)$$

η alcanza el valor máximo:

$$\eta_{max} \approx 1 - \frac{2}{k_{eff} \sqrt{Q_e Q_{m0}}} \quad (11.18)$$

Si Q_l es pequeño comparado con $Q_{l_{opt}}$, el segundo miembro de la Ecu. (11.16) (pérdidas mecánicas), puede ser ignorado.

El factor Q_{m0} de los transductores basados en PZT es un poco más alto que el de los transductores piezoeléctricos clásicos, debido a un mejor comportamiento con la temperatura. Otra razón de porqué la eficiencia de los transductores basados en composites es tan alta, es porque su coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico k_{eff} (ver apartado 3.51) no es mucho menor que los transductores piezoeléctricos clásicos. Esto se ilustra en la Fig. 11.10 donde las porciones externas 1 (cabeza) y 2 (contramasa) con longitudes $L_1 = L_2$, tienen las mismas propiedades acústicas y la misma área de sección transversal como las porciones centrales de cerámica. En tal caso, las amplitudes u de excursión de las caras extremas 1 y 2 son iguales ($u_1 = u_2$). Por consiguiente, las amplitudes máximas de velocidad alcanzable en las caras extremas, están relacionadas con la amplitud de la tensión máxima admisible $T_{c_{max}}$ en el plano nodal central de acuerdo con la relación:

$$u_{1_{max}} = w_s u_{2_{max}} = \frac{T_{c_{max}}}{\rho_{mc} v_c} (m/s) \quad (11.19)$$

donde: ρ_{mc} es la densidad del material de la cerámica y v_c la velocidad del sonido en la misma.

Si la cara externa 1 se carga con un líquido con densidad ρ_{mw} velocidad del sonido v_w y se asume que se emiten ondas perfectamente planas en el líquido, la Ecu. (11.19) también es válida para determinar la amplitud de la velocidad de las partículas, en el interior del líquido cerca de la cara radiante 1, de modo que, la intensidad máxima alcanzable de ultrasonido en el líquido puede ser evaluada insertando la Ecu. (11.19) dentro de la Ecu. (2.6) (intensidad acústica):

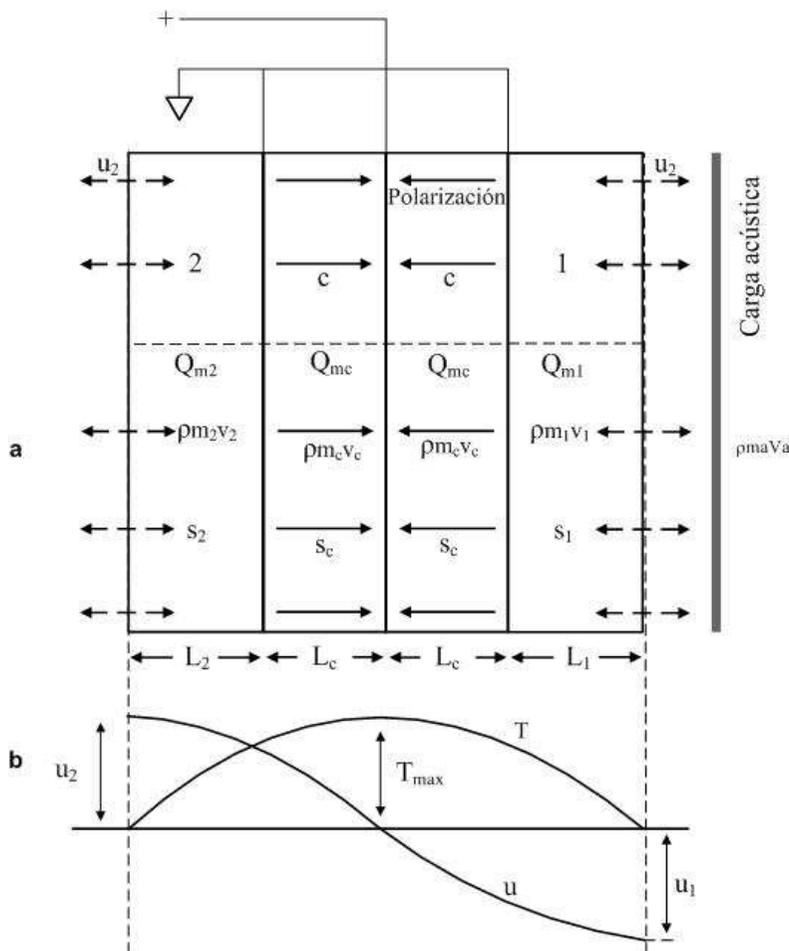


Figura 11.10. Transductor cilíndrico con idénticas longitudes y áreas transversales

$$I_{w\max} = \frac{1}{2} (w_s u_i)_{\max}^2 \rho_{mw} v_w \left(W / m^2 \right) \quad (11.20)$$

Bajo estas condiciones de igualdad de material y sección de los extremos 1 y 2, el ancho de banda de este tipo de transductor es:

$$bW = \frac{1}{Q_{m0}} + \frac{2}{\pi} \frac{(\rho_{mw} v_w)_1 + (\rho_{mw} v_w)_2}{\rho_{mc} v_c} \quad (11.21)$$

11.4.1. Mejora de la intensidad de radiación y ancho de banda por medio de secciones extremas diferentes

En muchos casos de aplicación industrial o de experimentos de laboratorio, se requiere de valores muy altos de I_{wmax} y bW que los ofrecidos por el transductor único de media longitud de onda, discutido hasta ahora. Si el material que se utiliza para cada porción extrema es arbitrario, el plano de la unión entre las porciones centrales de cerámica se mantiene como el plano nodal, la amplitud de tensión alcanza un máximo de $T_c \leq T_{cmax}$, las relaciones de amplitud y frecuencia vistas en el apartado anterior y Fig. 11.10, ya no son válidas. Las nuevas ecuaciones se pueden expresar en términos de dos parámetros numéricos q_i y G_i , donde i representa a cualquiera de las secciones extremas 1 o 2:

$$q_i = \frac{\rho_{mc} v_c A_c}{\rho_{mi} v_i A_i} \quad (11.22)$$

Entonces, q_i es la relación de las impedancias acústicas multiplicada por el área de la sección transversal (primer miembro de la Ecu. (11.7)). En la práctica, $A_i \geq A_c$, y:

$$G_i = q_i^2 - (q_i^2 - 1) \text{sen}^2 \frac{w_s l_c}{v_c} \quad (11.23)$$

donde: G_i es el coeficiente de ganancia de potencia en las caras extremas con relación a un transductor homogéneo (Fig. 11.10). Obviamente G_i oscila entre q_i^2 y la unidad, y aumenta a medida que disminuye la impedancia acústica específica ($\rho_{mi} v_i$). Utilizando las variables anteriores y suponiendo una carga en ambos extremos del transductor, se puede escribir (Ecu. (11.19) y (11.20)):

$$I_{wi} = \frac{1}{2} G_i \left(\frac{T_{cmax}}{\rho_{mc} v_c} \right)^2 (\rho_{mw} v_w)_i \quad [W / m^2] \quad (11.24)$$

$$bW \approx \frac{1}{Q_{m0}} + \frac{\pi}{2} \frac{G_1 (\rho_{mw} v_w)_1 + G_2 (\rho_{mw} v_w)_2}{\rho_{mc} v_c} \quad (11.25)$$

Si reescribimos la Ecu. (11.16) de la forma:

$$\text{tg} \left(\frac{wl_{ce}}{v_{ce}} \right) \text{tg} \left(\frac{wl_{cn}}{v_{cn}} \right) = q_i \quad (11.26)$$

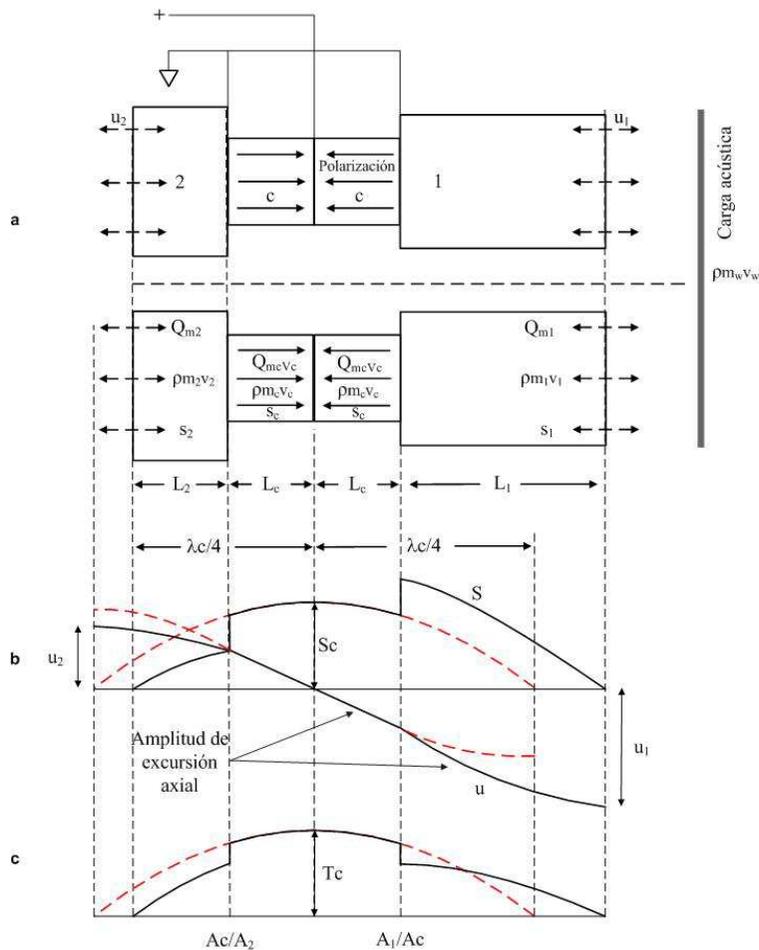


Figura 11.11. Transductor cilíndrico de media longitud de onda con diferentes áreas transversales

ambos ángulos w_i/v toman valores entre 0 y $\pi/2$ radianes y pueden ser presentados sobre un diagrama donde q_i es usado como parámetro, y para mayor claridad, los ejes tienen la forma.

$$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{w_s l_i}{v_i} = \frac{l_i}{\lambda_i/4} \quad (11.27)$$

$$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{w_s l_c}{v_c} = \frac{l_c}{\lambda_c/4}$$

En la Fig. 11.12 se muestra una familia de curvas de $l_i/(\lambda_i/4) = f(l_c/(\lambda_c/4))$ para valores prácticos de q_i en el rango de 0,4 a 4,0. Estas curvas son muy útiles para el ingeniero al

principio del desarrollo de un transductor de alta intensidad, ya que proporcionan un atajo a través de los cálculos detallados necesarios para el diseño final. Hay que tener en cuenta que estos cálculos requieren una elección adecuada de las constantes del material v_i y v_c (o λ_i y λ_c).

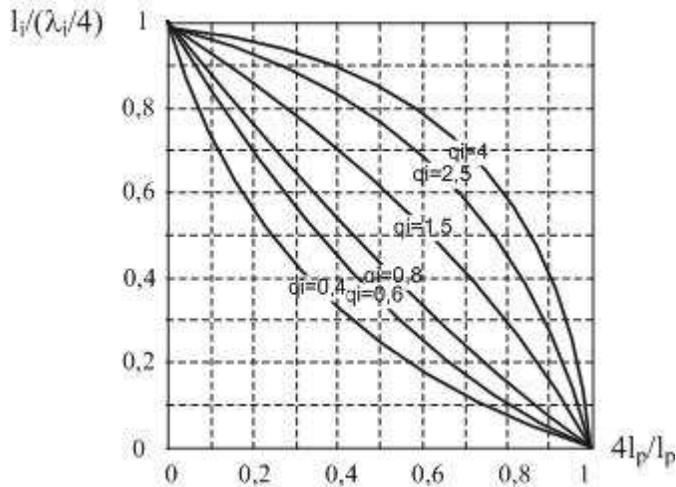


Figura 11.12. Familia de curvas $l_i/(\lambda_i/4)$ versus $l_{ce}/(\lambda_{ce}/4)$ tomando como parámetro q_i

Ambos coeficientes q_i y G_i son iguales para secciones de $\lambda/4$ en transductores simétricos y de iguales propiedades acústicas, mientras que, para transductores de diferente área transversal, serán distintas dependiendo de la construcción de los extremos. El rango de G_i está comprendido entre q_i^2 y 1, y aumenta a medida que $\rho_n v_n$ disminuye. En la Fig. 11.13 se grafica G_i en función de $l_{ce}/(\lambda_{ce}/4)$.

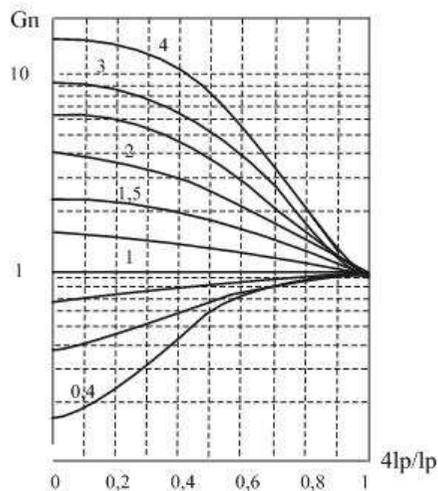


Figura 11.13. Familia de curvas G_i versus $l_{ce}/(\lambda_{ce}/4)$ tomando como parámetro q_i

Materiales para moderada intensidad en el extremo 1				Cerámica porción central			Materiales para alta intensidad en el extremo 2		
Cantidad	unidad	St	Al/Br	PZT4	PZT41	PZT42	Tita	dAL	Mg
ρ_m	10^3Kg/m^3	7,85	8,50	7,50	7,90	7,80	4,42	2,79	1,74
$\rho_m \text{ vbar}$	$10^6 \text{Kg/m}^2\text{s}$	41,12	34,6	24,0	23,0	22,3	21,7	14,3	8,35
S	$10^{-12} \text{m}^2/\text{N}$	4,6	7,0	13,5	14,6	15,5	9,4	13,5	23,8
σ		0,29		0,30	0,30	0,30	0,36	0,34	0,28
$\Delta l/\Delta T$	$10^{-6}/^\circ\text{C}$	14		2,5	1,5	1,7	9	23	26
Qm		1400	17000	500	1000	750	2400	50000	
Tf	10^6Pa	550	370				7,20	190	123
Sf	10^{-3}	2,52	2,59	1,69			6,80	2,57	2,93

Tabla 11.3. Propiedades físicas de materiales usados en transductores para alta intensidad

Cuando el diámetro de un resonador de media onda es comparable o mayor que su longitud, pueden ocurrir resonancias de modo lateral o radiales (dependiendo de la relación de diámetro a espesor), estando cerca de la frecuencia fundamental de modo de espesor, donde es preferible en lo posible que $D < \lambda/2$. De acuerdo a la Fig. 11.13 la ganancia de intensidad G más alta que puede ser de interés en transductores totalmente sumergidos, se obtiene si la longitud de onda en el material cerámico es 20 o 30 veces mayor que el espesor de la cerámica. Aunque una contramasa con $q_i < 1$ mejora ligeramente el acoplamiento, la cabeza con $q_i > 1$ lo reduce, de modo que el acoplamiento total no difiere mucho del de un transductor con $q_i = 1$ (Fig. 11.14).

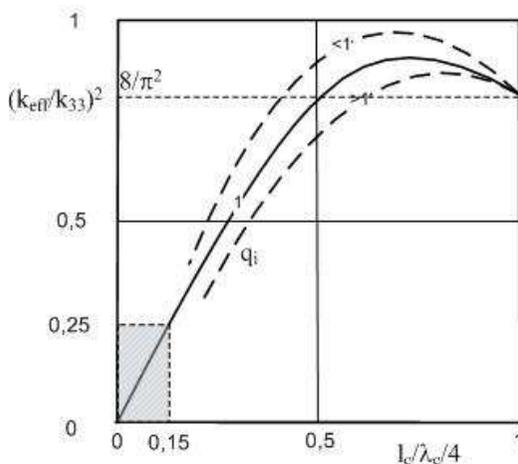


Figura 11.14. Relación del factor de acoplamiento

La intensidad del ultrasonido en el líquido cerca de la superficie radiante no está dada por las expresiones (11.20) y (11.24), que sólo se mantienen para ondas planas en líquido. A bajas frecuencias, las ondas radiadas no son planas, por lo que debe ser tenido en cuenta. Los términos de la derecha de la Ecu. (11.20) y (11.24) deben multiplicarse por la parte real de un coeficiente de radiación ζ . Este coeficiente se representa en la Fig. 11.15 como una función de la relación diámetro a longitud de onda (en agua). A frecuencias bajas el coeficiente cae más linealmente con la frecuencia, hecho que asevera la limitación.

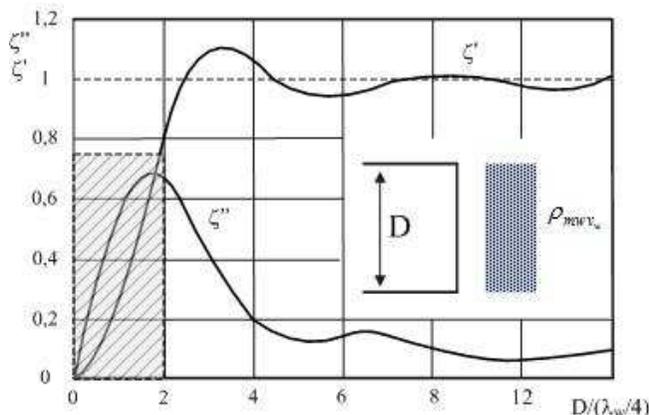


Figura 11.15. Relación diámetro a longitud de onda

Una caída moderada de ζ puede ser aceptable. Por lo tanto, permitiendo un mínimo de ζ de aproximadamente 0,75, el diámetro mínimo de la cara radiante sería la mitad de una longitud de onda en la carga líquida. Por ello, se añade una masa de tamaño considerable a la del transductor en forma de carga líquida, de modo de hacer coincidentes los parámetros (ver curva ζ''). Por ejemplo, en el caso de un solo par de anillos PZT de 6,35 mm de espesor, con un diámetro $D = 38,1$ mm y una porción de extremo de aluminio o de magnesio con un diámetro D_1 ligeramente más grande, la frecuencia mínima de funcionamiento es de 20 kHz. La misma frecuencia mínima también se deriva de consideraciones de factor de acoplamiento. Para frecuencias por debajo de 20 kHz, el factor de acoplamiento eficaz se puede mejorar mediante el uso de más de un par de anillos.

11.4.2. Rendimiento

En las secciones anteriores hemos mencionado que la intensidad máxima de radiación es proporcional al cuadrado de T_{cmax} . Este parámetro representa la máxima amplitud de tensión admisible a la tracción dinámica, por lo tanto, se afecta por un factor de seguridad β veces la resistencia a la fatiga T_f del material presente, cerca del plano nodal donde la amplitud de tensión alcanza un máximo. La Fig. 11.16 muestra la resistencia a la fatiga T_f , el pretensado T_0 y la máxima amplitud admisible en el centro del transductor T_{cmax} . En a, sin pretensado, T_{cmax} es pequeño, T_c está limitado por la resistencia a la fatiga de la cerámica. En b con pretensado, $T_{cmax} \sim T_0$, T_c se encuentra limitado por la resistencia a la fatiga del perno usado para pretensar al transductor. Por lo visto, la resistencia a la fatiga tanto de la cerámica piezoeléctrica T_{fc} como del material de unión T_{fc} deben cumplir con:

$$\beta T_{cf} \geq T_{cmax} \leq \beta T_{fb} \tag{11.28}$$

A veces, las amplitudes de tensión o resistencias a la fatiga tabulados en la Tabla 11.2, no son muy fiables, ya que se pueden reducir drásticamente por tensiones térmicas estáticas, resultantes de la expansión térmica diferencial de las piezas cementadas. Cuando se cementa el aluminio o el magnesio a un PZT4 hay que tener en cuenta que el curado de la resina epoxi usada, presenta un diferencial térmico de 20 o más p.p.m./°C. Se espera que,

cuando la resina epoxi finalice el proceso de curado, la diferencia de tensiones radiales térmicas estará en el orden de $50 \cdot 10^6$ Pa.

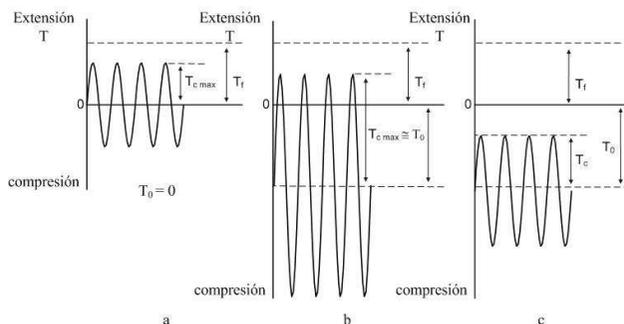


Figura 11.16. Esfuerzo a la fatiga (ver texto)

En otras palabras, la capa superficial de la cerámica se vería gravemente pretensada en la dirección radial de manera no homogénea e incontrolada. Teniendo en cuenta estas condiciones, que también existen cuando el transductor está disipando considerable energía a altas intensidades, la amplitud del esfuerzo T_{cmax} en la gama de frecuencias de 10 kHz a 50 kHz, sería no más de $4 \cdot 10^6$ Pa (10 kg/cm^2).

Ejemplo 11.2

Para un transductor que trabaja a una frecuencia de 22,5 kHz construido con contramasacabeza de aluminio ($\rho_m = 2,77 \cdot 10^3 \text{ Kg/m}^3$, $v_m = 6,32 \cdot 10^3 \text{ m/s}$) y cerámica ($\rho_c = 7500 \text{ Kg/m}^3$, $v_c = 3141 \text{ m/s}$, $lp = 6,35 \text{ mm}$) y suponiendo una carga acuosa $Z_w = \rho_{mw} v_w = 1,458 \cdot 10^6 \text{ Kg/m}^2\text{s}$, determinar la intensidad alcanzable a partir primero, de la Ecu. (11.20) y luego usando la Ecu. (11.24). La tensión máxima de deformación $T_{cmax} = 4 \cdot 10^6$ Pa. Se supone que las áreas de la cerámica como de las masas es la misma.

Reemplazando los valores de T_{cmax} (previa conversión de Pa a Kg/ms^2) y Z_w en la Ecu.(11.20),

$$I_{wmax} = \frac{1}{2} \left(\frac{5,46 \cdot 10^4}{23,55 \cdot 10^6} \right)^2 1,485 \cdot 10^6 = 3,98 \text{ W}$$

Sustituyendo los datos en la Ecu. (11.22), se tiene:

$$q_i = \frac{7500 \cdot 3141}{2,77 \cdot 10^3 \cdot 6.32 \cdot 10^3} = 1,34$$

A continuación, se introduce q_i en la Ecu. (11.23) y se obtiene G_i :

$$G_i = 1,34^2 - (1,34^2 - 1) \operatorname{sen}^2 \frac{2\pi \cdot 22500 \cdot 0,0035}{3141} = 1,79$$

Ahora se determina la intensidad con la expresión (11.24):

$$I_{wi} = \frac{1}{2} 1,79 \cdot \left(\frac{5,46 \cdot 10^4}{7500 \cdot 3141} \right)^2 \cdot 1,48 \cdot 10^6 = 6,96 \text{ W}$$

La relación de intensidades Ecu. (11.24) / Ecu. (11.20) es de 1,75. Esto significa que al comienzo del diseño puede usarse:

$$I_{wi \max} \approx 2G_i$$

Por lo tanto, el diseño a partir de los parámetros q_i y G_i simplifica en gran medida el diseño del transductor. Debido a que q_i depende del material de las masas, la intensidad dependerá de ello.

11.5. Modelos de un transductor tipo Langevin

En el capítulo III, apartado 3.5 vimos las ecuaciones que relacionan las características mecánicas con las eléctricas de una cerámica piezoeléctrica. En función de ello, trabajamos con el modelo eléctrico simplificado de un transductor basado en un PZT (Figs. 3.7 y 3.8). Si bien, desde el punto de vista del modelo era incompleto, servía para la mayoría de los casos prácticos, ya que, la potencia enviada al medio era despreciable y por lo tanto las pérdidas del transductor debido a efecto Joule y a la fricción mecánica, son despreciables. Pero, en el caso de los transductores de potencia la situación es diferente, por lo tanto al modelo de las Figs. 3.7 y 3.8 es necesario completarlo. El modelo más usado es el de Mason. A lo largo del tiempo se han desarrollado variantes de éste. Las más citadas en la bibliografía son el modelo KLM, y el modelo de Redwood [12]. Cada uno presenta ventajas y desventajas a la hora de simular la respuesta del transductor. Por ello, en lo que sigue a continuación, se utilizará una representación electromecánica de un cristal piezoeléctrico, cuya deformación ocurre en dirección paralela al campo eléctrico, usando el modelo de Mason. En la Fig. 11.17 se muestra el modelo eléctrico de un transductor piezoeléctrico a partir del modelo de Mason simplificado.

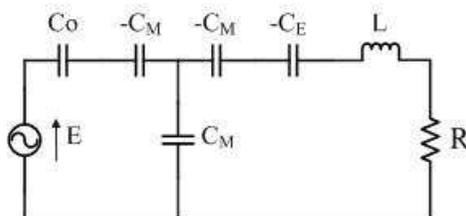


Figura 11.17 Modelo Mason simplificado de un transductor piezoeléctrico

E y C_0 son los elementos eléctricos del sistema, C_E , L y R los mecánicos y C_M el electromecánico. E es la diferencia de potencial aplicada a los electrodos de entrada del transductor. C_0 representa la capacitancia electrostática del capacitor formado por los electrodos y el material piezoeléctrico, todo asociado a la permitividad del material ϵ_T , que en el caso unidimensional se conoce como constante dieléctrica y ϵ_0 la permitividad del vacío (ver apartado 3.5).

$$C_0 = \frac{\epsilon_T \epsilon_0 A}{l_p} \quad (11.29)$$

L es el equivalente mecánico de la masa de la cerámica, asociado a la energía inercial mecánica, función de la densidad ρ , del área A y del espesor l_p de la cerámica, respectivamente:

$$L = \frac{4 \rho_p l_p A}{\pi^2} \quad (11.30)$$

C_E es la capacidad de almacenamiento de energía potencial mecánica del material, relacionada con su complianza sE , que en el caso unidimensional se considera sólo la constante s . R representa las resistencias mecánicas que incluyen las pérdidas por disipación debido a fricción interna y la radiación acústica.

$$C_E = \frac{s l_p}{A} \quad (11.31)$$

C_M es capacitancia-complianza y se define como la razón de carga eléctrica aplicada a la cerámica y la fuerza requerida para que éste no modifique sus dimensiones, contrarrestando el efecto piezoeléctrico. Este es el elemento que acopla los comportamientos mecánico y eléctrico del material, y se obtiene tomando en cuenta que, las deformaciones del material están dadas por la Tabla 3.1, donde d , el tensor de constantes piezoeléctricas, es en el caso unidimensional una constante escalar d .

$$C_M = \frac{\epsilon_T \epsilon_0 s}{d} \quad (11.32)$$

La respuesta en frecuencia del circuito equivalente, corresponde a la de un filtro pasa banda de segundo orden centrado en la frecuencia de trabajo de la cerámica.

Ejemplo 11.3

Mediante la simulación del modelo Mason, obtener la respuesta en frecuencia de un transductor tipo PZT que tiene los siguientes parámetros: $\epsilon_T = 1750$, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$, $\rho = 7500 \text{ Kg/m}^3$, $\sigma = 0,3$, $k_p = 0,55$, $k_{33} = 0.64$, $s = 7,4 \cdot 10^{10}$, diámetro interno (d_i) = 12,7 mm, diámetro externo (d_e) = 38,1 mm, espesor (l_p) = 6.35 mm, $d = 1,2 \cdot 10^{-12}$ y $R = 1,7 \text{ K}\Omega$.

Primero se obtiene el área de la cerámica a partir del área de un anillo:

$$A = \pi(d_e^2 - d_i^2)$$

Reemplazando los diámetros, se obtiene $A = 41 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$. De la Ecu. (11.49) se determina C_0 :

$$C_0 = \frac{1750 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 41 \cdot 10^{-4}}{6,35 \cdot 10^3} = 9,88 \text{ nF}$$

$$L = \frac{4 \cdot 7500 \cdot 6,35 \cdot 10^{-3} \cdot 41 \cdot 10^{-4}}{\pi^2} = 78,2 \text{ mH}$$

$$C_E = \frac{1}{7,4 \cdot 10^{10}} \frac{6,35 \cdot 10^{-3}}{41 \cdot 10^{-4}} = 21,2 \text{ pF}$$

$$C_M = \frac{1750 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 7,4 \cdot 10^{10}}{1,2 \cdot 10^{-12}} = 716 \text{ pF}$$

Con los valores obtenidos se completa el circuito (Fig. 11.18) del modelo de Mason y se simula la respuesta usando el simulador de circuitos SIMetrix [13]. Como se observa, el circuito tiene tres resistencias de 10 MΩ, no contempladas en el modelo. Se trata de resistencias que no influyen en la respuesta del circuito y que son necesarias para que el simulador no encuentre indeterminaciones al comenzar el cálculo.

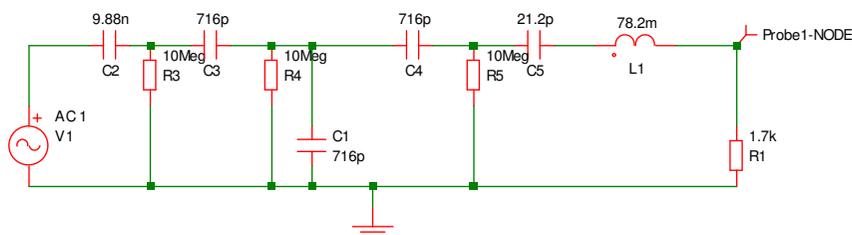


Figura 11.18. Esquemático usado en la simulación

La Fig. 11.19 muestra el resultado de la simulación. La frecuencia de trabajo resultó ser de 126,6 kHz. A la respuesta en frecuencia se ha superpuesto la variación de fase. Claramente se trata de la respuesta de filtro pasa banda de segundo orden.

El modelo anterior puede generalizarse para evaluar la respuesta de un transductor tipo Langevin. En la literatura se tienen las variantes que más se han usado [12,14]. Todas parten del mismo concepto, se basan en una línea de transmisión tipo “T”.

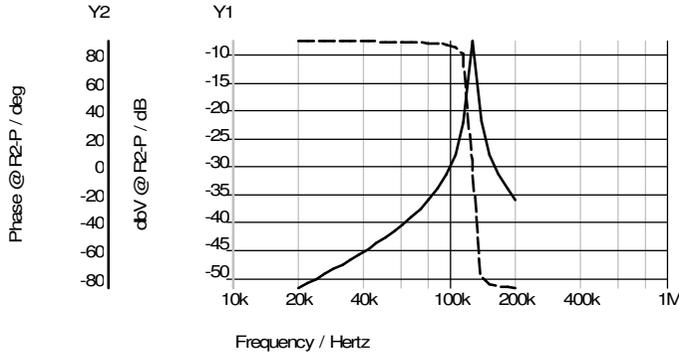


Figura 11.19. Módulo y fase de la respuesta de la cerámica usada en el ejemplo 11.3

11.5.1. Modelos del transductor completo

11.5.1.1. Modelo Mason

La Fig.11.20 muestra el circuito equivalente Mason para una cerámica en modo de oscilación de espesor. Las ecuaciones que describen la red eléctrica con tres accesos, se derivan de las ecuaciones para una cerámica piezoeléctrica que relaciona los tensores de tensiones mecánicas S , de esfuerzos mecánicos T , desplazamiento D , y del campo eléctrico E en el interior del material [12,14]. En función de lo anterior, las ecuaciones son:

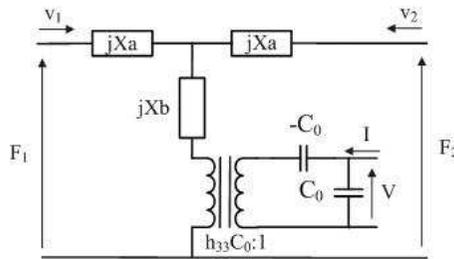


Figura 11.20. Modelo Mason

$$\begin{aligned}
 F_1 &= \frac{Z_c}{j} \left[\frac{v_1}{tg(kl)} + \frac{v_2}{sen(kl)} \right] + \frac{h_{33} I}{j \omega} \\
 F_2 &= \frac{Z_c}{j} \left[\frac{v_1}{sen(kl)} + \frac{v_2}{tg(kl)} \right] + \frac{h_{33} I}{j \omega} \\
 V &= \frac{h_{33}}{j \omega} (v_1 + v_2) + \frac{l I}{j \omega \epsilon_{33}^s P}
 \end{aligned}
 \tag{11.33}$$

donde: $Z_c = \rho v_2 P$ es la impedancia característica, l y P la longitud y el ancho de la cerámica, h_{33} la constante piezoeléctrica de la cerámica, ϵ_{33}^s la constante dieléctrica relativa de compresión. A partir de este conjunto de ecuaciones se obtienen las expresiones de C_0 , X_a y X_b :

$$C_0 = \frac{\epsilon_{33}^S P}{l_p}$$

$$X_a = Z_c \operatorname{tg} \frac{kl}{2}$$

$$X_{ab} = \operatorname{tg} \frac{-Z_c}{\operatorname{sen}(kl)}$$
(11.34)

El modelo de Mason propone un circuito equivalente exacto que divide el material piezocerámico en parte eléctrica y mecánica, utilizando transformador electromecánico ideal, un capacitor, una capacitancia negativa y una red T. La desventaja de este modelo consiste en que no puede ser usado en ambiente de simulación de circuitos eléctricos, debido a la dependencia en frecuencia de sus componentes.

11.5.1.2. Modelo Redwood

Redwood modifica el modelo original de Mason [12,14] para obtener una topología adecuada para la simulación (Fig. 11.21). Mantiene el transformador, las capacitancias y reemplaza las reactancias complejas X_a y X_b por una línea de transmisión tipo coaxil sin pérdidas.

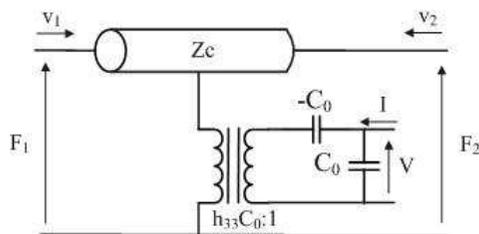


Figura 11.21. Modelo de Redwood

11.5.1.3. Modelo KLM

Con la idea de eliminar los elementos de circuito entre la parte superior del transformador y el nodo en la línea de transferencia acústica, el modelo KLM también se basa en que la línea de transmisión es sin pérdidas [12,23]. En este modelo, la velocidad de transferencia del transformador se convirtió en función de la frecuencia, donde los roles de la parte eléctrica y mecánica están claramente separados, por lo que este circuito es físicamente más comprensible y hace hincapié en la diferencia entre el comportamiento eléctrico de los elementos y el comportamiento acústico de la cerámica. La Fig. 11.22 muestra el modelo KLM para una cerámica que oscila en modo espesor.

$$X_1 = Z_c \left(\frac{h_{33}}{w Z_c} \right)^2 \operatorname{sen} \left(\frac{lw}{v_z} \right)$$
(11.35)

Este circuito equivalente, también considera una fuente y un circuito eléctrico cuyos

componentes son frecuencia dependientes, los que ahora son conectados en la mitad de la línea de transmisión del modelo de Mason.

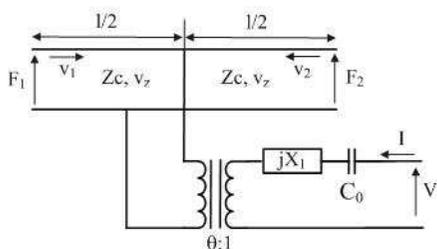


Figura 11.22. Modelo KLM

La línea presenta una impedancia característica Z_c con velocidad v_z y longitud l . La longitud de la línea es igual a la de la cerámica en la dirección de propagación de la onda. En este circuito la relación de transformación del transformador se convirtió en una función de la frecuencia, quedando claramente establecidas las partes mecánicas y eléctricas.

11.5.2. Modelo completo del transductor

A los fines de tener un modelo que permita modelar y simular el transductor completo, se han propuesto modelos basados en el modelo de Mason que por un lado tienen en cuenta las masas de la cabeza y de la contramasa y por otro, eliminan la capacitancia negativa en el circuito de entrada del transformador [15]. La Fig. 11.23 muestra el circuito simplificado del transductor completo, donde Z_1 y Z_2 representan las impedancias de las cerámicas y de las masas. En la Fig. 11.24 se observa el circuito del modelo completo, cerámicas y masas [16].

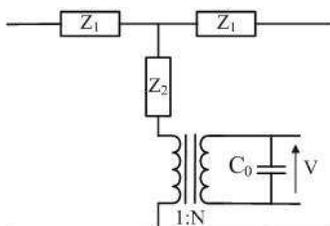


Figura 11.23. Modelo del transductor

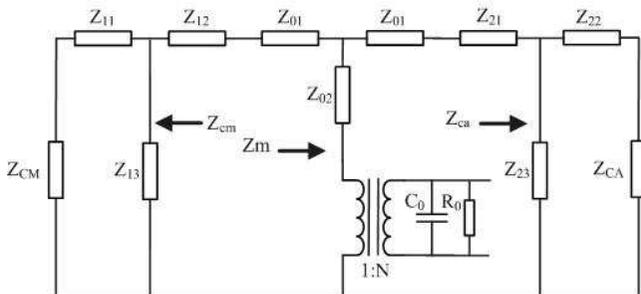


Figura 11.24. Circuito del modelo completo del transductor

donde: Z_{CA} y Z_{CM} representan a las impedancias sobre la cabeza y contramasa, respectivamente. Z_{11} , Z_{12} y Z_{13} representan las impedancias de las cargas acústicas en ambos extremos del transductor. Z_{21} , Z_{22} y Z_{23} son las impedancias de la cabeza, Z_{01} y Z_{02} representan las impedancias de los discos cerámicos. En función de lo anterior, se tiene:

Z_{11} , Z_{12} , por Ecu.(11.3)

Z_{21} , Z_{22} , por Ecu.(11.4)

Z_{01} , por Ecu.(11.3)

Las expresiones para Z_{13} , Z_{23} y Z_{02} :

$$Z_{ii} = \frac{\rho_i l_i c_i A_i}{j \text{sen}(k_i l_i)} \tag{11.36}$$

Z_{CM} y Z_{CA} representan las impedancias de carga que ofrece el medio a la contramasa y cabeza, respectivamente. Con $k_i = \omega/C_i$, $C_1 = (E_1/\rho_i)^{1/2}$, $C_0 = (s_{33}^E \rho_0)^{1/2}$, E_1 el módulo de Young, s_{33}^E es la compliansa acústica del material piezoeléctrico y c_1 velocidad del sonido en el medio considerado.

Otro modelo que puede utilizarse es el de la Fig. 11.25 donde se ha reemplazado impedancia por movilidad, es decir, usando acoplamiento masa-resorte [17,18] pudiendo expresarse como:

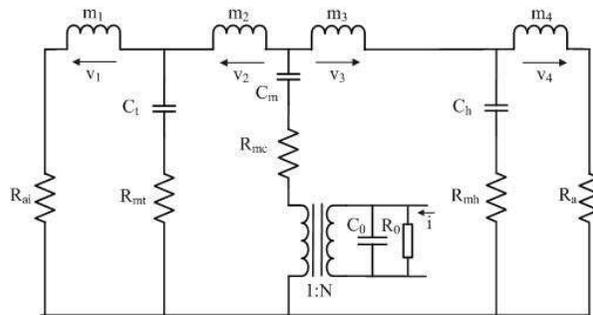


Figura 11.25. Modelo Mason usando equivalente masa-resorte

$$m_1 = \frac{1}{2} M_{cc}, m_2 = \frac{1}{2} (M_{cc} + M_{ca}), m_3 = \frac{1}{2} (M_{ca} + M_{cc}), m_4 = \frac{1}{2} M_{ca} \tag{11.37}$$

Si al circuito de la Fig. 11.25 se le aplica las leyes de Kirchhoff y se lo resuelve usando los métodos de resolución sistemática de circuitos [19], se arriba a la siguiente notación matricial:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_0}{N_c} \\ \frac{V_0}{N_c} \\ 0 \\ \frac{V_0}{j\omega C_0} + \frac{V_0}{R_0} \end{bmatrix} \quad (11.38)$$

Reemplazando los términos de las impedancias, se tiene:

$$\begin{bmatrix} R_w + R_{mcc} + \frac{1}{j\omega C_{cc}} + j\omega m_1 & -\left(Rm_{cc} + \frac{1}{j\omega C_{cc}}\right) & 0 & 0 & 0 \\ -\left(Rm_{cc} + \frac{1}{j\omega C_{cc}}\right) & Rm_{ca} + Rm_{ca} + \frac{1}{j\omega C_{cc}} + \frac{1}{j\omega C_m} + j\omega m_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Rm_{ca} + \frac{1}{j\omega C_m} & Rm_{cc} + Rm_{ca} + j\omega m_3 + \frac{1}{j\omega C_m} + \frac{1}{j\omega C_{ca}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(Rm_{cc} + \frac{1}{j\omega C_{cc}}\right) & Rm_{cc} + Rm_{ca} + j\omega m_4 + \frac{1}{j\omega C_{ca}} & 0 \\ 0 & \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_0}{N_c} \\ \frac{V_0}{N_c} \\ 0 \\ \frac{V_0}{j\omega C_0} + \frac{V_0}{R_0} \end{bmatrix}$$

A partir de la deducción teórica anterior, sabemos que las predicciones de frecuencia de resonancia implican una gran manipulación matemática. Aún así, el modelo del circuito equivalente no puede describir completamente el mecanismo electromecánico del transductor. Esto es debido a que la forma de las masas de la cabeza y contramasa no están incluidas en este modelo, y el comportamiento electromecánico sigue siendo un supuesto teórico unidimensional.

11.5.3. Simplificación del modelo

Los modelos arriba vistos, presentan el inconveniente de la complejidad de la simulación a la hora de predecir el comportamiento del transductor en la etapa de diseño. A fin de reducir la misma, se han simplificado los modelos sin perder precisión. La Fig. 11.26 muestra el modelo simplificado Mason equivalente de movilidad masa-resorte de la Fig. 11.25, donde se han concentrado las masas de la contramasa con la de la cerámica M'_{cc} y de ésta con la de la cabeza M'_{ca} . Si las pérdidas de fricción y las pérdidas mecánicas son ignoradas, de acuerdo con el teorema de la conservación de la energía, se puede demostrar [20] que:

$$\begin{aligned} M'_{CC} &= M_{CC} + M_{CA} X_n \\ M'_{CA} &= M_{CA} + M_{CA} (L_{ce} - X_n) \end{aligned} \quad (11.39)$$

donde: L_{CE} es el ancho de las cerámicas y X_n la relación entre L_{CE} y la distancia donde se encuentra el punto central del conjunto de las cerámicas usadas, (normalmente es $\frac{1}{2}$).

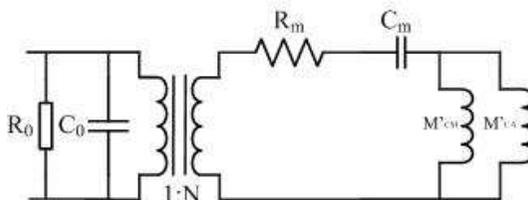


Fig. 11.26. Modelo masa-resorte simplificado

Analizando el circuito, la frecuencia de trabajo se expresa como:

$$f_T = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_m \frac{M'_{CM} \cdot M'_{CA}}{M'_{CM} + M'_{CA}}}} \quad (11.40)$$

Ejemplo 11.4

Obtener la respuesta en frecuencia de un transductor compuesto por dos cerámicas modelado con movilidad masa-resorte simplificado a partir de los siguientes datos: $M_{CM} = 90\text{g}$, $M_{CA} = 120\text{g}$, $C_m = 120\text{ pF}$, $C_0 = 7,8\text{ nF}$, $R_0 = 6,3\text{ M}\Omega$, $R_m = 11,1\text{ k}\Omega$, $l_p = 6,35\text{ mm}$, $A = 0,41\text{ m}^2$.

Reemplazando los valores en las expresiones (11.39) y (11.40), se obtiene: $M'_{CM} = 1,09\text{ Hy}$, $M'_{CA} = 1,21\text{ Hy}$ y $f_T = 19,9\text{ kHz}$. En la Fig. 11.27 se muestra la respuesta frecuencial, la corriente y la impedancia.

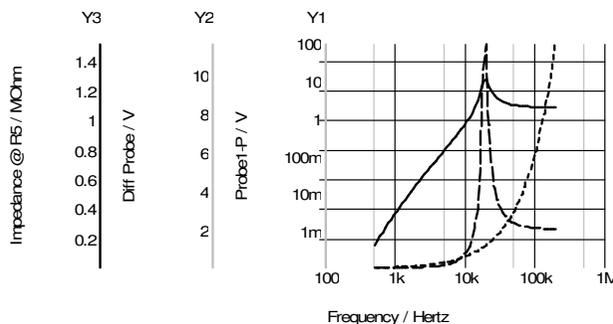


Fig. 11.27. Módulo de la amplitud (línea continua), corriente (línea a trazos), impedancia (línea con puntos)

En general, para eliminar la parte imaginaria de la impedancia del transductor se trata de usar una red de adaptación para lograr sintonizar el transductor a la frecuencia de resonancia. Si bien esto no es la solución ideal, se acerca bastante. Con el fin de lograr efectivamente el ajuste y adaptación, se debe tener en cuenta el modelo del transductor y obtener los parámetros del circuito equivalente del mismo, a través de los datos del diseño y de los resultados de laboratorio. La red de adaptación debe intercalarse entre el amplificador de potencia y el transductor. Esta red puede ser de sintonía serie o paralelo, dependiendo de la aplicación. Siempre, la adaptación de impedancias se realiza para lograr la máxima potencia de salida sobre la carga.

11.5.4. Sintonía del transductor

El modelo de Mason y las variantes vistas, permiten el estudio del funcionamiento y el diseño del transductor. Cuando éste está construido hay que hacer una adaptación eléctrica para obtener a la frecuencia de trabajo, la máxima transferencia de energía con la fuente de alimentación. El modelo de la Fig. 11.28 que se denomina con las siglas BVD (Butterworth Van-Dyke) [12] representa al circuito eléctrico de un transductor. Este circuito es el que se estudió en el apartado 3.5. Se trata de un circuito serie amortiguado en paralelo con la capacitancia de entrada C_0 de la cerámica. L_1 y C_1 , representan las analogías eléctricas de las masas y la compliansa. La resistencia de amortiguamiento, R_1 , depende por un lado, de las pérdidas del transductor y por otro, de las condiciones de la carga. Las características eléctricas del modelo pueden describirse a partir de la función admitancia. Teniendo en cuenta que la función de transferencia de un sistema lineal es una función racional en s :

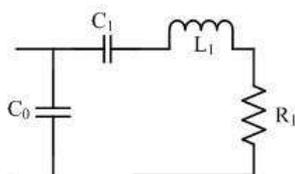


Figura 11.28. Modelo BVD

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (11.41)$$

donde $N(s)$ y $D(s)$ son polinomios de s con coeficientes reales y grados m y n respectivamente. El grado del denominador determina el orden del sistema. Las raíces de $N(s) = 0$ y $D(s) = 0$ son llamadas respectivamente ceros y polos de $H(s)$. Como toda función de transferencia, las raíces pueden ser reales o complejas. Cuando los ceros o polos son complejos ocurren en pares conjugados. Cuando el orden de la expresión (11.41) es limitada a 2,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (11.42)$$

se denomina ecuación bicuadrada. De acuerdo a lo anterior, la admitancia del circuito del

transductor, para $a_0 = 1$ y $b_0 = 1$, toma la forma:

$$Y(s) = \frac{As(a_2 s^2 + a_1 s + 1)}{b_2 s^2 + b_1 s + 1} \tag{11.41}$$

donde:

$$A = C_0 + C_1$$

$$a_2 = \frac{L_1 C_0 C_1}{C_0 + C_1}, \quad a_1 = \frac{C_0 C_1 R}{C_0 + C_1}$$

$$b_2 = L_1 C_1, \quad b_1 = RC_1$$

Para que exista máxima transferencia de energía, debe haber adaptación de impedancias entre el transductor y el amplificador, por ello, se usa en serie un filtro pasivo como se indica en la Fig. 11.29. La admitancia del nuevo circuito es:

$$Y(s) = \frac{As(a_2 s^2 + a_1 s + 1)}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + 1} \tag{11.42}$$

donde:

$$b_4 = L_1 C_2 C_1 C_0, \quad b_3 = L_2 R_1 C_0 C_1$$

$$b_2 = L_1 C_2 + L_2 C_1 + L_2 C_0 \quad b_1 = R_1 C_1$$

La técnica de diseño de síntesis del filtro, se basa en la observación de que el circuito resonante en serie del transductor puede ser considerado como un elemento de la resistencia de terminación R_1 y una rama $L_1 C_1$ en serie con un filtro escalera L_1, C_3, L_2, C_4 (Fig. 11.29) [12,21,22]. La capacitancia de la cerámica C_0 puede contribuir a la capacitancia en la rama de derivación L_2, C_4 . A partir de esta idea, una gama de filtros tales como Butterworth, Chebyshev y Bessel, se pueden realizar.

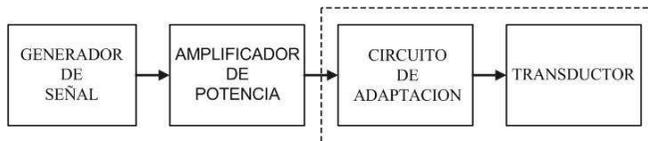


Figura. 11.29. Red de adaptación

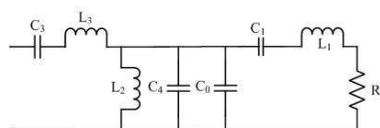


Figura 11.30. Modelo BVD con circuito adaptador

Cuando L_2 se elige de forma tal que a la frecuencia de resonancia $L_1C_1 = L_2C_0$, la admitancia se reduce a:

$$Y(j\omega) = \frac{C_0 R_1}{L_2} - j\omega C_1$$

y la parte real es proporcional a R_1 . Entonces, si por alguna razón la potencia radiada se incrementa, la potencia entregada por el amplificador se incrementa en la misma relación. Cuando $L_1C_1 = L_2C_0$ y el transductor opera en la frecuencia de resonancia, la impedancia a través de C_0 es la resistencia de radiación. Esto significa que ocurre un incremento del Q igual a $(L_2/R^2C_2)^{1/2}$. Si bien esta técnica presenta buena eficiencia en lo que corresponde al acoplamiento, sus propiedades son pobres ya que, en lugar de un solo pico de resonancia, se tendrán dos, el segundo pico será debido al Q por L_2 . Para el diseño del filtro se emplea la metodología clásica. La Fig. 11.31 muestra las características eléctricas de un transductor de potencia para uso de sonar, diseñado para trabajar a una frecuencia de 39,9 kHz, con $C_0 = 5,88$ nF, $C_1 = 1,07$ nF, $L_1 = 13,87$ mH y $R_1 = 17,5 \Omega$. En la Fig. 11.33 se observan las características de la respuesta después de haber implementado un filtro Chevyshev que arrojó los siguientes valores: $L_3 = 23,4$ mH, $L_2 = 1,48$ mH $C_3 = 635$ pF y $C_4/C_0 = 10 \mu F$. En la Fig. 11.34 se muestra la diferencia de impedancias de entrada antes y después de la compensación y con ella.

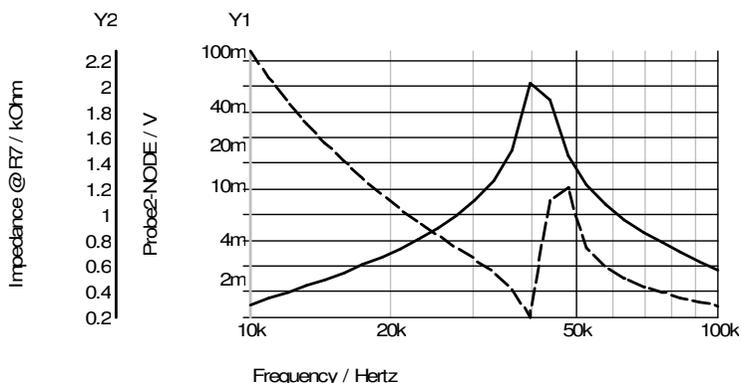


Figura 11.31. Respuesta del modelo BVD sin circuito de adaptación

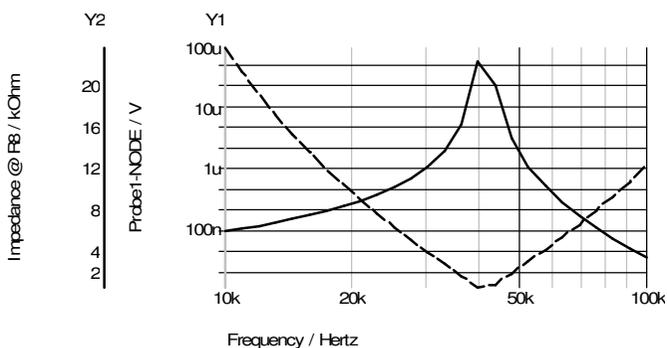


Figura 11.32. Respuesta del modelo BVD con circuito de adaptación

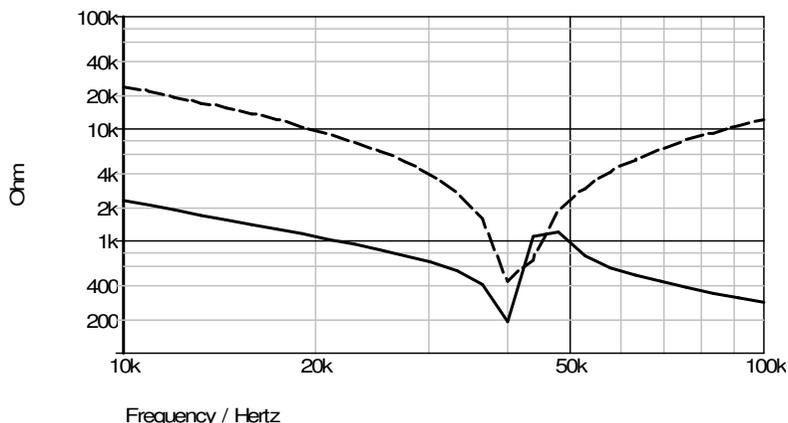


Figura 11.33. Modelo BVD. Impedancia de entrada. Sin circuito de adaptación (línea continua). Con circuito de adaptación (línea a trazos)

11.6. Detalles constructivos de transductores de alta intensidad

Los electrodos para la excitación eléctrica podrían ser de aleación de cobre-berilio con un espesor de 250 μm que presentan alta resistencia a la fatiga. Los puntos de soldadura de los conductores deben ser alivianados con una sustancia flexible (por ejemplo, caucho de silicona) para evitar la rotura debido a la fatiga, particularmente si se utilizan otros materiales, tales como cobre. Los cilindros de acero deben ser protegidos contra la corrosión química usando acero cadmiado o, aún mejor, acero inoxidable. La cabeza puede estar hecha de duraluminio o de aleación de corte libre (Al, Cu, Mg, aleación de Pb). Al montar el transductor es importante que se aplique una tensión correcta previa (por ejemplo, $25 \cdot 10^6$ Pa). Hay varios métodos para la medición de la tensión. La manera más fiable es medir la carga generada en el PZT en condiciones de cortocircuito. Un capacitor no electrolítico de, por ejemplo, 10 μF debe conectarse a los terminales de un voltímetro de corriente continua cuya resistencia interna debe ser al menos 10 M Ω . Con éste se mide la carga generada durante el ajuste de los pernos. Si la superficie total de los anillos PZT es, por ejemplo $2 \cdot 10^{-3}$ m^2 , y la carga piezoeléctrica constante $d_{33} = 290 \cdot 10^{-12}$ e, C/N (PZTE4), la carga después del pretensado debería ser del orden de 14,5 μC . Un método más simple, aunque menos preciso, consiste en usar una llave dinamométrica.

Antes de que el transductor esté unido al tanque, las áreas de contacto deben ser limpiadas con un paño abrasivo o por chorro de arena, seguido por el desengrasado químico con tricloroetileno o acetona. Un pegamento adecuado es por ejemplo, resina epoxi A141V, con tiempo de fraguado de 120 minutos a una temperatura de 140 $^{\circ}\text{C}$. Se recomienda que la capa de unión se refuerce con grasa de cobre (por ejemplo una malla de 0,5 mm de cable con diámetro de 0,3 mm). Como ya se explicó, el PZT puede ser protegido contra altas temperaturas, mediante la unión de la parte de acoplamiento del transductor a la pared del tanque antes del montaje final. Las fuerzas absorbidas por el o los pernos para obtener un buen pretensado pueden ser considerables, de 25 a 50 kN.

La carga de agua, la pared del tanque y la capa de acoplamiento acústico tienen el efecto de reducir ligeramente la frecuencia del transductor (la carga de agua sólo provoca una disminución de frecuencia de alrededor de 0,5 kHz, en un transductor con tornillo en el centro).

Parámetro	Unidad	Dimensiones/construcción			
		Fig. 8.8		Fig. 8.9	
		PZT4	PZT41	PZT4	PZT4 1
frecuencia resonante serie fs (aire)	kHz	22	22	26	25,5
frecuencia resonante paralelo fp (aire)	kHz	23,5	23,5	27	27
Impedancia $ Z(fs) $	KΩ	1,7	2,5	1,2	1,3
Q mecánico		8	8	12	12
Capacidad (1 KHz)	nF	5,5	3,5	6	4
Inductancia para sintonía paralela	mH	12	16	7	10
Torque	10 N.m	5	5	0,6	0,8
Esfuerzo mecánico	μC	16	17	17	19

Tabla 11.4. Datos para transductores de alta intensidad

La frecuencia característica del tanque y la carga de agua por lo general, dan lugar a varias resonancias adicionales. Con un circuito generador diseñado apropiadamente, el transductor siempre operará cerca de su propia frecuencia de resonancia. Dado que la capacitancia del transductor C_0 podría implicar una alta corriente reactiva, es útil para compensar esta capacitancia, usar una inductancia L , normalmente conectada en paralelo con los terminales de entrada del transductor. La inductancia requerida se calcula como:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_0} \quad (11.43)$$

donde: f es la frecuencial de operación.

Por lo tanto la impedancia compensada de un transductor es casi real a la frecuencia de funcionamiento. Sin embargo, las resonancias causadas por el tanque de agua pueden causar desviaciones. La cavitación que ocurre a altas potencias causa una reducción en la impedancia, que se hace más pronunciada cuando el plano radiante del transductor se pone en contacto directo con el agua. El cambio de impedancia debido a la cavitación se reduce mucho cuando el transductor está unido la pared del tanque y se irradia a través de él en el agua. La potencia de funcionamiento máxima admisible depende en gran medida de las condiciones de funcionamiento (temperatura, acoplamiento, tipo de tanque y su contenido, etc.). Un buen rendimiento se asegura con una potencia de entrada de 50 W.

Los transductores compuestos pretensados, no son la única solución para aplicaciones de limpieza ultrasónica. Buenos resultados se obtienen también con transductores de disco PZT unidos directamente a la pared del tanque. El transductor en sí consta de un disco PZT (PZTE41), o un disco de PZT y un disco de metal unidos entre sí. En el último caso, el disco de metal se coloca contra la pared del tanque. La Fig. 11.34 muestra una disposición de este tipo. Cuando un disco de PZT se apoya directamente al tanque, hay que tener en cuenta que la unión impide la eliminación del calor.

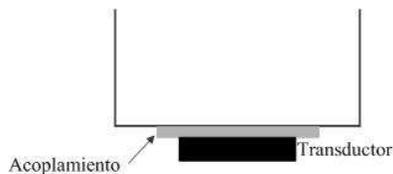


Figura 11.34. Montaje de un resonador a un tanque de agua para limpieza

Por lo tanto es esencial que la unión sea lo más fina posible. Por otro lado hay que tener en cuenta el peligro de fractura del disco, en el caso que objetos pesados impacten sobre el fondo causando su fractura. La unión entre el tanque y el anillo se puede hacer mediante el refuerzo con una gasa de fibra de vidrio o de metal de unos 0,5 mm de espesor. El espesor del disco del PZT no puede ser elegido independientemente del espesor de la pared del tanque. Tanques de acero inoxidable con espesores entre 1 mm y 3 mm proporcionan un compromiso satisfactorio en cuanto a la fuerza a soportar y eficiencia mecánica. Si se coloca una placa de metal entre el disco de PZT y el tanque (Fig. 11.34), tiene la ventaja de proteger el PZT y reducir las pérdidas. El disco de metal puede ser de aluminio o de acero. El aluminio da un mayor factor de acoplamiento electromecánico que el acero (y una mejor adaptación). El disco de PZT y el disco de metal son generalmente del mismo espesor, sus diámetros deben ser elegidos de modo que también tengan la misma frecuencia de resonancia del modo radial. Por ejemplo, para obtener resultados óptimos un disco PZT de 50 mm de diámetro, requiere un disco de acero o de aluminio de aproximadamente 82 mm de diámetro. Las conexiones con el electrodo de alimentación se deben hacer con un alambre trenzado y el contacto con el electrodo unido se hace con una lámina metálica soldada (cobre-berilio). Para garantizar un funcionamiento fiable, todos los extremos libres del cable trenzado y la lámina, deben estar acústicamente amortiguados con un agente de atenuación adecuado (tal como caucho de silicona). Las vibraciones radiales del transductor generan fuerzas de cizallamiento en la pared del tanque causando que la misma vibre en el modo de flexión. Resultados óptimos se pueden obtener sólo si se tienen en cuenta los datos del tanque, exigiendo mucho trabajo experimental para ajustar el sistema tanque-transductor. Los datos reales del transductor tales como, frecuencia de operación, impedancia, y máxima eficiencia, se pueden determinar sólo después de haber realizado una serie de pruebas.

11.7. Sonar

Hoy en día los pequeños barcos y embarcaciones de todo tipo están equipadas con un sistema pulso-eco, para medir la profundidad del agua por debajo de la quilla. Algunos utilizan equipos más elaborados para la detección de peces y, si el haz de sonido se irradia de forma oblicua, pueden detectar obstáculos como bancos de arena a fin de tomar una acción evasiva. El principio del sonar se basa en la técnica de pulso-eco. Por razones de economía se usa un solo transductor para transmitir y recibir, tal como se vio a lo largo de esta obra. En la Fig. 11.35 se muestra el esquema básico de sonar. A diferencia de la técnica pulso-eco conocida para aplicaciones en END, al transductor no se lo excita con un pulso angosto sino un ciclo (o varios) de una senoide, similar a los sistemas de Doppler pulsado (capítulo X). El generador de pulsos controla el periodo entre los mismos y su ancho que dependerá de la aplicación específica. El receptor que es similar a los utilizados en pulso-eco, está formado por un amplificador pasa banda sintonizado a la frecuencia de

trabajo del transductor, un detector de envolvente y un amplificador final necesario para llevar la amplitud de la señal detectada a los niveles necesarios para el procesamiento e indicación.

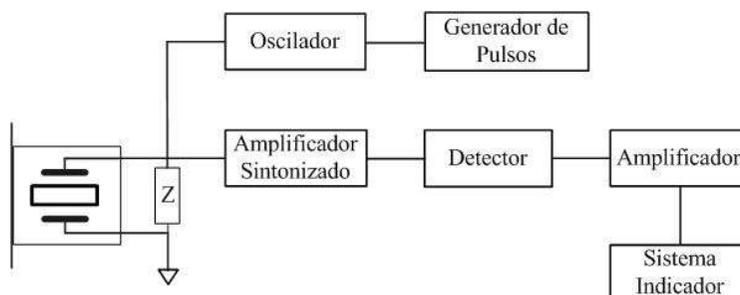


Figura 11.35. Diagrama en bloques de un sonar

Los sistemas de sonar simples empleados en embarcaciones de porte medio suelen ser diseñados para tener un alcance máximo de profundidad de unos 100 m. El rango depende de la electrónica usada, la potencia de salida del transductor, la sensibilidad del receptor y el diseño del transductor.

11.7.1. Frecuencia de operación, ancho de banda y directividad

Lo ideal sería usar un transductor de dimensiones lo más reducida posible. Esto sugiere una frecuencia de trabajo alta. Las altas frecuencias son muy adecuadas cuando se desea enviar pulsos cortos, que son de particular interés en aguas poco profundas, debido a que tanto la distancia mínima de medición y resolución dependen de la duración del pulso de ultrasonido. Por otro lado, la absorción del sonido en el agua de mar aumenta abruptamente con la frecuencia [1,24], por lo tanto debe encontrarse el mejor compromiso entre ambas. Para un sonar con rango máximo de 100 m, la frecuencia óptima se encuentra entre 150 y 200 kHz. La distancia mínima que se puede medir es típicamente 30 cm; con una resolución de aproximadamente la mitad de esta cifra. A medida que los pulsos de ultrasonido se hacen más cortos, el ancho de banda del transductor tiende a transformarse en un transductor de banda ancha. Si esto sucede, la selectividad y la relación señal-ruido se verán afectadas. El ancho de banda requerido a -3 dB es de aproximadamente 10 a 15 kHz correspondiente a un factor de calidad mecánica de $Q = 15$.

La característica de directividad del transductor para esta aplicación tiene influencia sobre varios aspectos del rendimiento del mismo. El rango se puede aumentar mediante la concentración del haz, permitiendo detectar más fácilmente objetos pequeños. El transductor para esta aplicación debe ser diseñado de manera que sólo irradie hacia abajo, es decir, reducción de lóbulos laterales, de lo contrario puede haber interferencia con ecos producidos por el propio barco o de la turbulencia con la superficie del agua.

11.7.2. Transductores de ultrasonido en sistemas de sonar

Hay varios tipos de transductores que se pueden utilizar en sistemas de sonar. Los transductores de flexión o a diafragma (similares a los transductores electrostáticos

descritos en el apartado 3.4.1) se prefieren para aplicaciones de largo alcance operando a frecuencias inferiores a 50 kHz. Un transductor compacto mucho más simple y económico es empleando un disco cuyo espesor y diámetro sean comparables. Como la relación más eficaz de grosor y diámetro para este tipo de transductor, es de aproximadamente 0,4, esto le da una resonancia tipo espesor (Fig.11.36). La frecuencia de resonancia se rige principalmente por el espesor del disco, pero la directividad se rige por su diámetro, la variación de la amplitud de la vibración a través de su superficie y la frecuencia de trabajo.

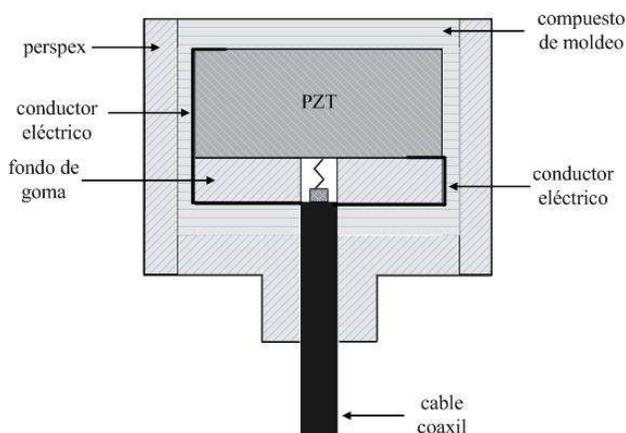


Figura 11.36 Esquema de un transductor basado en PZT para un sonar

Muchos materiales sintéticos como resinas epoxi y otros plásticos, caen dentro de este rango. En la mayoría de los materiales sintéticos la velocidad de propagación del sonido es de aproximadamente $2 \cdot 10^3$ a $3 \cdot 10^3$ m/s. Para el rango de frecuencia comprendido entre 150 a 200 kHz, el espesor óptimo de capa es de aproximadamente 3 mm. Al seleccionar el material de moldeo para el transductor completo, las siguientes propiedades deben ser consideradas:

- Baja absorción de sonido.
- Poder adhesivo y la elasticidad (protección contra daños mecánicos).
- Tolerancia al agua de mar y luz solar.
- Superficie lisa para reducir el crecimiento de las algas y facilitar la limpieza.

11.7.3. Acoplamiento Eléctrico

La impedancia total del transductor tiene un alto contenido de capacitancia, gran parte de la cual es aportada por la longitud de los conductores de conexión. Buena adaptación de la carga y buen ancho de banda se obtienen por medio de la sintonización, utilizando un inductor conectado en paralelo con el transductor. Un transductor se caracteriza por las siguientes propiedades:

- Frecuencia, por lo general frecuencia serie.
- Inductancia en paralelo, necesaria para el sintonizado.

- Ancho de banda a -6 dB.
- Característica de directividad.

Otros datos importantes son la duración mínima del impulso que puede ser transmitido (que depende del bW), y la sensibilidad, que es una función de los parámetros del transductor y la impedancia de terminación. La sensibilidad, se puede derivar de la respuesta del transductor a un pulso acústico totalmente reflejado a una distancia medida. Con estos datos, el comportamiento del transductor se puede obtener con bastante precisión. Para distancias cortas (<10 m) la intensidad del eco depende casi exclusivamente de la distancia y del coeficiente de reflexión del fondo. Para mayores distancias también debe tenerse en cuenta la absorción que sufre el ultrasonido por el agua. A 151 kHz la atenuación está en el orden de 10 dB/m cuando se opera en mar con profundidades del orden de 100 metros (longitud de recorrido total de 200 m) [1,24].

11.7.4. Parámetros de un transductor para sonar típico

El transductor mostrado en la Fig. 11.36 está basado en una cerámica PZT41 de 31,75 mm de diámetro y 14,3 mm de espesor, tiene las siguientes características [1]:

Frecuencia de operación f_s	151 kHz
Capacitancia del disco a 1 kHz	640 pF
Inductancia de compensación L_p	Depende de la capacitancia del disco más la del cable
Impedancia $ Z_s $ a f_s (con L_p)	1,13K Ω
bW a -6 dB (sin resistor de carga)	$\approx 19^\circ$ (diagrama de radiación)
bW a -6 dB (con resistor de carga)	$\approx 13^\circ$ (diagrama de radiación)
Sensibilidad (eco a 27 cm)	0,07
PW mínima del pulso de excitación	80 μ s ~ 12 cm

Tabla 11.5. Parámetros del transductor para sonar de la Fig. 11.33

La tabla 11.6 muestra las características de dos modelos de transductores para sonar que comercializa la firma Murata [25].

Sensor	Frecuencia (resonancia) (kHz)	Capacitancia (pF)	Impedancia (resonancia) (Ω)	Directividad (grados)	Potencia de entrada (W)
UT200BA8	200	1700	310 – 590	22	50
UT200LF8	200	2700	230 – 430	12	200

Tabla 11.6. Parámetros de transductores para sonar Murata

Estas características deben combinarse con los diagramas de directividad que se obtienen en laboratorios. La técnica usada es similar a la obtención de directividad de un transductor como los tratados a la largo de esta obra. El transductor bajo estudio se lo sumerge en un tanque de agua y mediante el uso de un hidrófono montado en un sistema de movimiento XYZ se determina el diagrama de directividad. La diferencia principal en el ensayo de este tipo de transductor, son las dimensiones del tanque de agua.

11.8. Resumen del capítulo

A diferencia de las áreas de los END y del diagnóstico médico, los transductores para potencia necesitan de un tratamiento diferente. Los primeros, están constituidos por una cerámica, un material reflector (baking), un circuito para adaptación de impedancias y en algunos casos de una línea de demora o zapata para realizar incidencia angular. En el caso de los transductores para potencia, la realidad es un poco diferente. Por un lado, se necesitan al menos dos cerámicas y a continuación de éstas se deben acoplar dos masas metálicas, que en general son de materiales y dimensiones diferentes. Para que el transductor sea operativo en lo que respecta a la máxima potencia entregada al medio, se necesita por un lado, disponer de un circuito pasivo para la adaptación de impedancia entre éste y el generador de señal y por otro, de un tornillo o perno que mantiene al conjunto cerámica-masas unido con una tensión mecánica específica.

Las cerámicas piezoeléctricas presentan mejores factores de conversión electromecánica que los materiales para transductores magnetostrictivos. En estos últimos, los campos alternos dan lugar a corrientes parásitas, que producen pérdidas muy dependientes de la frecuencia y de las corrientes parásitas inducidas en el material y que son de considerable magnitud. Por ello, los transductores magnetostrictivos son dispositivos especialmente orientados para trabajar en baja frecuencia entre 20 y 25 kHz. Los componentes metálicos usados en la construcción del transductor modifican y afectan a la capacidad de potencia y rendimiento del mismo. En general el empleo del aluminio, duraluminio y acero son los materiales metálicos que más se usan en los transductores de potencia.

El transductor que mejor se ha adaptado para generar potencia es el denominado transductor Langevin o transductor pretensado ó transductor sándwich. Está formado al menos por un par de cerámicas, dos masas metálicas, una a cada lado de las cerámicas. Estas masas tienen el objetivo por un lado, de adaptar el transductor a la carga acústica (donde se concentrará la energía), denominándose cabeza y por otro, de amortiguar la energía enviada en el extremo opuesto en contacto con el aire, denominada contramasa. Como la impedancia acústica de la carga de aire es muy inferior a la impedancia de la contramasa, el coeficiente de reflexión es cercano a la unidad, produciendo una reflexión total hacia el interior de la contramasa y una interferencia destructiva. Además, la reflexión se compone en fase en la cabeza, resultando una interferencia constructiva que incrementa la energía enviada al medio. Lo arriba citado es válido para un espesor contramasa-cerámica, cerámica-cabeza de $\lambda/4$, siendo entonces la longitud total del transductor de $\lambda/2$. En muchas ocasiones con el fin de concentrar la energía enviada a la carga, se emplea un transformador mecánico doble cilindro. Pueden también usarse transformadores exponenciales.

Ya sea para estudiar su comportamiento o para su diseño, a lo largo de los años se han propuesto diferentes modelos. Algunos contemplan sólo el análisis teórico y otros se emplean para simular el transductor una vez construido. El modelo que mejor modela al transductor tipo Langevin es el de Mason, basado en un circuito equivalente que divide el material piezocerámico en parte eléctrica y mecánica, utilizando un transformador electromecánico ideal, un capacitor, una capacitancia negativa y una red T. Debido a la dependencia de frecuencia de sus componentes, no puede ser usado en ambientes de

simulación. Para usarlos en ambiente de simulación se tienen (entre otros), los modelos de Redwood, y KLM.

Con respecto a la simulación del comportamiento del transductor, existen simuladores que traen incorporado el modelo KLM. El más empleado por las posibilidades que presenta al usuario es el PSPICE [28]. Existe una versión libre que si bien, está limitada en cuanto al número de componentes a usar y al número de nodos necesarios, puede simular a este tipo de transductores [29].

Una vez que el transductor ha sido diseñado se emplea el modelo BVD para desarrollar el circuito adaptador de impedancias entre éste y el generador de señal. El conjunto opera como un filtro pasa banda sintonizado a la frecuencia de trabajo del transductor, lográndose máxima transferencia de energía en la carga. En la referencia [12], se tiene un excelente estudio de la teoría y modelación de transductores Langevin.

Para la conexión de los terminales eléctricos se sueldan primero a una placa de cobre-berilo, la que previamente ha sido desengrasada con vapores de tricloretileno. Antes de pretensar el conjunto, las piezas se pegan con resina epoxi de curado en caliente.

Los transductores de potencia para Sonar pueden ser del tipo Langevin, electrostáticos (capacitivos) o tipo disco (Fig. 11.36). Estos últimos son los más empleados por la sencillez y el costo. Dada la relación espesor diámetro de la cerámica, operan en modo resonante-espesor. A los fines de impermeabilización, a todo el transductor se le aplica una capa de poliuretano para protegerlo de la acción corrosiva del agua de mar. A diferencia de los transductores tipo Langevin, en este caso el circuito de adaptación de impedancias con el generador, sólo consta de un inductor sintonizado a la frecuencia de trabajo.

El lector interesado tanto en las aplicaciones de ultrasonido de potencia como en los transductores, puede consultar la referencia [27] que sin duda es la más actualizada.

11.9. Preguntas y problemas propuestos

11.9.1. Pondere de mayor a menor importancia los factores de máxima deformación, fatiga, temperatura límite y pérdidas dieléctricas en una cerámica piezoeléctrica.

11.9.2. Si bien tanto el Q_e como el Q_m son primordiales. ¿Cuál de los dos es el más importante?. Justifique la respuesta.

11.9.3. ¿Porqué normalmente se usa una contramasa de acero y una cabeza de aluminio?

11.9.4. En el caso de la contramasa se sabe que la onda reflejada incrementa la amplitud de la onda en la cabeza del transductor. ¿Qué sucede en la cabeza con la onda reflejada por diferencia de impedancias acústicas con la carga?

11.9.5. ¿Cuál es el factor de amplificación cuando se usa un transformador mecánico acoplado a la cabeza del transductor?

11.9.6. Con los datos de la cerámica del Ejemplo 11.1, determinar las dimensiones del transductor teniendo en cuenta que la contramasa y la cabeza están construidas con acero y aluminio respectivamente. El aluminio tiene un módulo de Young (E) = $7 \cdot 10^{10}$ N/m² y una densidad $\rho = 2,7 \cdot 10^3$ kg/m³. Usar las expresiones (11.6) y (11.13).

11.9.7. Con los datos del Ejemplo 11.2 determinar la máxima intensidad alcanzable, teniendo en cuenta que la carga es aceite SAE 20. Los datos necesarios para determinar la impedancia acústica de la carga se obtienen del Anexo A.

11.9.8. Mediante la simulación del modelo Mason, obtener la respuesta en frecuencia de un transductor tipo PZT4 que tiene los siguientes parámetros: $\epsilon_T = 1750$, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$, $\rho = 7500$, $\sigma = 0,3$, $k_p = 0,55$, $k_{33} = 0,64$, $s = 7,4 \cdot 10^{10}$, diámetro interno (d_i) = 22 mm, diámetro externo (d_e) = 40,1, espesor (l_p) = 12.7 mm.

11.9.9. Obtener la respuesta en frecuencia de un transductor compuesto por dos cerámicas modelado con movilidad masa-resorte simplificado a partir de los siguientes datos: $M_{CM} = 120$ g, $M_{CA} = 90$ g, $C_m = 120$ pF, $C_o = 5$ nF, $R_o = 6,3$ M Ω , $R_m = 7,4$ k Ω , $l_p = 6,35$ mm, $A = 0,41$ m².

11.9.10. Las características eléctricas de un transductor de potencia para uso de sonar diseñado para trabajar a una frecuencia de 39,9 kHz, con $C_0 = 5,88$ nF, $C_1 = 1,07$ nF, $L_1 = 13,87$ mH y $R_1 = 17,5$ Ω . Implementar el filtro para la adaptación de impedancias usando un filtro Butterworth. Comparar el resultado con la Fig. 11.31, Fig. 11,32 y Fig. 11,33.

11.9.11. Repetir el problema anterior usando un filtro de Bessel. Comparar los resultados con los obtenidos con filtros Chebyshev y Butterworth.

11.9.12. ¿Es posible usar un filtro Elíptico para el circuito de adaptación?

11.9.13. Para los transductores de sonar de la Tabla 11.6, ¿qué valor de impedancia adoptaría para sintonizar el transductor?.

11.9.14. Para el transductor de sonar de la Tabla 11.5, determinar el valor del inductor de sintonía teniendo en cuenta que la distancia al oscilador es de 5 metros y el cable coaxil usado tiene una capacitancia distribuida $C = 30,8$ pF/pie.

11.10. Referencias

[1]- van Randerlaat, Settingrington, E. Piezoelectric ceramics. Philips, 1974.

[2]- Langevin P, French patents n° 502913 (29.5.1920), n° 505703 (5.8.1920), n° 575435 (30.7.1924).

[3]- Chacon, E. C. Análisis teórico experimental de transductores de ultrasonido tipo Langevin. Tesis fin de carrera, Facultad de Ciencias, Universidad Nacional Autónoma de México, 2011.

- [4]- Gallego Juárez, J. A. Transductores Ultrasónicos de Potencia. Primeras Jornadas de Ultrasonidos. Red Iberoamericanas de Ultrasonidos. Centro Iberoamericano de Formación de la Agencia Española de Cooperación Internacional, Cartagena de Indias, Colombia, 25 al 29 de mayo de 1998.
- [5]- Gaete, L., Vargas, Y., Vargas, R., J. A. Gallego Juárez, J. A., Montoya, F.; On the Onset of Transient Cavitation in Gassy Liquids. En Journal of the Acoustical Society of America 101 (1997), pp. 2536-40.
- [6]- Gallego Juárez, J. A., Najera, G., Rodríguez Corral, G., Vázquez Martínez, F., Van derVlist, P. Procedimiento y Dispositivo para Lavado Ultrasónico de Textiles en Continuo. Patente española, solicitud nº 9602092, octubre 1996. Aprobada, 1999, nº 2116930.
- [7]- Bazán Sulzberger, J. A. Gallego Juárez y G. Rodríguez Corral. Desarrollo de Transductores Ultrasónicos de Potencia con Radiadores de Placa para Procesos Industriales en Líquidos. Acústica 2004. paper ID: 042.
- [8]- Bustos, O., Ordoñez, S., Zuñiga, F., Escobar, A., Vargas, Y. Diseño y Fabricación de un Transductor Ultrasónico para Aplicación Durante la Solidificación de Aleaciones Metálicas. CONAMET/SAM-2008.
- [9]- Timothy J. Mason; High Powered Ultrasound in Physical and Chemical Processing. En New Acoustics. Selected Topics. (Ed. C. Ranz and J.A. Gallego). CSIC, Madrid, 2002, pp. 106-138.
- [9]- Shuyu, L. Study on the Langevin piezoelectric ceramic ultrasonic transducer of longitudinal–flexural composite vibrational mode. Ultrasonics 44 (2006) 109–114.
- [10]- Ensminger, D., Stulen F. B. Ultrasonics. Data, Equations, and Their Practical Uses. CRC Press, 2009.
- [11]- Dale Ensminger. Ultrasonics. Marcel Dekker, Inc. 1990.
- [12]- Radmanovic, M. D., Mancic, D. D. Designing and Modelling of the Power Ultrasonic Transducer. MPIinterconsulting, 2004, Switzerland.
- [13]- SImetrix. Versatil Circuit Simulation. <http://www.simetrix.co.uk/site/index.html>
- [14]- Ballato, A. Equivalent Circuits for Resonantors and Transducers Driven Piezoelectrically. Research and Development Technical Report. SLCET-TR-90-12. Us Army Laboratory Command, 1990.
- [15]- Tao ,L., Ma, J., Low, A. F. Horn-Type Piezoelectric Ultrasonic Transducer: Modelling and Applications. ISchool of Materials Science and Engineering, Nanyang Technological University National University Heart Centre; National University

- Health System, Singapore. www.intechopen.com.
- [16]- Shuyu, L. Load characteristics of high power sandwich piezoelectric ultrasonic transducers. *Ultrasonics* 43 (2005) 365–373.
- [17]- Yeong-Chin Chen. A comparative assessment of classification methods for resonance frequency prediction of Langevin piezoelectric transducers. *Applied Mathematical Modelling* 35 (2011) 3334–3344.
- [18]-Abboud, N., Wojcik, G, L., Vaughan, D. K. Mould, J., Powell, D., J., Nikodym, L. Finite Element Modeling for Ultrasonic Transducers. *Proc. SPIE Int. Symp. Medical Imaging 1998*, San Diego, Feb 21-27.
- [19]- Pueyo, H. O., Marco, C. *Análisis de Modelos Circuitales*. Tomo 2. Editorial Arbó,1980.
- [20]-Yeong-Chin Chen. A comparative assessment of classification methods for resonance frequency prediction of Langevin piezoelectric transducers. . *Applied Mathematical Modelling* 35 (2011) 3334–3344.
- [21]- Yeong-Chin Chen, Sean Wu, and Cheng-Che Tsai. Lump Circuit Modeling and Matching Consideration on Acoustical Transmitters for Uunderwater Application. *Journal of Marine Science and Technology*, Vol. 12, No. 3, pp. 152-158 (2004).
- [22]- Coates, R., Mathams, R.F. Design of matching networks transducers. *Ultrasonics* 1988 Vol 26 March.
- [23]- Puliafito, S. *Propagación y Radiación de Ondas Electromagnéticas*. Parte II. Editorial idearium, Universidad de Mendoza. 1985.
- [24]- Kinsler, L. *Fundamentos de Acústica*. Editorial Limusa, 1995.
- [25]- Piezoelectric Ceramic Sensors (PIEZOTITE). Cat.No.P19E-8 Murata Manufacturing Co., Ltd.
- [26]- Mathieson, A. C. *Nonlinear Characteritaton of Power Ultrasonic Devices Used in Bone Surgery*. A thesis for the degree of Doctor of Philosophy (PhD). Submitted to the School of Engineering, College of Science and Engineering, University of Glasgow. January 2012.
- [27]- Gallego Juarez. *Power Ultrasonics. Applications and High-Intinsity Ultrasound*. 1st Edition, Editor(s): Gallego-Juárez & Graff, 2015.
- [28]- PSPICE. <http://www.orcad.com/products/orcad-pspice-designer/overview>

[29]- PSPICE. <http://www.linear.com/designtools/software/>

Apéndice A

Ondas Longitudinales y Transversales

A1. Coeficientes de Young, Poisson y de compresibilidad

La experiencia demuestra que con un material dado, un esfuerzo longitudinal produce una deformación unitaria de igual magnitud, sea el esfuerzo de compresión o de tracción. Por lo tanto, la razón del esfuerzo de tracción a la deformación unitaria por tensión es igual a la razón del esfuerzo por compresión. Esta razón se denomina módulo de elasticidad de Young del material (E):

$$E = \frac{\text{esfuerzo de tensión}}{\text{deformación unitaria por tensión}} = \frac{\text{esfuerzo de compresión}}{\text{deformación unitaria por compresión}}$$

en forma abreviada:

$$E = \frac{F / A}{\Delta l / l_0} \quad (\text{A1})$$

donde F representa el esfuerzo, A el área transversal donde se aplica, l_0 la longitud inicial del cuerpo y Δl la diferencia de longitud entre l_0 y la correspondiente a la deformación.

Cuando el cuerpo se somete a una tensión, no sólo se alarga en dirección a la fuerza aplicada, sino que sus dimensiones transversales disminuyen. Por el contrario, cuando se lo somete a una compresión, dichas dimensiones se incrementan originándose una deformación transversal, además de la longitudinal. La razón de la deformación unitaria transversal a la longitudinal se denomina coeficiente de Poisson:

$$\sigma = -\frac{\Delta y / y_0}{\Delta l / l_0} \quad (\text{A2})$$

donde: y_0 representa una de las dimensiones iniciales normales al esfuerzo y Δy , la variación de esta. El signo negativo significa que ante un aumento de la longitud corresponde una disminución de las dimensiones transversales y viceversa.

El parámetro que relaciona el incremento de presión hidrostática con la disminución de volumen se denomina módulo de compresibilidad (B):

$$B = -\frac{\Delta p}{\Delta V / V_0} \quad (\text{A3})$$

donde V_0 es el volumen inicial y Δp la variación de presión ejercida.

Normalmente se usa el coeficiente de compresibilidad (k) en lugar de B , que se define como:

$$k = B^{-1} = -\frac{1}{\Delta p} \frac{\Delta V}{V_0} \quad (\text{A4})$$

A2. Velocidad de propagación

A2.1. Ondas longitudinales en medios materiales

La Fig. A1 muestra una barra dentro de la cual se propagará una onda longitudinal. Dentro de esta, se considera un tubo de sección infinitesimal δS , y en él, un cilindro elemental de longitud δx , localizado en x . Cuando la onda pasa por él, o sea, cuando comienza a desplazarse, lo hará impulsado por la resultante de las tensiones sobre sus bases $\tau_n(x+\delta x)\delta S$.

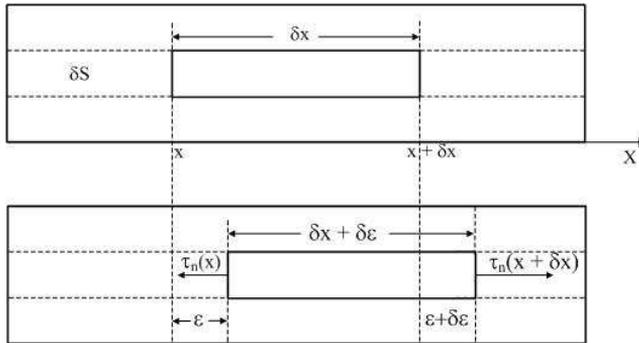


Figura A1. Variación de presión en el interior de una barra

En la deformación correspondiente, el elemento se habrá estirado en $\delta \epsilon$ y se tendrán las siguientes expresiones:

$$f = [\tau_n(x + \delta x) - \tau_n(x)] \delta S$$

$$m = \rho \delta S \delta x$$

$$a = \frac{\delta^2 \epsilon}{\delta t^2} = c^2 \frac{\delta^2 \epsilon}{\delta x^2}$$

De acuerdo a la segunda ley de Newton el movimiento del elemento de volumen será:

$$[\tau_n(x + \delta x) - \tau_n(x)] \delta S = \rho \delta S \delta x c^2 \frac{\delta^2 \epsilon}{\delta x^2}$$

Pero,

$$\frac{\tau_n(x + \delta x) - \tau_n(x)}{\delta x} = \frac{\delta \tau_n}{\delta x}$$

en el límite δx tiende a cero. Como por definición el módulo de Young (Ecu. (A1)), puede expresarse:

$$\tau_n = E \frac{\delta \epsilon}{\delta x}$$

cuando δx tienda a cero, se tiene:

$$\tau_n = E \frac{\partial \epsilon}{\partial x}$$

reemplazando se obtiene:

$$E \frac{\partial^2 \epsilon}{\partial x^2} = \rho c^2 \frac{\partial^2 \epsilon}{\partial x^2}$$

válido sólo si el medio es homogéneo. La velocidad del sonido es:

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (\text{A5})$$

Expresión fundamental para la velocidad de propagación de ondas elásticas longitudinales. Cuanto mayor sea E (mayor resistencia a las deformaciones, es decir, mayor rigidez) y cuanto menor sea ρ (medio menos denso), mayor será la velocidad de propagación.

A2.1.1. Ondas longitudinales en medios gaseosos

Volviendo a considerar la ecuación de movimiento longitudinal en un cilindro, la dirección de propagación teniendo en cuenta que ahora $\tau_n = -p$:

$$\rho c^2 \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2} = -\frac{\partial p}{\partial x}$$

En los gases hay una relación unívoca (dada por la termodinámica) entre la presión y la densidad, $p = p(\rho)$, entonces:

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{dp}{d\rho} \frac{\partial \rho}{\partial x}$$

Durante el paso de la onda, el cilindro habrá variado su volumen en $(\delta x + \delta \varepsilon) \delta S$, permaneciendo su masa δm constante. Por lo tanto, $\delta m = \rho_0(x) \delta x \delta S = \rho(x) (\delta x + \delta \varepsilon) \delta S$. Donde $\rho(x)$ es la densidad durante la deformación. O sea:

$$\rho(x) = \rho_0(x) \frac{\delta x}{\delta x + \delta \varepsilon} = \frac{1}{1 + \delta \varepsilon / \delta x}$$

Teniendo en cuenta que $\delta \varepsilon \ll \delta x$, y considerando el caso de un gas inicialmente en equilibrio libre de fuerzas $\rho_0 = \text{cte}$ se tiene:

$$\rho(x) = \rho_0 \frac{1}{1 + \delta \varepsilon / \delta x} \cong \rho_0 \left(1 - \frac{\delta \varepsilon}{\delta x} \right) = \rho_0 \left(1 - \frac{\partial \varepsilon}{\partial x} \right)$$

O sea:

$$\frac{\partial p}{\partial x} = -\rho_0 \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2}$$

La ecuación del movimiento toma la forma:

$$\rho_0 c^2 \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2} = -\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{dp}{d\rho} \rho_0 \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2}$$

La velocidad de las ondas toma la forma:

$$c = \sqrt{\frac{dp}{d\rho}}$$

De la termodinámica se tiene que, para procesos de compresión-dilatación tan rápidos como los que ocurren en una onda acústica (procesos adiabáticos), vale la relación:

$$\frac{dp}{p_0} = \gamma \frac{d\rho}{\rho_0}$$

donde γ es la relación de calores específicos a presión y volumen constantes. Teniendo en cuenta la relación entre la densidad inicial, la presión inicial y la temperatura:

$$\rho_0 = \frac{p_0 M}{RT_0}$$

donde M es el peso molecular, R la constante universal de los gases perfectos y T_0 la temperatura en $^{\circ}\text{K}$. La expresión anterior toma la forma:

$$c = \sqrt{\frac{\gamma p_0}{\rho_0}} = \sqrt{\frac{\gamma RT_0}{M}} \quad (\text{A6})$$

Para el aire a 0°C , $c = 331 \text{ m/s}$.

A2.2. Ondas transversales

Para el estudio de las ondas transversales, se parte de una barra alargada, y en ella, un tubo de sección infinitesimal. Durante el paso de la onda transversal, la posición del tubo será, por ejemplo, el que muestra la Fig. A2. Ahora serán los esfuerzos tangenciales de corte $\tau_t(x + \delta x)$ y $\tau_t(x)$ los responsables del movimiento transversal del elemento en cuestión. La ecuación de movimiento ($f = ma$) en la dirección perpendicular a x , será:

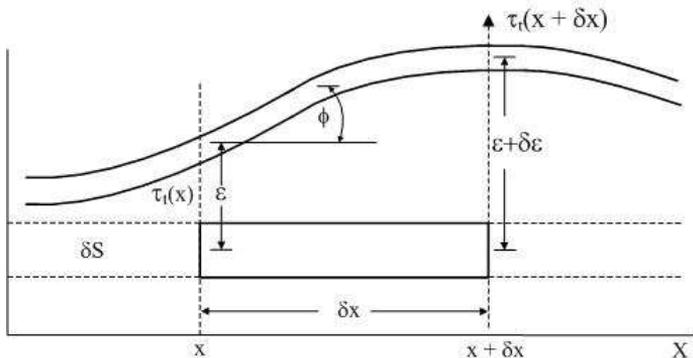


Figura A2. Deformación de una barra por el paso de una onda transversal

$$[\tau_t(x + \delta x) - \tau_t(x)] \delta S = \rho \delta S \delta x a = \rho \delta S \delta x c^2 \frac{\partial^2 \epsilon}{\partial x^2}$$

La tensión tangencial en x será:

$$\tau_t(x) = \frac{F \operatorname{sen} \phi}{\delta S} \cong \frac{F}{\delta S} \phi$$

ϕ es en realidad muy pequeño. Teniendo en cuenta que ϕ es inversamente proporcional al módulo de torsión T de acuerdo a:

$$\phi = \frac{\delta S_{\text{transv}}}{\delta x} = \frac{1}{T} \tau_t$$

Entonces:

$$\tau_t = T\phi = T \frac{\delta \varepsilon}{\delta x} = T \frac{\partial \varepsilon}{\partial x} \quad \text{para } \delta x \rightarrow 0$$

y

$$\frac{\tau_t(x + \delta x) - \tau_t(x)}{\delta x} = \frac{\partial \tau_t}{\partial x} = T \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2} \quad \text{para } T = \text{cte}$$

Por lo tanto para un medio homogéneo ($T = \text{cte}$), queda la relación:

$$T \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2} = \rho c^2 \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial x^2}$$

con lo que:

$$c = \sqrt{\frac{T}{\rho}} \tag{A7}$$

Como en general $T < E$, la velocidad de propagación de las ondas transversales será menor que el de las ondas longitudinales.

A3. Ecuaciones finales y relación entre los diferentes tipos de ondas

En el área de los materiales, las velocidades de los diversos tipos de ondas se determinan a partir de las constantes elásticas del material, tal como se ha hecho. Sin embargo, las relaciones obtenidas fueron deducidas de la teoría física sin tener en cuenta la complejidad real del material. En función de esto, las expresiones (A5) y A(7) toman la forma:

$$c_L = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \sqrt{\frac{1-\mu}{(1+\mu) \cdot (1-2\mu)}} \quad (\text{A8})$$

$$c_T = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \sqrt{\frac{1}{2(1+\mu)}} \quad (\text{A9})$$

donde μ es el módulo de Poisson, idéntico a σ de la expresión (A2). Para las ondas transversales de superficie, se tiene:

$$c_S = \frac{0,87 + 1,12\mu}{(1+\mu)} \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{1}{2(1+\mu)}} \quad (\text{A10})$$

Finalmente las relaciones entre las velocidades son:

$$c_S = c_T \frac{0,87 + 1,12\mu}{(1+\mu)} \quad (\text{A11})$$

$$c_T = c_L \sqrt{\frac{1-2\mu}{2(1-2\mu)}} \quad (\text{A12})$$

Como en los medios materiales sólidos, la relación de Poisson oscila entre 0 y 0,5, por lo que la relación en el interior de la raíz de la expresión anterior, se mantiene entre 0,7 y 0.

A4. Referencias

- [1]- Sears, F. S. Mecánica calor y sonido. Editorial Aguilar, 1980.
- [2]- Kinsler, L. Fundamentos de Acústica. Editorial Limusa, 1995.
- [3]- Ensminger, D. Ultrasonics. Marcel Dekker, Inc, 1990.
- [4]- INTA. Métodos de Ensayos No Destructivos. Tomo I. Cuarta edición.

Apéndice B

Elementos de Electroacústica

Analogías electro-mecano-acústicas

B1. Sistemas mecánicos

Generalmente los sistemas mecánicos están formados por uno o más componentes elementales: masa, resorte, fricción y palanca [1,2,3]. Se puede representar estos sistemas como circuitos eléctricos si la tensión y la corriente sustituyen adecuadamente a las variables mecánicas. Las variables mecánicas son la fuerza y la posición. Cambiando posición por velocidad será más simple calcular la potencia mecánica calculando la potencia eléctrica del circuito análogo. La potencia eléctrica W_e , entregada a un componente al que se aplica una tensión V y por el que circula una corriente I , viene dado por:

$$W_e = V \cdot I \quad (\text{B1})$$

Y en el caso mecánico, si se aplica una fuerza F y en vez de la posición X del elemento, expresamos la potencia mecánica W_m en términos de la velocidad U :

$$W_m = F \cdot U \quad (\text{B2})$$

Luego es simple pasar de la velocidad a la posición integrando en el tiempo y conociendo la posición inicial. Hay dos tipos de analogías, dependiendo de cuál de las variables mecánicas fuerza y velocidad reemplazará a las eléctricas tensión y corriente. Una de estas dos es la *tipo impedancia* donde la tensión representará a la fuerza y la corriente a la velocidad:

$$\begin{aligned} V &\rightarrow F \\ I &\rightarrow U \end{aligned} \quad (\text{B3})$$

La otra analogía es la *tipo movilidad*, donde la tensión representará a la velocidad y la corriente a la fuerza

$$\begin{aligned} V &\rightarrow U \\ I &\rightarrow F \end{aligned} \quad (\text{B4})$$

Veamos a continuación cómo los diversos elementos mecánicos pueden ser descriptos por estas dos analogías.

B1.1. Masa mecánica

El comportamiento dinámico de una masa m viene dado por la segunda ley del movimiento de Newton,

$$F(t) = m a(t) \quad (B5)$$

donde: F es la fuerza neta que actúa sobre la masa m y a es la aceleración que experimenta.

Para que esta ecuación se pueda expresar en una forma similar a la de la inductancia eléctrica, podemos reemplazar la aceleración por la derivada en el tiempo de la velocidad, es decir $a(t) = u'(t)$, obteniendo así:

$$F(t) = m u'(t) \quad (B6)$$

que es análoga en su forma a la caída de tensión $v(t)$ que ocurre en una bobina de inductancia L , es decir:

$$v(t) = L i'(t) \quad (B7)$$



Figura B1.1. Diagrama de fuerza actuando sobre una masa y su equivalente circuital

B1.2. Resorte

Según la ley de Hooke, el comportamiento dinámico de un resorte viene dado por una relación directamente proporcional entre la fuerza aplicada a un resorte y el estiramiento neto x del mismo, es decir:

$$F(t) = k \cdot x(t) \quad (B13)$$

siendo k la *constante elástica* del resorte

Para que esta ecuación se pueda expresar en una forma similar a la de un capacitor, definimos la posición por la integral de la velocidad, es decir, reemplazando $x(t) = \int u(t) dt$, se obtiene:

$$F(t) = k \int u(t) dt \quad (\text{B14})$$

que es análoga o tiene una forma similar a la ecuación del capacitor:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (\text{B15})$$

Definiendo la *compliance mecánica* como $1/k$, la analogía implica que la capacidad eléctrica C se corresponde con la compliance mecánica, $1/k$.

En la Fig. B1.2 se muestra la representación circuital de un resorte. En este caso la fuerza está atrasada un ángulo $\pi/2$ con respecto a la velocidad, se trata de la representación circuital de la *compliance* como una capacidad.

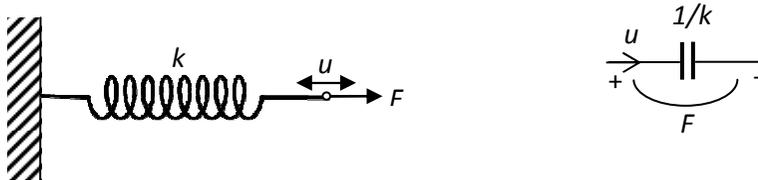


Figura B1.2. Diagrama de fuerza sobre un resorte y equivalencia circuital.

B1.3. Fricción

La fricción es una fuerza disipativa que sucede debido a varios mecanismos [1] que intervienen durante la interacción entre cuerpos. En el caso de deslizamientos lubricados se tiene,

$$F(t) = v \cdot u(t) \quad (\text{B19})$$

donde: v es el coeficiente de fricción viscosa, que depende del coeficiente de viscosidad y del espesor de la capa fluida. Otros autores le llaman directamente resistencia mecánica pues, cómo se vera en el siguiente apartado, se trata de la parte real de la impedancia mecánica. La ley de rozamiento establece a éste cómo una fuerza proporcional a la velocidad u y contraria al movimiento [4].

La ley de Ohm tiene una forma parecida por lo cual es equivalente a la ley de (B19):

$$v(t) = R \cdot i(t) \quad (\text{B20})$$

En la Fig. B1.3 se muestra la equivalencia circuital.

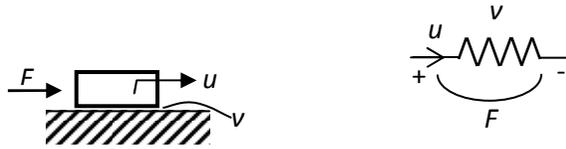


Figura B1.3. Diagrama de fuerza de rozamiento y equivalencia circuital.

B1.4. Impedancia mecánica

Los sistemas mecánicos que pueden ser modelados con los componentes mecánicos antes vistos, es decir masa, resorte y rozamiento, tienen una determinada impedancia mecánica. Para el caso de señales armónicas la impedancia puede estimarse como el cociente entre los fasores fuerza \dot{F} y velocidad \dot{u} ,

$$Z_m = \frac{\dot{F}}{\dot{u}} \quad (\text{B23})$$

Para el caso más general la impedancia mecánica viene definida como el cociente entre las transformadas de Laplace $\mathcal{L}[\bullet]$ de la fuerza F y la velocidad u ,

$$Z_m(s) = \frac{\mathcal{L}[F(t)]}{\mathcal{L}[u(t)]} \quad (\text{B24})$$

Así, para el caso de cada uno de los elementos de (B1.1) hasta (B1.3), la impedancia mecánica está dada por las siguientes ecuaciones que se obtienen de ordenar algebraicamente el resultado y aplicar la transformada de Laplace a las ecuaciones de fuerza y velocidad.

Para una masa la impedancia mecánica es:

$$Z_m(s) = ms \quad (\text{B25})$$

Para el caso de un resorte es,

$$Z_m(s) = \frac{K}{s} \quad (\text{B26})$$

Para el rozamiento es,

$$Z_m(s) = v \quad (\text{B27})$$

Y en general cualquier sistema mecánico con estos componentes puede expresarse como una combinación de sus impedancias, y tendrá su circuito eléctrico equivalente. Por ejemplo para un sistema masa-resorte con rozamiento se tiene:

$$Z_m(s) = v + ms + \frac{1}{\frac{1}{K}s} \quad (\text{B28})$$

que es equivalente a un circuito electrónico RLC en serie.

B2. Circuitos acústicos

Los sistemas acústicos generalmente se componen de conductos, cavidades y elementos porosos o fibrosos. El problema de encontrar una equivalencia de estos elementos acústicos con elementos de circuitos viene dado por que el sonido no siempre se propaga de manera uniforme en todas las direcciones. Esto dificulta el encontrar sólo dos variables para caracterizar el comportamiento, como la tensión y la corriente en el caso eléctrico o fuerza y velocidad en el mecánico. Sin embargo, hay un rango de frecuencias conocido como rango del pistón en el caso de la masa acústica que veremos en esta sección, en el cuál es posible aproximar el comportamiento acústico al de los elementos eléctricos. Ese rango permite realizar simplificaciones válidas cuando las dimensiones de los elementos son mucho menores que la longitud de onda. En acústica la variable fundamental, o una de ellas, es la *presión sonora* p , definida como la variación de presión respecto a la presión atmosférica. Para que el producto de las dos variables que usaremos sea la potencia acústica, la otra variable debe ser el *caudal* q . También en este caso hay dos tipos de analogías, *tipo movilidad acústica* y *tipo impedancia acústica*. En acústica normalmente se utiliza la analogía tipo impedancia acústica según la cuál, la tensión se asocia a la *presión sonora* y la corriente al *caudal*:

$$\begin{aligned} V &\leftrightarrow P \\ I &\leftrightarrow Q \end{aligned} \quad (\text{B30})$$

Es común utilizar esta analogía por varias razones. Por un lado el caudal es un flujo de materia al igual que la corriente lo es de carga. Por el otro, la presión sonora puede fácilmente asimilarse a la tensión, como por ejemplo como caídas de presión.

B2.1. Masa acústica (inertancia)

Una *masa acústica*, también llamada *inertancia*, es una masa de aire, generalmente dentro de un tubo de dimensiones pequeñas comparadas con la longitud de onda. Esta pequeña masa de aire debe desplazarse sin compresión apreciable. Habitualmente se considera que si la longitud l del tubo es menor que $\lambda/8$ se cumple la condición. En ese caso la presión sonora dentro del tubo es constante con un error del orden del 8%. Para una frecuencia de 100 Hz esto corresponde a un tubo de 43 cm de largo.

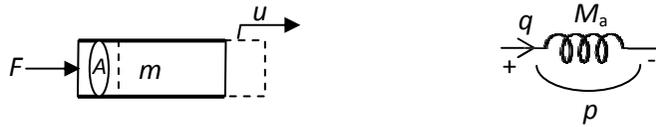


Figura B1.4. Masa acústica y su equivalente circuitual

La masa de aire, denotada como m , se desplaza con la misma velocidad en todos sus puntos y globalmente sigue la segunda ley del movimiento de Newton:

$$F(t) = ma(t) \quad (\text{B31})$$

Nos interesa la relación con la presión y el caudal. Dado que la fuerza es la presión multiplicada por el área A de la sección transversal del tubo (Ver Fig. B1.4), y la aceleración es la derivada de la velocidad, podemos reescribir (B31) como:

$$p(t) A = m u'(t) \quad (\text{B32})$$

Teniendo en cuenta que el caudal $q = Au$, derivando y reemplazando en (A32) se obtiene la relación entre la presión y el caudal:

$$p(t) = \frac{m}{A^2} q'(t) \quad (\text{B33})$$

Definiendo la *masa acústica* o *inertancia* como:

$$M_a = \frac{m}{A^2} \quad (\text{B34})$$

y reemplazando en (B33) se obtiene:

$$p(t) = M_a q'(t) \quad (\text{B35})$$

Esta ecuación es similar a la de la inductancia eléctrica. La masa m , del gas contenido en el tubo puede, calcularse como:

$$m \cong \rho_0 Al \quad (\text{B39})$$

B2.2. Compliancia acústica

La *compliance acústica* es una pequeña masa de aire que, al contrario de la masa acústica, puede comprimirse y expandirse sin desplazamiento apreciable. Normalmente se trata de aire confinado a un volumen con bordes rígidos como podría ser una caja o un tubo cerrado en un extremo. En este caso, también las dimensiones deben ser pequeñas en comparación con la longitud de onda de modo tal, que la presión sonora varíe uniformemente en todo el volumen de gas. Algunos autores [4] sugieren que se puede aceptar como *compliance acústica* a cavidades de volumen inferior a $\lambda/16$. En la Fig. B1.5 se muestra un esquema de una *compliance acústica* y su equivalente eléctrico. El caudal que ingresa sólo comprime al aire encerrado y no puede causar movimiento neto. La ley de compresión adiabática se puede usar para modelar el comportamiento dinámico de la compliance,

$$\frac{\Delta P}{P} = -\gamma \frac{\Delta V}{V} \tag{B41}$$

donde γ es una constante termodinámica (para compresión adiabática $\gamma = 1,4$)



Figura B1.5. Esquema y equivalente eléctrico de una Compliance acústica

En una *compliance acústica*, ΔP es la presión sonora p , P es la presión de equilibrio, por la definición de presión sonora esta será la presión atmosférica P_0 , V es el volumen de la cavidad y ΔV es el opuesto del volumen ingresado debido al caudal q . Naturalmente, al tratarse de bordes rígidos, el volumen total de la cavidad es siempre igual a V pero cuando ingresa un caudal externo sucede que el volumen inicial del gas se reduce. El volumen que ingresa es la integral del caudal. Reemplazando esto en la expresión anterior (B41) se obtiene:

$$\frac{p(t)}{P_0} = \frac{\gamma}{V} \int q(t) dt \tag{B42}$$

Reordenando, y reemplazando $\gamma P_0 = \rho_0 c^2$, donde ρ_0 es la densidad del gas y c , la velocidad del sonido, se obtiene:

$$p(t) = \frac{\rho_0 c^2}{V} \int q(t) dt \tag{B43}$$

que es análoga a la ecuación de un capacitor eléctrico.

$$V(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (\text{B44})$$

Por similitud con la forma del capacitor se puede reemplazar un valor, C_a de *compliance acústica*,

$$C_a = \frac{V}{\rho_0 c^2} \quad (\text{B45})$$

en (B43), obteniendo:

$$p(t) = \frac{1}{C_a} \int i(t) dt \quad (\text{B46})$$

B2.3. Resistencia acústica

La *resistencia acústica* es el resultado de la presencia de una fricción viscosa interpuesta en el recorrido de la onda sonora. Ejemplos típicos son una constricción o angostamiento de un conducto o una malla de trama fina o material poroso como la lana de vidrio, la lana mineral, las espumas poliuretánicas o el metal sinterizado (ver Fig. B1.6). La resistencia acústica responde a la siguiente ecuación:

$$p(t) = p_1(t) - p_2(t) = R_a q(t) \quad (\text{B50})$$

o, en versión transformada,

$$P(s) = R_a Q(s) \quad (\text{B51})$$

En el caso de un tubo de diámetro muy pequeño (capilar) con respecto a la longitud de onda, puede obtenerse la resistencia acústica por medio de la ley de Poiseuille, que proporciona el caudal obtenido cuando un fluido con coeficiente de viscosidad η circula por un conducto entre cuyos extremos hay una diferencia de presión Δp . El valor de la resistencia acústica obtenida es [4]:

$$R_a = \frac{8\eta l}{\pi a^4} \quad (\text{B52})$$

El valor del coeficiente de viscosidad para el aire a 20 °C y 1013,25 hPa es de $1,86 \cdot 10^{-3} \text{ N s} / \text{m}^2$.

En realidad la resistencia acústica de un tubo está acompañada por la masa acústica del aire encerrado en él, por lo cual en la práctica será preciso constatar si ésta puede despreciarse o no.

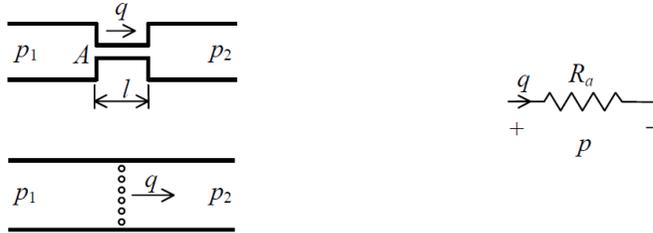


Figura B1.6. Resistencias acústicas (izquierda), símbolo (derecha)

Si el tubo no es muy estrecho, la fricción tiene importancia solamente en la denominada *capa límite*, es decir, una delgada película alrededor de la superficie interior del tubo. Fuera de la capa límite la onda es casi plana y por lo tanto no hay movimiento relativo entre capas deslizantes. El espesor de la capa límite que depende de la frecuencia, puede calcularse mediante la expresión [5].

$$\delta = \sqrt{\frac{\eta}{\rho_0 \omega}} \tag{B53}$$

Por ejemplo, para 100 Hz la capa límite tiene un espesor de 0,16 mm. Para 1 kHz dicho espesor se reduce a 0,05 mm. Si el radio a del tubo es mucho mayor que δ , entonces la resistencia acústica se calcula como:

$$R_a = \frac{\sqrt{2\eta\rho_0\omega}}{2\pi a^3} (l + na) \tag{B54}$$

donde n es la cantidad de extremos libres ($n = 1$ ó 2).

B2.4. Impedancia acústica

Los componentes acústicos quedan caracterizados por su *impedancia acústica*, definida como el cociente entre las transformadas de Laplace de la presión y el caudal.

$$Z_a(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \tag{B55}$$

En el caso en que las señales sean senoidales se puede trabajar fasorialmente y, entonces puede considerarse la impedancia acústica compleja, definida como el cociente entre los

fases de presión y de caudal:

$$Z_a = \frac{P}{Q} \quad (\text{B.56})$$

Para los casos de una masa acústica, una compliancia acústica y una resistencia acústica se tiene, respectivamente,

$$\begin{aligned} Z_a(s) &= M_a s & (a) \\ Z_a(s) &= \frac{1}{C_a s} & (b) \\ Z_a(s) &= R_a & (c) \end{aligned} \quad (\text{B.57})$$

Igual que en los casos eléctrico y mecánico, el concepto de impedancia puede generalizarse para cualquier combinación de estos componentes, como veremos luego. En muchos casos es de interés la *impedancia acústica específica*, Z_{ae} , definida como el cociente entre la presión P y la *velocidad* U (en lugar del caudal). Ello sucede cuando interesan las propiedades locales del campo acústico. Para una onda plana atravesando un área A podemos establecer la siguiente relación entre la impedancia acústica y la impedancia acústica específica:

$$Z_{ae} = A Z_a \quad (\text{B.58})$$

Para las ondas planas propagándose en el aire o en un tubo de longitud vale:

$$Z_{ae} = \rho_0 c \quad (\text{B.59})$$

En esta obra se usa la expresión anterior para referirse a la impedancia acústica de los diferentes medios y se la denomina simplemente con Z .

B3. Referencias

[1]- Miyara, F. Introducción a la Electroacústica.
www.fceia.unr.edu.ar/acustica/audio/electroac.pdf

[2]- Kinsler, L. E.. Fundamentos de Acústica. Limusa, Ciudad de Mejico,1995.

[3]- Beranek, L. Acústica. ASA, segunda edición, 1969.

[4]- Pueo-Ortega B. y Romá Romero M. Electroacústica. Altavoces y micrófonos. Pearson Educación SA, Madrid, 2003.

Anexo A

Propiedades Acústicas de Medios Materiales Metálicos, no Metálicos y Líquidos

TABLA A1
DENSIDADES, VELOCIDADES E IMPEDANCIAS ACUSTICAS EN MATERIALES METALICOS

Material	Densidad en 10^3 kg/m^3 ρ	Velocidades acústicas en 10^3 m/s		Impedancia acústica en $10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$ $Z = \rho C_L$
		Long. C_L	Trans. C_T	
Aceros	7,85	5,82	3,19	45,7
Acero inoxidable	8,03	5,66	3,12	45,5
Aluminio (AL)	2,71	6,32	3,08	17,1
Antimonio	6,69	4,15	-	28
Berilio (Be)	1,82	12,8	8,71	23,3
Bismuto (Bi)	9,8	2,18	1,10	21
Bronce (Cu-Sn)	7,4-8,9	4,40-4,98	2,34	32,5-44,5
Cadmio (Cd)	8,6	2,78	1,50	24
Cinc (Zn)	7,1	4,17	2,41	30
Constantan (Cu-Ni)	8,8	5,24	2,64	46
Cobre (Cu)	8,9	4,70	2,26	42
Estaño (Sn)	7,3	3,32	1,67	24
Fundición (Fe-C)	7,2	3,5-5,6	2,2-3,2	25-40
Hierro (Fe)	7,7	5,85	3,23	45
Inconel (laminado)	8,25	7,82	3,02	64,5
Iridio (Ir)	22,42	5,4	-	137
Latón (Cu-Zn)	8,5-8,6	3,83	2,05	33
Magnesio (Mg)	1,74	5,77	3,05	10,1
Manganeso (Mn)	8,4	4,66	2,35	39
Metal duro (vídias)	11,15	6,8-7,3	4,0-4,7	75-110
Mercurio (Hg)	13,6	1,45	-	20
Monel (laminado)	8,83	6,02	2,72	53,1
Molibdeno (Mo)	10,09	6,29	3,35	63,5
Níquel (Ni)	8,9	5,63	2,96	50
Oro (Au)	19,3	3,24	1,20	63
Plata (Ag)	10,5	3,60	1,59	38
Platino (Pt)	21,4	3,96	1,67	85
Plomo (Pb)	11,4	2,16	0,70	24,6
Tántalo (Ta)	16,6	4,2	-	69
Titaneo (Ti)	4,51	6,005	3,019	27
Volframio (W)	19,3	5,46	2,69	105

TABLA A2
DENSIDADES, VELOCIDADES E IMPEDANCIAS ACUSTICAS EN
MATERIALES NO METALICOS

Material	Densidad en 10^3 kg/m^3 ρ	Velocidades acústicas en 10^3 m/s		Impedancia acústica en $10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$ $Z = \rho C_L$
		Long. C_L	Trans. C_T	
Alúmina (Al_2O_3)	3,7-3,9	10	-	37-39
Caucho sin vulcanizar	1,3-2,1	1,48	-	1,9-3,1
Caucho vulcanizado	1,1-1,6	2,3	-	2,5-3,7
Cera de parafina	0,86-0,92	2,2	-	1,9-2,0
Corcho	0,24	0,5	-	0,12
Cristales piezoeléctricos			-	
- Cloruro potásico (CLK)	1,988	4,38	-	8,7
- Cloruro sódico (CLNa)	2,28-2,41	4,78	-	10,9-11,5
- Bromuro potásico (BrK)	2,75	3,48	-	9,5
- Cuarzo (SiO_2)	2,65	5,76	-	15,3
- Fluorita (CaF_2)	3,18	7,18	-	23
- Fosfato monoamónico ($\text{PO}_4\text{H}_2\text{NH}_4$)	1,80	4,92	-	8,8
- Metaniobato de Pb (PbNb_2O_6)	5,8	2,8	-	16
- Sulfato de litio (Li_2SO_4)	2,06	4,72	-	11,2
- Titanato de bario (BaTiO_4)	5,7	4,40	-	35
- Turmalina	3-3,25	7,54	-	22,5-24,5
Granito	2,51-3,05	3,95	-	10,4-12,7
Hielo	0,9	3,98	1,99	3,6
Maderas	0,36-1,07	1,01-4,1	-	0,56-4,3
Marfil	1,81-1,92	3,01	-	5,5-5,8
Mármol	2,52-2,85	3,81	-	9,6-10,9
Pizarra	2,65-2,70	4,51	-	12,0-12,2
Poliamida (nylón, perlón)	1,0-1,2	1,8-2,2	-	1,8-2,7
Poliestireno	1,05	2,67	1,12	2,8
Polimetacrilato de metilo (perspex, plexiglás)	1,18	2,73	1,43	3,2
Politetrafluoretileno (teflón)	2,2	1,35	-	3,0
Porcelana	2,4	5,6-6,2	3,5-3,7	13-14
Resina acrílica (plexiglás)	1,18	2,67	1,12	3,2
Resina epóxida (Araldít)	1,15-1,3	2,5-2,8	1,1	2,8-3,7
Resina fenólica (baquelita)	1,4	2,59	-	3,6
Vidrios				
- Cristal denso	3,9	3,76	-	14,7
- Cristal ultraligero	3,15	4,80	-	15,1
- Vidrio de cuarzo	2,2	5,57	3,52	12,3
- Vidrio denso	2,72	5,26	-	14,3
- Vidrio fino	3,6	4,26	2,56	13
- Vidrio crown	2,51	5,66	3,42	14
- Vidrio de boro silicato (pirex)	2,23	5,57	3,44	12,4

TABLA A3
DENSIDADES, VELOCIDADES E IMPEDANCIAS ACUSTICAS EN LIQUIDOS

Material	Temperatura en °C θ	Densidad en 10^3 kg/m^3 ρ	Velocidades acústicas en 10^3 m/s C	Impedancia acústica en $10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$ $Z = \rho C_L$
Aceite Diesel	-	0,88-1,02	1,25	1,1-1,3
Aceites lubricantes (SAE 20 a 30)	-	0,89-0,96	1,74	1,5-1,7
Aceite de transformador	-	0,92	1,39	1,28
Acetona (CH_3COCH_3)	20	0,79	1,19	0,94
Agua destilada (H_2O)	20	1	1,483	1,48
Agua de mar	17	-	1,51	-
Agua pesada (D_2O)	25	1,104	1,40	1,55
Alcohol etílico ($\text{C}_2\text{H}_5\text{NH}_2$)	20	0,79	1,17	0,92
Alcohol metílico (CH_3OH)	20	0,79	1,12	0,88
Anilina ($\text{C}_6\text{H}_5\text{NH}_2$)	20	1,02	1,66	1,69
Benzeno (C_6H_6)	20	0,88	1,33	1,17
Bisulfuro de carbono (CS_2)	20	1,26	1,16	1,46
Cloroformo (CHCl_3)	20	1,49	0,99	1,48
Eter etílico ($\text{CH}_3\text{-CH}_2)_2\text{O}$	20	0,71	0,98	0,70
Esencia de trementina ($\text{C}_{10}\text{H}_{16}$)	27	0,86-0,88	1,28	1,10-1,12
Glicerina ($\text{C}_3\text{H}_8\text{O}_3$)	20	1,26	1,92	2,4
Mercurio (Hg)	-	13,6	1,45	20
Nitrotolueno ($\text{CH}_3\text{C}_6\text{H}_4\text{NO}_2$)	20	1,16	1,43	1,66
Pentano (C_5H_{12})	20	0,63	1,02	0,64
Queroseno	15	0,7-0,9	1,33	0,9-1,2
Tolueno (C_7H_8)	20	0,87	1,33	1,15
Xilol (C_8H_{10})	20	0,86	1,33	1,15
Yoduro de metileno (CH_2I_2)	-	3,33	0,98	3,3
Aire	-	0,0012	0,330	0,000398

Apéndice C

Medición de tt con circuitos electrónicos especializados

C1. Introducción

En este apéndice se mostraran dispositivos electrónicos desarrollados por empresas dedicadas a la fabricación de circuitos integrados y de transductores de ultrasonido para operar en el aire. Algunos de ellos ya no se fabrican más, pero se los comentará para mostrar la filosofía de diseño que pueden ser útiles a la hora hacer un desarrollo para aplicación específica, tanto en las áreas del ultrasonido en el aire, en END, en medicina o en instrumentación.

C2. Determinación de tt por conversión de tiempo a distancia

En el instante de excitar al transductor emisor se genera una ventana temporal que inhibe al receptor durante todo el intervalo que dura la zc (Fig. C1a y b), tal como se vio en el capítulo IV. A continuación por medio de un detector de flancos que detecta la finalización de la ventana (zc), se genera otra ventana **VM** (Fig. C1c) cuyo ancho depende de la máxima distancia a medir. Con el comienzo de ésta última y por medio de un generador rampa, se genera una tensión linealmente creciente con el tiempo (Fig. C1d).

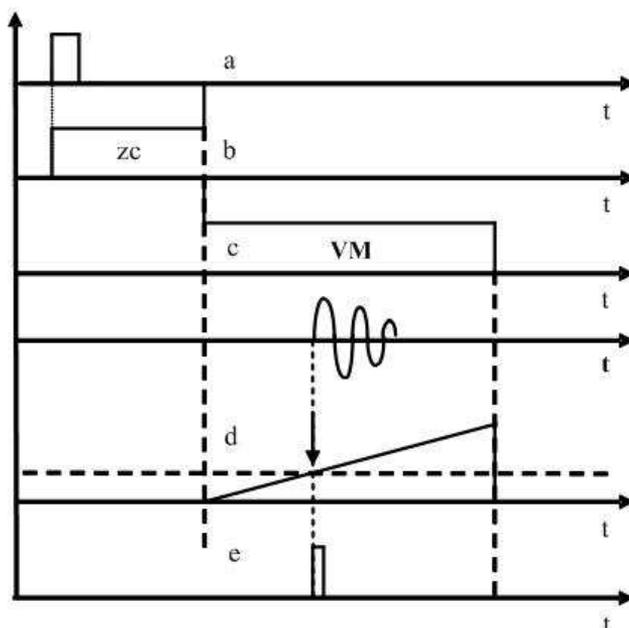


Figura C1. Concepto del conversor tiempo-distancia

Por medio de un comparador de nivel se detecta el arribo del eco (similar a lo visto en el capítulo IV con el método del umbral). Cuando esto sucede, se genera un pulso (Fig. C1e) que habilita el almacenamiento del valor de tensión de la rampa en ese momento, en un registro interno de un comparador de nivel. Ese valor almacenado se mantiene hasta que comienza un nuevo ciclo. A la salida del comparador, se dispone de 8 bits (o mayor) que representan el valor digital del t_t . En la Fig. C2 se muestra el esquema de este tipo de medidor. La mayor ventaja que presenta esta técnica es la simplicidad de su implementación.

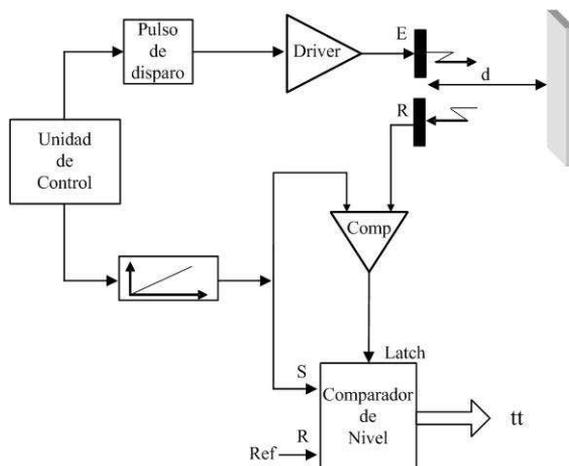


Figura C2. Medición de t_t por conversión de tiempo distancia

C3. Medición de t_t con Circuitos Integrados dedicados

Desde principios de la década del 70 algunas firmas líderes en la fabricación de circuitos integrados, pusieron a disposición del diseñador, dispositivos para la implementación de sonares. A continuación se hará una breve revisión de los mismos.

C3.1. Sistema de sonar basado en el LM1812

Fue la firma National Semiconductor la primera en ofrecer a sus usuarios un CI conteniendo en su interior un sistema completo de emisión y recepción de ultrasonido, mediante la técnica Pulso-Eco, con la denominación LM1812 [1,2,3,4]. Con un número reducido de componentes pasivos externos al CI, éste permitía trabajar con transductores Panasonic emisor-receptor en el mismo encapsulado que operaban en frecuencias comprendidas entre 40 y 320 kHz. Las principales características fueron las siguientes:

Frecuencia máxima de operación:	320 KHz
Sensibilidad de entradas (típica):	200 μ Vpp
Máxima corriente de salida:	> 1Amp
Máxima potencia se salida (pico):	12 W

Máxima tensión de alimentación:	18 Volt
Temperatura de operación:	0°C a 70°C
Máximo alcance:	6 m en el aire (20 pies) y 30 en el agua(100 pies)

En lo que respecta a su constitución interna, está compuesto por una etapa transmisora, una receptora y una llave electrónica que, conmutando, selecciona el modo transmisor o receptor. La Fig. C3 muestra el esquema de la etapa transmisora. El bloque *Osc* consiste en un oscilador senoidal cuya frecuencia de trabajo es controlada por el circuito tanque LC externo al CI a través de los pines 1 y 12. Los valores de éstos dependen de la frecuencia de resonancia del transductor empleado (Tx). En el instante que la base de T1 (pin 8) recibe un nivel de tensión superior a los 0.7 Volt, quedan habilitados los dos osciladores para un ciclo de trabajo.

La salida del oscilador ingresa a un multivibrador monoestable (one-shot) que genera un pulso de 2 μ seg de ancho. Es importante entender que envía sólo un pulso que controla la base de T2. El conjunto de transistores T2, T3 y T4 cumplen dos misiones: Por un lado impone en la base de T2 un potencial de 2,1 Volt respecto de masa, necesario para adecuar niveles de polarización. Por otro, permite según la aplicación, disponer de dos fuentes de corriente para excitar al transductor si es necesario comandar mucha corriente. La excitación del transductor se realiza entre los pines 7 y 10, en caso contrario, se usa la salida por los pines 6 y 10. Las resistencias R1 y R2 cumplen funciones de polarización y limitación de corriente respectivamente. El fabricante provee de una serie de alternativas para acoplar esta etapa al transductor, en general, se trata de circuitos tipo auto transformadores [18].

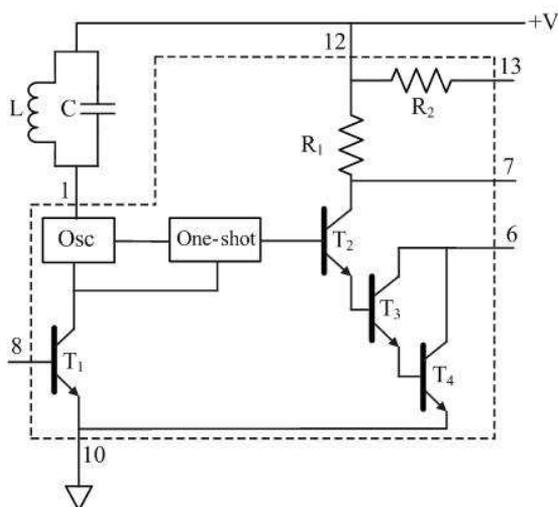


Figura C3. LM 1812. Esquema de la etapa transmisora

La etapa receptora es un poco más compleja de esquematizar, de todas maneras a continuación en la Fig. C4, se utilizará el esquema que provee el fabricante. Está compuesto de dos etapas independientes, la primera amplifica la señal proveniente del transductor y por medio de un potenciómetro (externo conectado entre el pin 3 y masa), es posible variar su ganancia dentro de ciertos límites. La segunda, consiste de un amplificador y filtro pasa banda sintonizado a la frecuencia de operación del transductor. La sintonía se realiza compartiendo el mismo circuito LC de la etapa transmisora. Con esta etapa se limitan las componentes de la señal de eco en el rango de 5 a 10 kHz. La ganancia total del receptor está en el orden de los 24 dB.

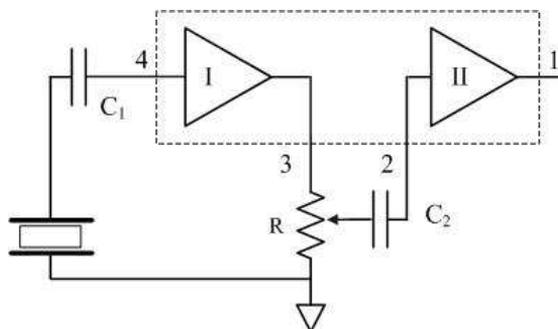


Figura C4. LM 1812. Esquema de la etapa receptora

La señal de eco amplificada ingresa a un comparador de nivel para detectar el arribo del eco. A través de los terminales 1 y 16 se tiene a disposición la salida analógica (forma de onda, portadora modulada del eco) y digital (cero de tensión cuando detecta el eco) respectivamente.

El sistema permitía dos modos de trabajo según la naturaleza de la entrada de disparo del terminal 8. Si ésta provenía de un oscilador astable (aplicación normal), el flanco descendente de éste disparaba un ciclo completo de emisión-recepción. En el segundo, el CI está preparado para activarse por una señal enviada por un codificador magnético montado sobre el eje de una plataforma giratoria donde se encuentra el transductor de ultrasonido. Esta última sería para implementar un sonar.

C3.1.1. Ventajas y desventajas

La principal ventaja de este CI es que permitía implementar un sistema completo de sonar con sólo un reducido número de componentes pasivos externos al circuito. La mayor desventaja consistía en el acoplamiento transductor-CI. En efecto, para asegurar buena transferencia de energía tanto en el modo transmisión como de recepción, el fabricante sugería realizarlo con un transformador, construido para tal fin por otra firma que lo vendía si se compraban como mínimo 200 unidades!!.

D3.2. Módulos Massa

La firma estadounidense Massa, fabricante de sensores de ultrasonido para operar en el aire, desarrolló una serie de módulos (no circuitos integrados), para la emisión y recepción de ultrasonido que prácticamente no llevan componentes externos. Los primeros en comercializarse fueron dos series denominados: E-201B y E-220B [5]. La primera serie trabaja con transductores emisor-receptor independientes y la segunda con emisor-receptor en el mismo encapsulado. Independientemente del tipo de transductores, la frecuencia de trabajo de estos modelos es de: 26 kHz, 40 kHz, 150 kHz, 215 kHz, 220 kHz y 320 kHz. Como ejemplo, a continuación se muestran las características técnicas de la serie E-220.

Frecuencia máxima de operación:	220 kHz
Alcance de detección:	desde 3 pulgadas a 30 pies (según la serie)
Resolución:	de 0.1% a 0.2%
Angulo de apertura del haz:	de 10° a 35° (según la serie)
Máxima relación del pulso de excitación:	de 20 Hz a 150 Hz (según la serie)
Ancho del pulso para disparo externo:	180 μ s.
Corriente suministrada por la salida digital (Latch)	30 mA. @ Vdc = 0.5 V
Requerimientos máximos de alimentación:	+ 8 a + 15 Vdc.
Requerimientos nominales de potencia:	20 mA @ 15 Vdc 450 mW
Temperatura de operación:	0°C a 60°C
Máximo alcance:	6 m en el aire (20 pies) y 30 en el agua (100 pies)

C3.2.1. Análisis de la serie E-201B

Como ya comentamos, esta serie se emplea con transductores emisor-receptor separados. El esquema funcional se muestra en la Fig. C5. Como se desprende de la simple observación, se trata de un sistema de medición de distancias que operando en pulso-eco, se basa en la detección por umbral. El dispositivo puede operar de dos modos diferentes según se lo dispare por un pulso externo o se emplee su oscilador interno. En el primer caso, el control se efectúa a través de la entrada **TRIG IN**. Para el segundo, se unen las entradas **TRIG IN** con **TRIG OUT** y se conecta por medio de un resistor el terminal **PRR** a +V. El valor del resistor dependerá del ciclo de actividad, es decir, el ciclo de repetición que se desee obtener teniendo la precaución de no exceder los límites previstos por el fabricante.

En la Fig. C6 se muestra el ciclo de trabajo del dispositivo. Una vez generado a través del terminal **TRIG IN** el pulso para excitar al transductor, se pone a cero el flip-flop RS pasando el terminal **LATCH** de +V a masa.

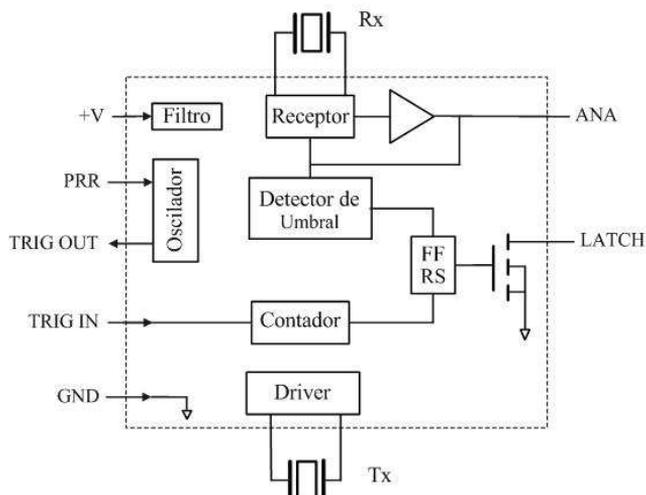


Figura C5. Diagrama funcional de la serie E-201B

En el instante que el detector de umbral confirma el arribo del eco, el flip-flop cambia de estado y la salida **LATCH** vuelve a +V repitiéndose el ciclo.

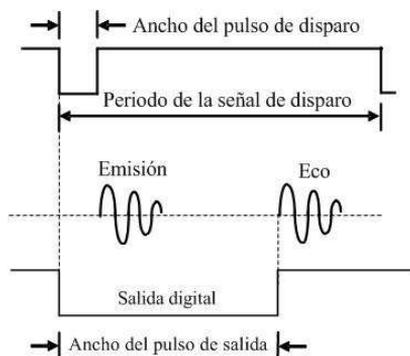


Figura C6. Diagrama de tiempos

La detección del cambio de flanco del terminal **DIG OUT** puede realizarse por medio de una lógica reducida o por programación, utilizando el puerto serie de un computador. La diferencia de tiempo (dividido por 2) entre la excitación del transductor y la detección del cambio de flanco de **DIG OUT** representa el t_t .

C3.2.2. Análisis de la serie E-220B

El principio de funcionamiento de la serie E-220B es exactamente similar a la anterior. La diferencia está en la unión del circuito receptor con el transmisor, es decir, comparten los mismos terminales del transductor. En la Fig. C7 se muestra el esquema

funcional. Para todas la series, el bloque denominado Filtro representa a una fuente de alimentación interna que adecua y distribuye tensiones para los diferentes circuitos que conforman al módulo. Además tiene incorporado una serie de filtros para el correcto desacoplamiento de la fuente de alimentación externa [6,7].

C3.2.3. Ventajas y desventajas

Se tiene a disposición un sistema integral de sonar que para trabajar sólo necesita de una fuente de alimentación y de dos resistores: uno para ajustar la frecuencia de repetición y otro como resistencia de pull-up para la salida **DIG OUT**. Para el caso de necesitar gobernar el instante de emisión, es necesario conectar a la entrada **TRIG IN** un transistor en configuración inversor, tal como se indica en la Fig. C8. El fabricante proporciona el módulo con su transductor y en consecuencia no existen problemas de falta de acoplamiento, lo que es común que suceda en otros sistemas. La principal desventaja consiste en que no pueden discriminar la finalización de la z_c del transductor receptor, por ello, se debe tener la precaución de emplearlo para medir distancias que sean un poco superior a las especificadas para cada serie por el fabricante.

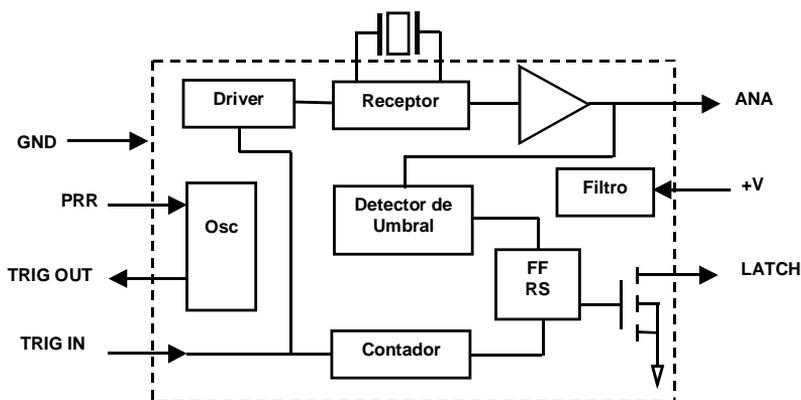


Figura C7. Diagrama funcional de la serie E-220B

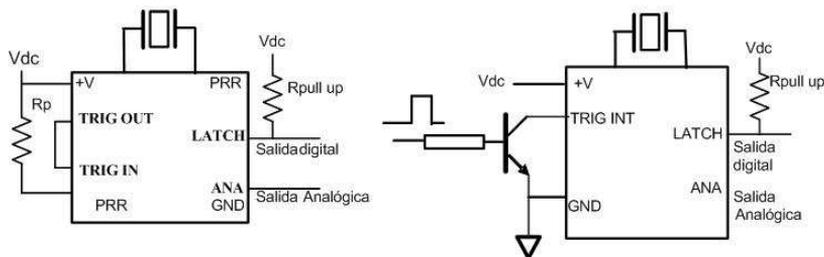


Figura C8. Diagrama de conexiones de la series E-201B y E-220B

C3.3. Circuitos para sonar Texas

La Firma Texas Instrument comercializó los CI TL851 [8] y TL852 [9] para implementar sistemas de sonar. El TL852 es un receptor para sonar y el TL851 se

emplea como unidad de control del primero. Debido a que la unidad de control puede ser reemplazada por cualquier sistema basado en un micro controlador, a continuación se describirá muy brevemente sólo el principio de funcionamiento del TL852. Es un receptor preparado especialmente para implementar sistemas de sonar, operando en un rango que va desde 20 KHz a 90 KHz. Ha sido diseñado para trabajar en distancias comprendidas entre 15 cm (6 pulgadas) a 10.5 m (35 pies). Está compuesto de un amplificador de ganancia y ancho de banda programables y trabaja bajo el concepto de detector por umbral. Para el control de ganancia dispone de un decodificador de cuatro bits de entrada. Ver Fig. C9.

Para el control digital de ganancia del amplificador, posee cuatro entradas (**GCA** a **GCD**). Para el caso de necesitar ganancia fija, se conecta un resistor entre el terminal **G1IN** a masa. Con el uso de un resistor externo de 68 K Ω conectado entre el terminal **BIAS** a masa se logra una referencia estable de bias. Conectando en paralelo un inductor y un capacitor entre V_{cc} y el terminal **LC**, se provee al amplificador de un circuito tanque de alto Q, permitiendo convertir al amplificador en un filtro pasa banda.

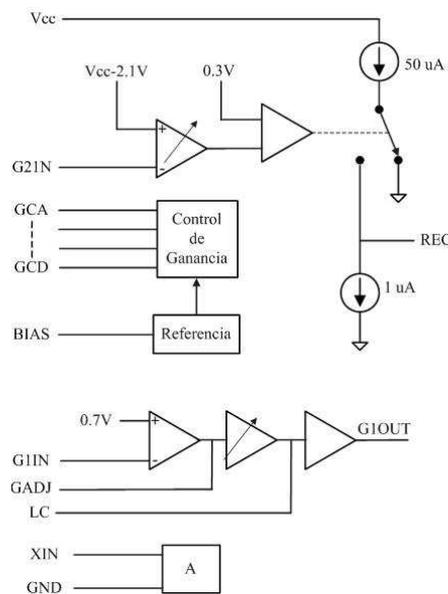


Figura C9. Diagrama funcional del TL852

Un capacitor de 1 nF debe ser conectado entre la salida **REC** y masa. Entonces, mientras no exista eco, el capacitor es continuamente descargado a masa por medio de la fuente de corriente de 1 μ A. Cuando la señal de eco recibida tiene suficiente amplitud, la salida conmuta alternativamente cargándose el capacitor por la fuente interna de 50 μ A y descargándose por la de 1 μ A. Para la mayoría de las aplicaciones, se conecta a la salida **REC** un comparador de nivel, fijándose el terminal de referencia del comparador en una tensión comprendida entre 50 mV y 230 mV. Cuando la tensión

en la salida **REC** iguala o sobrepasa el valor de referencia del comparador (existencia de un eco), la salida de éste cambia de estado (Ver Fig. C10). Este cambio de tensión puede detectarse o bien con el TL851 o con cualquier sistema lógico desarrollado para tal fin.

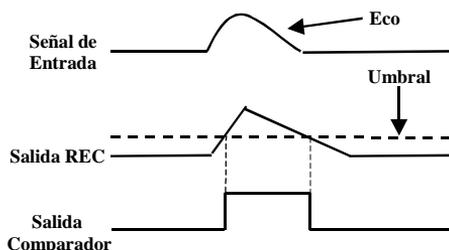


Figura C10. Formas de ondas para medición con detector de nivel

C3.4. Sistemas para sonar Polaroid

Para finalizar con este tema, se presentará a continuación alguno de los productos comercializados por la firma Polaroid.

- **Sonar.**

Básicamente, se trata de un módulo de tamaño reducido para la emisión y recepción de ultrasonidos que opera en base al conjunto TL851 y TL852. Trabaja con un sensor emisor receptor en el mismo encapsulado tipo capacitivo. Opera en forma automática y en los terminales de salida, el usuario tiene disponible la forma del eco y el pulso de salida del comparador [10]. Se los ha empleado con éxito en sistemas de sonar para evitar obstáculos en robots móviles [11,12,13].

- **Equipo de desarrollo**

Fue un sistema completo de ultrasonido [11] que constaba de un emisor discreto, un receptor basado en el TL852, un display de cristal líquido para la indicación de distancia y un micro-controlador KC186. Soportaba transductores Polaroid tanto tipo capacitivos series 6000 y 9000, como piezo eléctricos, series 7000 [14,15]. La frecuencia de trabajo estaba comprendida entre 40 kHz y 90 kHz. Podían ser elegidas por medio de cuatro llaves dip-switch montadas sobre el circuito impreso. Este sistema de desarrollo, podía trabajar en forma automática o como terminal de un computador a través de una interfaz tipo RS232. En este caso, por medio de una interfaz a usuario, éste puede variar: el número de pulsos a aplicar al transductor y la frecuencia de repetición de la emisión de ultrasonido. El resultado del cómputo de la distancia se presentaba en forma numérica pudiendo elegirla en dos unidades: centímetros o pulgadas. Además por medio de un conector tipo bornera (también ubicado sobre el circuito impreso), podía conectarse un osciloscopio y monitorear la señal analógica de emisión y recepción y la salida del comparador.

C4. Referencias

- [1]- National Linear Data Book Applications Notes. LM1812 Ultrasonic Transceiver.
- [2]- Monchaud, S., Prat, R. Détection d'obstacles par capteur simple de mesure de distance à ultrasons. Le Nouvel Automatismes – janvier – février, pp. 61-65,1981
- [3]- Frederiksen, T., Howard, W. A single-chip monolithic sonar system. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-9, pp. 394-403, 1967.
- [4]- Canali, C., De Cicco, G., Morten, B., Prudenziati, M., Taroni, A. A Temperature Compensated Ultrasonic Sensor Operating in Air for Distance and Proximity Measurements. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29, Nro. 4, pp. 336-341, November 1982.
- [5]- Massa Products Corporation. Models E-188/215/220, High frequency narrow beam ultrasonic transducer .1996.
- [6]- Veca, A., Martín, M., Lince Klinger, P. Automatización de un Banco experimental de ultrasonido para inspección de objetos en 2d. Nueva Telegráfica Electrónica. 35, pp. 153-157. 1999.
- [7]- Lince Klinger, P. Automatización de un Banco de Ultrasonido. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan, 1995.
- [8]- Texas Instruments Data Book Notes. TL851 Sonar Ranging Control, 1988.
- [9]- Texas Instruments Data Book Notes. TL852 Sonar Ranging Receiver, 1988
- [10]- Ultrasonic System. Polaroid. 1996.
- [11]- Veca, A., Solimei, E. Arreglo Sensorial para Vehículo Autoguiado. Nueva Telegráfica Electrónica. LXXXII Nro. 1, pp. 34-41. Diciembre 1995.
- [12]-Development Ultrasonic kit. Polaroid. 1997.
- [13]- AN97. Implementing Ultrasonic Rangings. Microchip Technology Inc, 2002.
- [14]- Carbajal, M. Estudio y Análisis Comparativo de los Sensores de Ultrasonido Polaroid series 7000, 9000 y 6000. Aplicación a Robot Móvil. Trabajo Final de Graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan, 1998.
- [15]- Forest M. Mins III. The Forest Mins Circuit Scrapbook. Vol II. Technology Publishing, 2000. www.llh-publishing.com

Índice alfabético

A

Acoplamiento	97
Acoplamiento Eléctrico	428
Alternativas para la determinación del tiempo de transito	192
Ambigüedad en la velocidad y en el rango	373
Análisis de la serie E-201B	465
Análisis de la serie E-220B	466
Análisis de un caso de B-scan	267
Análisis detallado de un transductor tipo Langevin	399
Ancho de banda del transductor	181
Anomalías en el área de la medicina	22
Aplicación en END y Medicina	294
Aplicaciones del ultrasonido en el aire	18
Aplicaciones del Ultrasonidos de Potencia	28
Arrays lineales de N fuentes equiespaciadas	308
Arrays, Problemas	329
Arreglos acústicos	122
A-scan	224
Atenuación	287
Atenuación de las Ondas Ultrasónicas	67
Atenuación por cambio de medio	294

B

Banda base	336
Base de Tiempo y Sincronismo	225
Breve descripción del Medio Biológico	69
Breve Introducción Histórica	2
B-scan	259
Buffer Temporal	264

C

Campo de Sonido	295
Características constructivas y variantes de transductores piezoeléctricos	124
Características del sistema de ultrasonido	290
Características temporales y frecuenciales	128

Caso pulso-eco	291
Cepstrum	204
Cerámicas piezoeléctricas	391
Circuitos acústicos	449
Circuitos para sonar Texas	468
Clasificación	142
Clasificación de los Sistemas Doppler	358
Coefficientes de Reflexión y Transmisión I	49
Coefficientes de Young, Poisson y de compresibilidad	437
Combinación Doppler Imagen	381
Comentarios sobre Representación y Evaluación	279
Compliance acústica	450
Componentes metálicos	394
Compresión	209
Concepto de Array	305
Conceptos Básicos	79
Constante de amortiguamiento	181
Control Atenuación Distancia CAD	234
Control de Profundidad	264
Convertor A/D	264
Convertidor Digital de Barrido	264
C-scan	271
D	
Deconvolución	195
Deconvolución homomórfica	200
Defectología	22
Definiciones y Propiedades de las Cerámicas Piezoeléctricas	94
Definiciones y unidades	286
Demodulación	363
Demodulación Heterodina	360
Demodulación por Cuadratura de Fase	366
Detalles constructivos de transductores de alta intensidad	424
Detección de tt por Umbral	153
Detector de máximos	206
Detector de múltiples picos	208
Determinación de la dirección del flujo	376
Determinación de tt por conversión de tiempo a distancia	461

Determinación del punto de enfoque	119
Diámetro del Haz	295
Diezmado	209
Diferencia ente materiales piezoeléctricos y piezomagnéticos	393
Diferencias entre Modos	258
Doppler Color	381
Doppler de Energía (Power Mode)	383
Doppler Pared	384
Doppler Pulsado Direccional	375
D-scan	258
E	
Ecuaciones finales y relación entre los diferentes tipos de ondas	442
Efecto Doppler	15
Efecto Doppler	78
Efecto Doppler en el Diagnóstico Médico	81
Efecto Doppler en Medicina	357
Ejemplo Arrays en Medicina	347
Ejemplo de array en END	347
Ejemplo de array en una aplicación específica	345
El Campo de un Oscilador Ultrasónico	101
El Efecto Doppler en la Instrumentación e Industria	83
El ultrasonido en la naturaleza	7
Elementos de Electroacústica. Analogías electro-mecano-acústicas	445
Elementos de simulación	341
Emisor en reposo y receptor en movimiento	81
Emisor y receptor en movimiento en la misma dirección pero sentido contrario	80
Emisor y receptor en movimiento en la misma dirección y sentido	79
Errores de Registros por mala elección de la frecuencia de barrido	233
Esquemas de Sistemas para Registros tipo A-scan	234
Estático	261
Estimación de la Excitación y de la Ganancia	285
Estimación de la velocidad y ángulo de incidencia	367
Excitación de los transductores	298
Excitación Pulsada y Resolución Axial	101
Existencia de Ruido	152

F	
Factor de mérito	97
Filtrado de Banda lateral o Detector de Envolverte	363
Filtro de conformación	197
Filtro de Wiener	197
Focalización con interpolación	331
Focalización en el eje principal	317
Focalización en recepción	322
Focalización por software	328
Focalización y deflexión del haz	317
Focalización y deflexión del haz en un punto arbitrario	318
Frecuencia de operación, ancho de banda y directividad	427
Fricción	447
Funciones de Correlación	192
G	
Ganancia de Enfoque	297
Generación de los Retardos	320
Generación de Ultrasonido de Potencia	389
Generación dinámica de retardos	338
Génesis de la señal ultrasónica con la técnica emisión pulsada	220
I	
Impedancia acústica	453
Impedancia mecánica	448
Incidencia Normal a la Interfaz	52
Incidencia oblicua a la interfaz. Parte I: Generalidades	46
Incidencia oblicua a la interfaz. Parte II: Coeficientes de Reflexión y Trasmisión II	51
Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte III: Fluido a Fluido	58
Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte IV: Fluido a sólido y Sólido a Fluido	60
Incidencia Oblicua a la Interfaz. Parte V: Sólido a Sólido	64
Inconvenientes	153
Instrumentación industrial y bio instrumentación	25
Instrumentación industrial y diagnóstico médico	22
Interfaces en medios Biológicos	68
Interferencia de ondas	306
Interpolación	209

Interpretación de Registros Típicos	226
Introducción	1
Introducción a Lentes y Arreglos Acústicos	116
Introducción a los Arrays y a la Focalización Electrónica	303
L	
La señal de Eco	171
Lentes Acústicas	116
Limitaciones de potencia de las cerámicas piezoeléctricas	392
Lóbulos de rejilla	310
Lupa de Profundidad	231
M	
Masa acústica (inertancia)	449
Masa mecánica	446
Materiales para transductores de ultrasonido de potencia	391
Materiales piezomagnéticos	392
Mecanismo de detección del murciélago o ecolocalización	14
Medición de tiempo de transito	148
Medición de tt con circuitos electrónicos especializados	461
Medición de tt con Circuitos Integrados dedicados	461
Medición de tt con Decodificador de Tono	160
Medio con falta de paralelismo de las caras	229
Medio con superficies paralelas de reducido espesor	225
Medio conteniendo una impureza	227
Medio conteniendo una impureza o una fisura inclinada respecto al haz	229
Medio conteniendo una impureza y una fisura	229
Medio que contiene microporosidades	230
Medio sin impurezas ni defectos	226
Mejora de la intensidad de radiación y ancho de banda	406
Membranas PVDF	130
Memoria de Pantalla	264
Método de medida de la intensidad acústica	145
Método de Pulso-Eco	146
Método de resonancia	143
Métodos de Emisión y Recepción	141
Métodos de END	23
Métodos de Exploración Electrónica	272

Métodos de Registro y Técnicas Operatorias I	219
Métodos de Registro y Técnicas Operatorias II	257
Métodos para la determinación de defectos en materiales	22
Métodos para la determinación del tiempo de tránsito	153
Métodos usados en Medicina	24
Modelo completo del transductor	417
Modelo de envolvente con distribución Gamma	189
Modelo de envolvente con distribución Weibull	190
Modelo de envolvente con funciones estadísticas	185
Modelo de envolvente Gaussiana	185
Modelo de la envolvente con funciones exponenciales	183
Modelo Eléctrico	97
Modelo elemental de un Transductor para Ultrasonido	89
Modelo KLM	416
Modelo Mason	415
Modelo Polinómico	172
Modelo Redwood	416
Modelos de la envolvente del eco	172
Modelos de un transductor tipo Langevin	412
Modelos del transductor completo	415
Modificación del lóbulo de directividad	121
Modo M	260
Módulos Massa	465
 N	
Naturaleza de las ondas ultrasónicas	40
 O	
Ondas longitudinales en medios gaseosos	440
Ondas longitudinales en medios materiales	438
Ondas Longitudinales y Transversales	437
Ondas transversales en medios materiales	441
Oscilante	262
Otras formas analógicas para medición de distancias	163
Otros Métodos usados en END	275
Otros tipos de Transductores Piezoeléctricos	130

O

Pantalla para la Presentación de la Imagen y Datos	266
Parámetros de Calidad de las Imágenes Acústicas	115
Parámetros de Interés	43
Parámetros de un transductor para sonar típico	429
Post-Procesamiento de Imagen	264
Presentación de los resultados del ensayo en END	266
Procesamiento Adaptivo	200
Profundidad del Foco	120
Propiedades Acústicas de Medios Materiales Metálicos, no Metálicos y Líquidos	457
Pulser	263
Pulso-eco	221

R

Radiación de un Transductor tipo Pistón	108
Radiofrecuencia	335
Receptor	263
Reducción de datos	206
Rendimiento	410
Representación de la Amplitud	228
Resistencia acústica	452
Resorte	446
Resumen de las diferencias entre Doppler Continuo y Pulsado	379
Resumen de los parámetros acústicos de algunos tejidos humanos	74
Rotatorios	262

S

Sensibilidad del receptor	290
Señal de medio con defecto	222
Señal de medio sin defecto	222
Señal de un conjunto de medios	222
Simplificación del modelo	419
Simulación de un Array	343
Simulación de una señal de eco descrita por el modelo polinómico	175
Simulación del campo de presión de un transductor tipo pistón circular plano	106
Simulación dos fuentes monopulares	343

Simulación Monopolo	341
Sincronización por Eco de Interfaz	231
Sintonía del transductor	421
Sistema de sonar basado en el LM1812	461
Sistema para Ecografía Medicina	263
Sistema SENDAS	237
Sistemas de barrido lineal	313
Sistemas de barrido sectorial (Phased Arrays)	315
Sistemas de imagen ultrasónica	312
Sistemas de Representación	224
Sistemas Doppler de Onda Continua	359
Sistemas Doppler de Onda Continua Direccionales	362
Sistemas Doppler de Onda Continua no Direccionales	362
Sistemas Doppler Pulsado	369
Sistemas Lineales	272
Sistemas mecánicos	262
Sistemas para sonar Polariod	469
Sistemas Sectoriales	274
Sonar	426
Sonogramas	130

T

TABLA C1. Densidades, Velocidades e Impedancias Acústicas de Materiales Metálicos	457
TABLA C2. Densidades, Velocidades e Impedancias Acústicas de Materiales no Metálicos	458
TABLA C3. Densidades, Velocidades e Impedancias Acústicas en Líquidos	459
Tamaño y profundidad del defecto	277
Técnica del filtro de fase	376
Técnica Digital	377
Técnicas Confocales	324
Técnicas de Apertura Sintética (SAFT)	328
Técnicas de Muestreo Selectivo (TMS)	339
Técnicas digitales convencionales	326
Técnicas electrónicas de focalización dinámica en recepción	326
Técnicas mixtas	327
Tipos de Ondas Ultrasónicas	41

Tipos de Transductores y sus Características Relevantes	91
Transductores Piezoeléctricos	93
Transductor Langevin	394
Transductor Piezoeléctrico	97
Transductores de ultrasonido en sistemas de sonar	428
Transductores de uso en END y Medicina	127
Transductores Electromagnéticos	93
Transductores Electrostáticos	92
Transductores Langevin para aplicaciones en fluidos	398
Transductores Langevin para aplicaciones en sólidos	397
Transductores para aire y medios gaseosos	124
Transductores piezoeléctricos para aire	288
Transductores y lentes acústicas	87
Transformada compleja de Fourier	378
Transmisión II	52
Transparencia	221
U	
ULTRASCOPE	240
Ultrasonido en el aire	286
Unidad Central de Procesamiento	266
V	
Variaciones con la distancia focal	296
Variantes del Algoritmo LMS	203
Variantes del Doppler Pulsado	381
Velocidad acústica y geometría del ensayo	296
Velocidad de propagación	438
Z	
Zona Ciega	150
Zona Focal	296

*Esta obra se terminó de compilar el 22 de junio de 2016
en el
Laboratorio Tecnológico
Control y Robótica
Instituto de Automática, Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de San Juan
Avda. Libertador Gral. San Martín 1109 (O)
San Juan, Argentina*